

# RAPPORT DE STAGE DEA

Préparé au  
*Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes du CNRS*

En vue de l'obtention du  
*Diplôme d'Etudes Approfondies – Micro-Ondes  
et Télécommunications Optiques*

Ecole doctorale  
*Génie Electrique Electronique et Télécommunications  
Université Paul Sabatier de Toulouse*

Option  
*Micro-Ondes*

Par  
*Minh-Nhut DO*

---

CONCEPTION ET INTEGRATION D'UN MELANGEUR  
MICRO-ONDES EN TECHNOLOGIE  
Silicium/Silicium Germanium  
POUR APPLICATIONS SPATIALES

---

Soutenu le 2 Juillet 2003 :

Directeurs de stage   D.   DUBUC  
                                  R.   PLANA



à Kristin,  
à mes parents, mon frère et mes sœurs,  
à tous mes amis d'ici, en France  
et d'ailleurs, à l'étranger...





---

# **AVANT PROPOS**

---



Le travail présenté dans ce rapport a été effectué au sein du groupe Composants et Intégration des Systèmes Hyperfréquences pour Télécommunications (CISHT) du Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS) du Centre National de Recherches Scientifiques (CNRS) de Toulouse.

Ce rapport résume le travail accompli durant les 6 mois de stage d'initiation à la recherche qui entre dans le cadre de la formation du DEA Micro-Ondes et Télécommunications Optiques.

Je tiens à remercier tout d'abord Monsieur Robert PLANA, Professeur à l'Université Paul Sabatier de Toulouse III, pour m'avoir donné la possibilité de réaliser une partie de mes études en Angleterre, mais aussi de m'avoir aidé dans le choix du groupe de recherche.

Je remercie énormément Monsieur David DUBUC, Maître de conférences à l'IUT, pour m'avoir encadré et dirigé de façon remarquable dans mes recherches. Une grande partie de la réussite de ces 6 mois de travail lui revient...

Je remercie aussi Monsieur Anthony COUSTOU, Post Doctorant en Micro-Electronique, pour sa disponibilité et pour toute l'aide qu'il m'a apporté durant ce stage.

Je remercie Monsieur Olivier LLOPIS, responsable du groupe CISHT, pour m'avoir accueillie dans son groupe de recherche. Je remercie également les membres du groupe.

Enfin, je remercie Monsieur Paul COMBES, directeur de la formation DEA MOTO, pour m'avoir accueillie dans sa formation.

Je remercie également Damien Venturin (alias M. Ordi.) et Geoffroy Soubercaze-Pun (alias le grimpeur) étudiants en DEA CCM pour la bonne ambiance qu'ils ont répandue dans le box. Je remercie aussi Béatrice Espana (alias M<sup>elle</sup> café) pour avoir rappelé l'heure de la pause café tout le long du stage.

Pour terminer, je remercie tous les doctorants du groupe pour leur accueil chaleureux.



# SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE .....	-1-
-----------------------------	-----

## CHAPITRE 1 – LES MELANGEURS MICRO-ONDES

<b>I. DEFINITIONS.....</b>	<b>5</b>
I.1 - Le Système de Réception Radio Fréquence .....	5
I.2 - La Transposition de Fréquence.....	6
I.3 - Le Mélangeur.....	6
I.3.1 - Le Mélangeur Idéal.....	7
<b>II. CARACTERISTIQUES D'UN MELANGEUR.....</b>	<b>10</b>
II.1 - Le Gain de Conversion.....	10
II.2 - Le Point de Compression à 1dB.....	11
II.3 - Le Point d'Interception d'Ordre 3.....	12
II.4 - Le Bruit .....	14
II.5 - L'Isolation .....	14
<b>CONCLUSION.....</b>	<b>15</b>

## CHAPITRE 1 – LES MELANGEURS MICRO-ONDES

<b>I. LE MELANGEUR A CELLULE DE GILBERT .....</b>	<b>19</b>
I.1 - Principe de Fonctionnement .....	19
I.1.1 - La Paire Différentielle .....	20
I.1.2 - La Cellule de Gilbert - Etage RF .....	23
I.1.3 - La Cellule de Gilbert - Etage OL.....	23
<b>II. LE MICROMIXER .....</b>	<b>26</b>
II.1 - Le Micromixer - Etage RF .....	26
II.1.1 - La Boucle Translinéaire (Polarisation) .....	27
II.1.2 – Fonction de Transfert $I_{Diff} = f(V_{RF})$ .....	28
<b>III. CALCUL THEORIQUE DES IIP3 .....</b>	<b>31</b>
III.1 – IIP3 <sub>Eg</sub> du Mélangeur à Cellule de Gilbert .....	32
III.2 – IIP3 <sub>Eg</sub> du Micromixer .....	34
III.3 – Comparatif théorique des IIP3 <sub>Eg</sub> à courant de polarisation comparable .....	36
<b>IV - SIMULATIONS COMPARATIVES GILBERT/MICROMIXER .....</b>	<b>37</b>
IV.1 – Simulations de la cellule de Gilbert .....	37
IV.1.1 – Gain de conversion fonction des paramètres .....	37
IV.1.2 – Gc, IIP3 <sub>p</sub> et Bruit de la Cellule de Gilbert .....	38
IV.2 – Simulations du Micromixer .....	39
IV.2.1 – Gain de conversion fonction des paramètres .....	39
IV.2.2 – Gc, IIP3 <sub>p</sub> et Bruit du Micromixer .....	40
IV.2.3 – Analyse des résultats .....	41
<b>CONCLUSION.....</b>	<b>42</b>

## **CHAPITRE 1 – LES MELANGEURS MICRO-ONDES**

<b>I – Conception du Micromixer : Composants Idéaux.....</b>	<b>46</b>
<b>II – Technologie STMicroElectronics.....</b>	<b>47</b>
II .1 – Composants actifs.....	47
II .2 – Composants passifs.....	48
II .2.1 – Les différents niveaux métalliques .....	49
II .2.2 – Les capacités.....	49
II .2.3 – Les inductances.....	49
<b>III – Conception du Micromixer : Composants Réels .....</b>	<b>49</b>
<b>IV – Intégration du Micromixer .....</b>	<b>50</b>
<b>CONCLUSION.....</b>	<b>52</b>

<b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....</b>	<b>-56-</b>
---	-------------

<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>-60-</b>
----------------------------	-------------

**ANNEXE**







---

# **INTRODUCTION GENERALE**

---



Au jour d'aujourd'hui, les télécommunications se sont largement répandues dans le grand public. Cette grande popularité a entraîné de nombreuses recherches dans le domaine de la conception des circuits élémentaires inclus dans un système de communication.

Avec une nouvelle optique de diversification des applications proposées par les terminaux, les chercheurs sont donc amenés à intégrer de plus en plus ces circuits élémentaires tout en maintenant des performances convenables. Avec l'augmentation de ces applications, on observe que les fréquences de fonctionnement de ces circuits augmentent aussi.

D'un point de vue économique, les compagnies se heurtent à une production de masse à faible coût. Dans cette voie, elles sont amenées à faire des compromis entre coût de production et les performances du produit fini afin de satisfaire au mieux le consommateur.

Le but de ce stage d'initiation à la recherche repose sur la conception d'un circuit actif, notamment un mélangeur millimétrique. L'application première de ce circuit sera le LMDS (**L**ocal **M**ultipoint **D**istribution **S**ystem) spatial.

Ce mélangeur fonctionnera en mode réception et devra translater une bande de fréquences autour de 20 GHz vers une bande de fréquences plus basse centrée sur 1 GHz.

La technologie utilisée pour la conception de ce circuit sera celle proposée par la société STMicroelectronics.



# **CHAPITRE 1**

---

## **LES MELANGEURS MICRO-ONDES**

---



Au cœur de chaque système de télécommunication se trouve un **mélangeur** qui remplit la fonction de **transposition de fréquence**. L'évaluation des performances d'un mélangeur se fait à l'aide de différentes caractéristiques comme le gain de conversion, la **linéarité**, le bruit ou l'isolation entre ports d'accès.

Dans ce chapitre, nous allons dans un premier temps présenter la fonction mélange. Ensuite nous poursuivrons avec les définitions des caractéristiques d'évaluation des mélangeurs afin d'avoir des critères de comparaison.

## I. DEFINITIONS

### I.1 - Le Système de Réception Radio Fréquence

Dans ce type de système, deux parties distinctes peuvent être identifiées [3]. Comme le décrit la *figure I-1*, le signal **Radio Fréquence**, émis par l'émetteur arrive sur l'antenne par la voie hertzienne. Ensuite, la **Tête de réception RF** réalise de multiples opérations sur ce dernier afin de le rendre compatible avec la partie **Traitement de signal** qui s'effectue en Bande de Base.

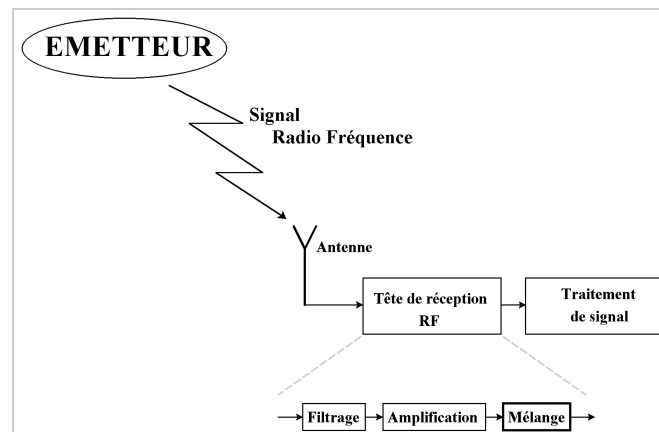


Figure I-1 : Schéma de principe d'un récepteur Radio Fréquence

Pour ramener le signal **Radio Fréquence** vers la bande de base (pour le rendre compatible) la tête de réception fait appel à 3 fonctions analogiques élémentaires de mise en forme :

- le filtrage, qui permet d'isoler une gamme de fréquences utiles,
- l'amplification du signal, qui a pour but d'élever le niveau du signal afin de l'extraire le bruit de fond généré par chacune des étapes du système de réception,
- et le **mélange de fréquences**, qui effectue une translation d'une fréquence d'entrée ( $f_e$ ) vers une autre fréquence de sortie ( $f_s$ ), et permet ainsi de transposer le spectre du signal **Radio Fréquence** vers les fréquences de la bande de base.

## I.2 - La Transposition de Fréquence

Dans chaque système de communication radiofréquence, il est nécessaire de translater en fréquence le spectre d'un signal informatif vers des fréquences supérieures ou inférieures à celle d'origine. La première raison de cette translation repose sur la non compatibilité entre le signal informatif, la voix humaine par exemple, et le canal de transmission radiofréquence, l'espace par exemple. La deuxième raison, quant à elle, repose sur les interférences provoquées entre canaux situés proche l'un de l'autre.

A l'émission, la translation est réalisée vers des fréquences plus élevées que celle d'origine. D'après l'appellation anglo-saxonne, cette opération est appelée 'Up Conversion'. Dans le cas contraire, elle est nommée '**Down Conversion**'.

La *figure I-2* illustre la transposition de fréquence [1] d'un spectre d'un signal d'entrée  $E(f)$  centré sur la fréquence  $f_c$ . Cette transposition est réalisée d'une quantité  $f_0$ . Dans le cas d'une translation en mode 'Up Conversion', la fréquence centrale du signal de sortie  $S(f)$  est égale à  $(f_c+f_0)$ , alors que dans le cas d'une translation en mode 'Down Conversion', la fréquence centrale est  $(f_c-f_0)$ .

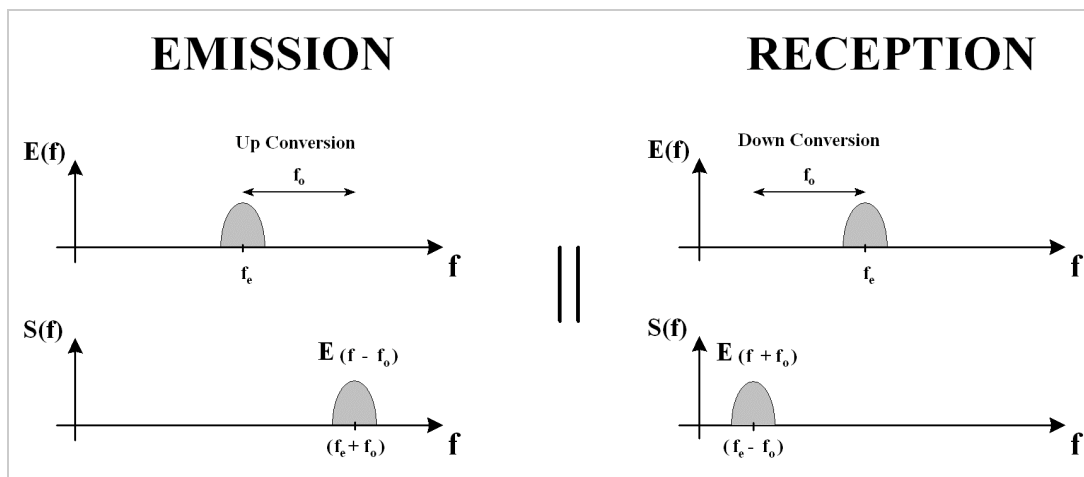


Figure I-2 : Transposition de fréquence

Le thème de ce stage porte sur la conception d'un mélangeur dans un système de **réception**. Nous avons donc réalisé une étude seulement sur la transposition de fréquence en mode '**Down Conversion**'.

## I.3 - Le Mélangeur

Dans un système de communication, les mélangeurs sont des dispositifs qui effectuent le mélange de deux signaux afin d'obtenir une transposition de fréquence du signal utile tout en gardant intacte l'information contenue dans ce dernier. Ils se basent sur le principe de la transposition de fréquence décrite dans la partie précédente.



La *figure I-3* donne une description fonctionnelle d'un mélangeur. Le signal d'entrée est noté RF (pour signal **R**adio **F**réquence) : il correspond au signal sur lequel nous voulons appliquer la translation de fréquence. Ce dernier est mélangé avec le signal OL (pour le signal **O**scillateur **L**ocal) provenant de l'oscillateur local. Ce signal OL permet le mélange et sa fréquence correspond à la quantité de la translation fréquentielle. Le signal de sortie résultant de ce mélange est nommé FI (pour le signal **F**réquence **I**ntermédiaire).

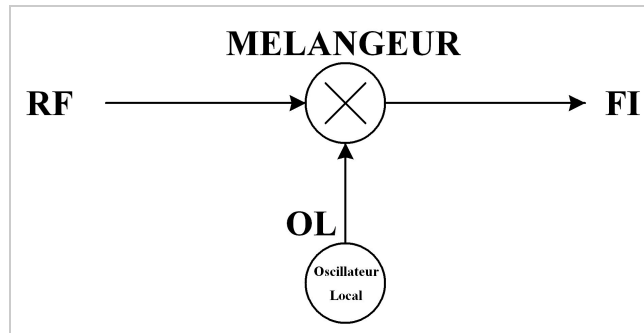


Figure I-3 : Schéma fonctionnelle d'un mélangeur

### I.3.1 - Le Mélangeur Idéal

Dans le cas idéal, cette transposition de fréquence est le résultat du **produit** des deux signaux RF et OL dans le domaine temporel. En effet supposons deux signaux sinusoïdaux d'amplitudes  $A_{RF}$  et  $A_{OL}$ , et dont les fréquences respectives sont  $f_{RF}$  et  $f_{OL}$  :

$$\begin{aligned}
 RF &= A_{RF} \cos(2\pi f_{RF} t) \\
 OL &= A_{OL} \cos(2\pi f_{OL} t)
 \end{aligned}$$

dans le cas d'un récepteur,  $f_{RF} > f_{OL}$  .

et effectuons le produit de ces deux signaux.

$\cos(\alpha) \cos(\beta) = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]$

$$\begin{aligned}
 FI &= OL \times RF = A_{OL} A_{RF} \cos(2\pi f_{OL} t) \cos(2\pi f_{RF} t) \\
 FI &= \frac{A_{OL} A_{RF}}{2} [\cos(2\pi (f_{RF} - f_{OL}) t) + \cos(2\pi (f_{RF} + f_{OL}) t)]
 \end{aligned}$$

↓

**Fréquence Différence**

↓

**Fréquence Somme**

Nous pouvons constater que le signal de sortie FI issu du produit est composé de deux signaux de forme sinusoïdale dont les fréquences sont la **Différence** et la **Somme** des fréquences en entrées. La *figure I-4* décrit ce produit de mélange dans le domaine fréquentiel.

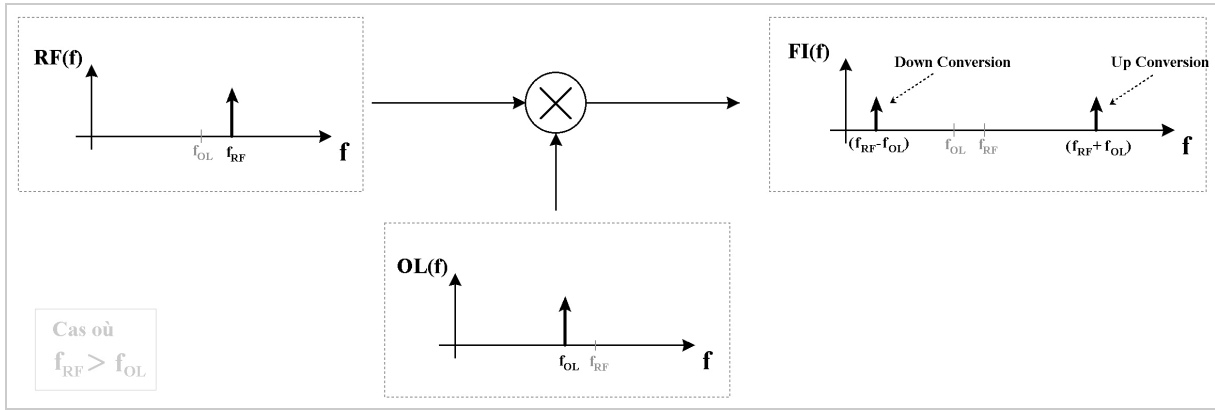


Figure I-4 : Mélange de RF avec OL dans le domaine fréquentiel

Nous pouvons donc conclure que le produit de deux signaux permet de réaliser la transposition de fréquence.

Dans le cas d'un récepteur, seule la fréquence **Différence** est intéressante.

Hormis la fréquence  $f_{RF}$  du signal RF, il existe une autre fréquence appelée **fréquence image** ( $f_{im}$ ) qui, mélangée avec le signal OL, amène à la même de fréquence de sortie FI.

$$f_{RF} = f_{OL} + f_{im} \quad (1)$$

$$\Rightarrow f_{im} = f_{RF} - f_{OL} \quad (2)$$

Cette fréquence image est le symétrique de la fréquence  $f_{RF}$  par rapport à la fréquence  $f_{OL}$ . La *figure I-5* illustre ce phénomène.

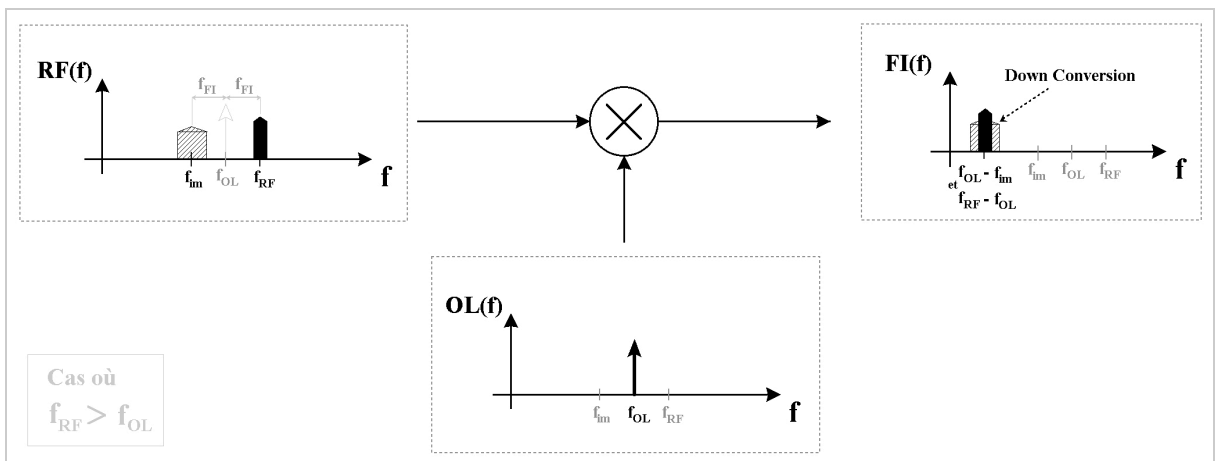


Figure I-5 : Mélange de RF et Fréquence Image avec OL dans le domaine fréquentiel

Nous pouvons constater que les deux spectres résultants des deux mélanges sont superposés, ce qui traduit une importante **distorsion** du signal FI informatif.

Dans le cas où la fréquence  $f_{FI}$  est relativement élevée, un simple filtrage en entrée de la fréquence image suffit. Mais dans le cas où la fréquence  $f_{FI}$  est basse, le mélangeur doit contenir un circuit réjecteur de fréquence image.

### I.3.2 - Le Mélangeur à Non-Linéarité

Le produit de deux signaux peut être obtenue à l'aide d'un système non-linéaire [1]. Cette non-linéarité peut être définie par une **série de Taylor** de la forme suivante :

$$v_s(t) = a_0 + a_1 v_e(t) + a_2 v_e^2(t) + a_3 v_e^3(t) + \dots$$

où  $v_s$  et  $v_e$  désignent respectivement les tensions instantanées de sortie et d'entrée.

Appliquons alors les deux signaux  $v_{RF}$  et  $v_{OL}$  à cette non linéarité ( $v_{RF}$  et  $v_{OL}$  sont les tensions instantanées d'entrées des deux accès RF et OL).

$$\begin{aligned}
 & (a_2 v_{RF} v_{OL})^2 \quad 2.2 \\
 & (a_3 v_{RF}^2 v_{OL})^3 \quad 3.3..
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 v_s(t) &= a_0 + a_1 [v_{RF}(t) + v_{OL}(t)] + a_2 [v_{RF}(t) + v_{OL}(t)]^2 + a_3 [v_{RF}(t) + v_{OL}(t)]^3 + \dots \\
 &= a_0 + a_1 [v_{RF}(t) + v_{OL}(t)] + a_2 [v_{RF}^2(t) + 2v_{RF}(t)v_{OL}(t) + v_{OL}^2(t)] + a_3 [v_{RF}^3(t) + 3v_{RF}^2(t)v_{OL}(t) + 3v_{RF}(t)v_{OL}^2(t) + v_{OL}^3(t)] + \dots
 \end{aligned}$$

Supposons que  $v_{RF}$  et  $v_{OL}$  soient des signaux sinusoïdaux dont les amplitudes et pulsations respectives sont  $V_{RF}$ ,  $V_{OL}$  et  $\omega_{RF}$ ,  $\omega_{OL}$ . En décomposant l'expression de la tension de sortie  $v_s$ , nous obtenons :

$$\begin{aligned}
 & \cos^2(\omega t) = \frac{1}{2} [1 + \cos(2\omega t)] \\
 & \cos^3(\omega t) = \frac{3}{4} \cos(\omega t) + \frac{1}{4} \cos(3\omega t) \\
 & \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) = \frac{1}{2} [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t]
 \end{aligned}$$

1<sup>er</sup> ordre :

$$a_1 V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) + a_1 V_{OL} \cos(\omega_{OL} t)$$

2<sup>ème</sup> ordre :

$$\begin{aligned}
 & + \frac{1}{2} a_2 V_{RF}^2 \cos(2\omega_{RF} t) - \frac{1}{2} a_2 V_{OL}^2 \cos(2\omega_{OL} t) \\
 & + a_2 V_{RF} V_{OL} [\cos(\omega_{RF} + \omega_{OL} t) + \cos(\omega_{RF} - \omega_{OL} t)]
 \end{aligned}$$

$$+ a_3 V_{RF}^2 V_{OL} \cos(2\omega_{RF} + \omega_{OL} t) + a_3 V_{RF} V_{OL}^2 \cos(2\omega_{OL} + \omega_{RF} t) + \dots$$
IM2

3<sup>ème</sup> ordre :

$$\begin{aligned}
 & + \left[ \frac{3333}{4444} a_{33} V_{RF}^2 V_{OL}^2 \cos(\dots) - \dots - \dots \right] \\
 & + \frac{11}{44} a_{33} V_{RF}^2 \cos(\dots) - \dots \\
 & + \frac{33}{44} a_{33} V_{RF}^2 \cos(\dots) - \dots \\
 & + \frac{33}{44} a_{33} V_{RF}^2 \cos(\dots) - \dots
 \end{aligned}$$

Parmi tous les termes générés par la non-linéarité décrite par l'équation (I.3), seul le terme encadré de l'expression (I.6) nous intéresse. Ce terme démontre qu'un **dispositif à caractère non-linéaire** peut être utilisé pour réaliser la **fonction mélange**, et plus généralement les termes provenant d'un développement en série de Taylor de degré pair.

Notons aussi que cette non-linéarité génère des **signaux indésirables**. Les signaux les plus gênants sont notamment les produits d'intermodulation d'ordre 3 dont une analyse plus approfondie sera menée dans la suite de ce rapport.

## II. CARACTERISTIQUES D'UN MELANGEUR

### II.1 - Le Gain de Conversion

La *figure II-1* présente les notations utilisées pour définir le gain de conversion [1][3][4]. Notons que le mélangeur se compose de trois ports d'accès : deux en entrées (accès RF et OL) et le dernier en sortie (accès FI). Les puissances respectives à chaque accès sont :

- **P<sub>RF</sub>**, puissance du signal d'entrée RF à la fréquence  $f_{RF}$  à l'accès RF,
- **P<sub>OL</sub>**, puissance du signal d'entrée OL à la fréquence  $f_{OL}$  à l'accès OL,
- **P<sub>FI</sub>**, puissance du signal de sortie FI à la fréquence  $f_{FI}$  à l'accès FI.

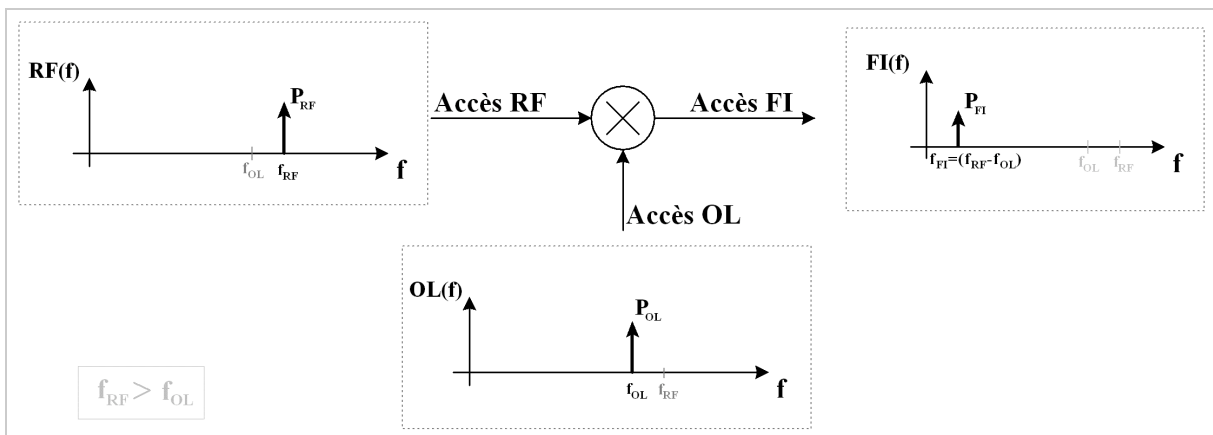


Figure II-1 : Notations pour Gain de Conversion

Cette caractéristique donne une indication sur l'**efficacité de conversion** de la puissance d'une fréquence à une autre.

Dans le cas général, le gain est défini comme le rapport de la puissance en sortie sur la puissance d'entrée. Le terme 'conversion' est utilisé pour indiquer que ces puissances sont considérées à des fréquences différentes. La puissance de sortie est prise à la fréquence  $f_{FI}$  alors que pour la puissance d'entrée, la fréquence à considérer, est à la fréquence  $f_{RF}$ .

L'expression du **Gain de Conversion** est de la forme suivante :

$$GU = \frac{P_{FI}}{P_{RF}} \quad (.1)$$

en dB, l'expression de Gain de Conversion devient :

$$G_{C(dB)} = 10 \cdot \log_2 \left( \frac{P_{FI}}{P_{RF}} \right) \quad ( ) \quad ( ) \quad ( )$$

Ce type de gain dépend :

- des caractéristiques de l'élément non-linéaire utilisé pour réaliser la fonction de mélange,
- des conditions de polarisation,
- la puissance du signal OL.

Dans les deux paragraphes suivants, nous allons décrire les caractéristiques qui permettent d'évaluer le degré de linéarité d'un mélangeur.

## II.2 - Le Point de Compression à 1dB

Cette caractéristique est un indicateur de **linéarité** vis-à-vis de la puissance d'entrée. Elle est très importante car elle rend compte de la limite haute de la puissance d'entrée RF au-delà de laquelle le mélangeur introduit des phénomènes de **compression** et de **saturation** sur le signal informatif [4].

En considérant de faibles signaux d'entrée, la puissance de sortie  $P_{FI}$  augmente de façon linéaire lorsque la puissance d'entrée  $P_{RF}$  augmente. Cette fonction linéaire admet pour pente le rapport  $\frac{P_{FI}}{P_{RF}}$ , soit le gain de conversion  $G_c$ . Cependant, à une certaine puissance d'entrée, ce rapport commence à diminuer. La puissance  $P_{FI}$  augmente alors de façon moins rapide, et commence à diverger du fonctionnement linéaire : c'est le phénomène de compression. La puissance en sortie est alors répartie sur les signaux indésirables.

Le **Point de Compression à 1dB** se situe à une puissance d'entrée pour laquelle le gain  $G_{c(dB)}$  chute de 1dB par rapport au gain petit signal  $G_0$ . Ce point peut être aussi définie comme le point pour lequel la puissance de sortie  $P_{FI}$  chute de 1dBm par rapport à l'extrapolation du fonctionnement linéaire.

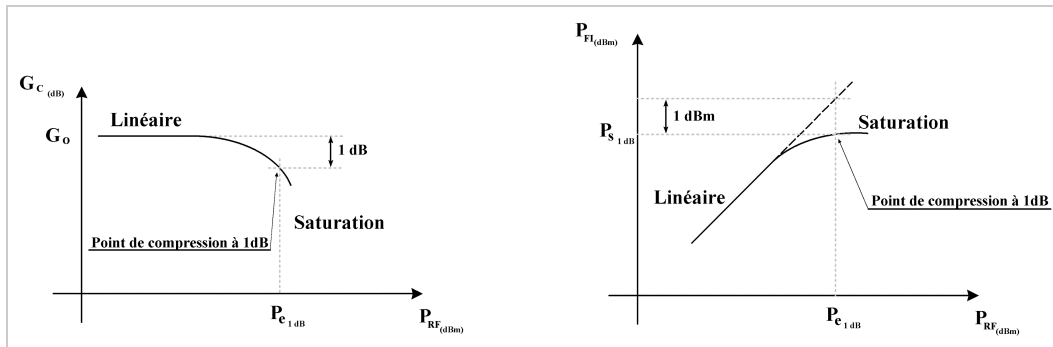


Figure II-2 : Point de Compression à 1 dB

### II.3 - Le Point d'Interception d'Ordre 3

Ce point est aussi un indicateur de **linéarité**. Afin de déterminer cette caractéristique, il est nécessaire de considérer à l'entrée RF du mélangeur, **deux signaux** sinusoïdaux de même amplitude et de fréquences voisines. En effet, le signal RF est constitué, en pratique, de multiples raies spectrales contenant l'information. Ce type de signal est dit **signal multi-porteuses** [1][3][4].

Lorsque ces deux signaux sont appliqués au mélangeur, l'interférence de ces derniers produit de **l'intermodulation** qui a pour effet de générer des composantes fréquentielles indésirables en sortie du système. Les produits d'intermodulation les plus gênants sont ceux d'**ordre 3** car elles génèrent des signaux parasites très proches, donc impossibles à filtrer, des signaux utiles en sortie. Les fréquences de ces signaux parasites sont de la forme suivante :

Supposons donc deux signaux :

$$RFV_1 \neq \omega_{rRF} \cos(\omega_1 t) \quad \text{avec } \omega_1 > \omega_2$$

$$RFV_2 \neq \omega_{rRF} \cos(\omega_2 t)$$

$$v_t(RF)_{RF} \quad \dots$$

et appliquons les à un système non-linéaire décrit par l'équation (I.3). Nous obtenons une expression du signal en sortie de la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 v_t(t) = & \frac{A}{n} \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) \quad \text{( )} \\
 & + \frac{A^2}{2} \cos^2(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) \quad \text{( )} \quad \text{( )} \\
 & + \frac{A^2}{2} \cos^2(\omega_2 t) \cos(\omega_1 t) \quad \text{( )} \quad \text{( )} \quad \text{( )} \\
 & + \frac{A^3}{4} \cos^3(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) \quad \text{( )} \quad \text{( )} \quad \text{( )} \\
 & + \frac{A^3}{4} \cos^3(\omega_2 t) \cos(\omega_1 t) \quad \text{( )} \quad \text{( )} \quad \text{( )} \\
 & + \frac{A^3}{4} \cos(\omega_1 t) \cos^3(\omega_2 t) \quad \text{( )} \quad \text{( )} \quad \text{( )} \\
 & + \frac{A^3}{4} \cos(\omega_2 t) \cos^3(\omega_1 t) \quad \text{( )} \quad \text{( )} \quad \text{( )}
 \end{aligned} \tag{II.3}$$

↑ IM1
↑ IM1

↓ IM3
↓ IM3

La figure II-3 décrit les différents signaux issus du produit d'intermodulation de fréquences :

$$f_{IM3} = 2f_1 - f_2$$

$$\text{soit } \omega = \omega_1 - \omega_2$$

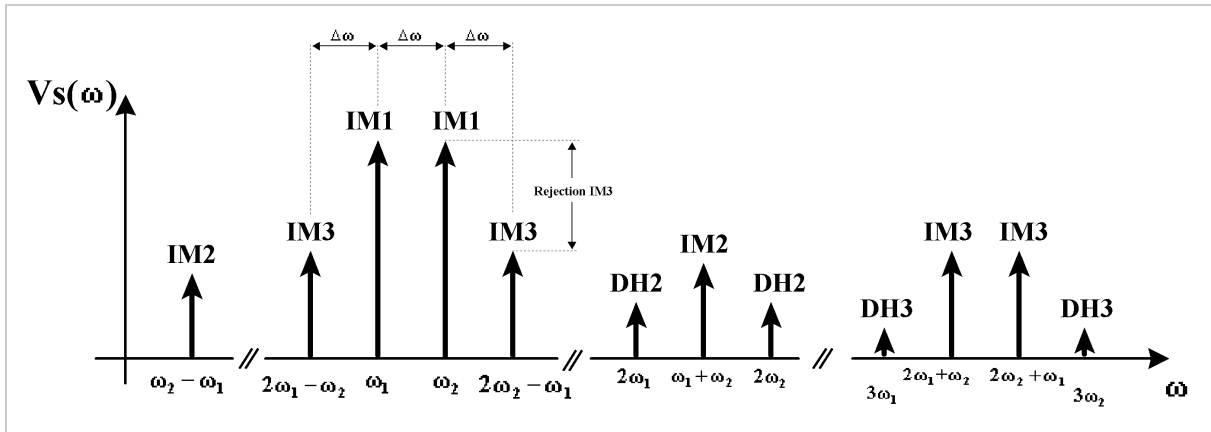


Figure II-3 : Produit d'Intermodulation

Remarquons que l'amplitude des signaux d'intermodulation (IM3) croît proportionnellement à  $V_{rf}^3$ , alors que celle des signaux fondamentaux (IM1) varie de façon proportionnelle à  $V_{rf}$ . Sur une échelle logarithmique traçant  $IM3_{Puissance(Entrée)}$  et  $IM1_{Puissance(Entrée)}$ , cela se traduit par une différence de  **pente**  entre les deux courbes.

On définit par **Point d'Interception d'Ordre 3** ramené en entrée (IIP3<sub>p</sub> pour 'Input Intercept Point of Order 3, in power'), la puissance du signal d'entrée pour laquelle l'amplitude des **Produits d'Intermodulation d'Ordre 3** en sortie est égale à celle des Produits d'Intermodulation d'Ordre 1, ces puissances étant extrapolées par rapport à leur comportement linéaire. La figure II-4 explicite cette définition.

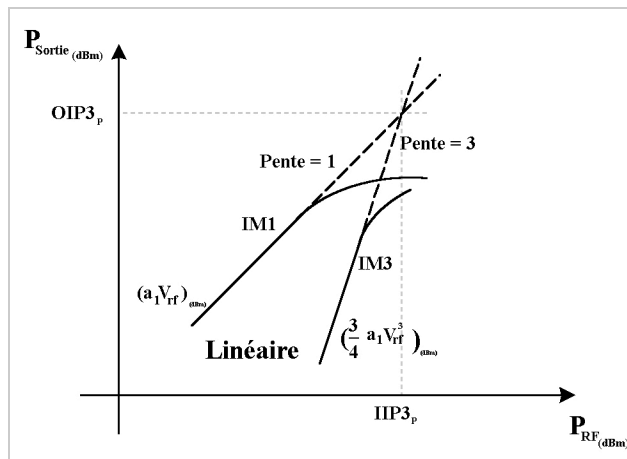


Figure II-3 : Point d'Interception d'Ordre 3

D'après l'équation (II.3), il est possible d'établir une expression analytique pour le Point d'Interception d'Ordre 3 ramené en entrée (IIP3<sub>v</sub> = Input Intercept Point of Order 3 in Voltage, ie => V<sub>e</sub>):

$$\begin{array}{cc} \text{IM1} & \text{IM3} \\ \uparrow & \uparrow \\ |a_{13}|^2 P_{a1} P_{a3} = \frac{3}{4} P_{a1}^3 & \end{array}$$

Finalement, le point d'interception d'ordre 3 est égale à :

$$IIP3 = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{a_1}{a_3}} \quad ( )$$

Sous certaines conditions, il existe une relation entre le point de compression à 1dB et point d'interception d'ordre 3 de la forme suivante [4] :

$$IIP3 \approx IIP1 + 1.5 \text{ dB} \quad ( ) \quad ( )$$

## II.4 - Le Bruit

Cette caractéristique est généralement définie par le facteur de bruit minimum NF qui rend compte de la capacité à traiter les faibles puissances des signaux RF [1].

Par définition, le facteur de bruit est de la forme suivante :

$$NF = \frac{\left(\frac{S}{B}\right)_{\text{Entrée RF}}}{\left(\frac{S}{B}\right)_{\text{Sortie FI}}} \cdot 10 \log_{10} ( ) \quad ( ) \quad ( )$$

où  $\left(\frac{S}{B}\right)_{\text{Entrée RF}}$  et  $\left(\frac{S}{B}\right)_{\text{Sortie FI}}$  sont respectivement le rapport signal sur bruit (rapport en puissance) en entrée (à la fréquence  $f_{RF}$ ) et sortie (à la fréquence  $f_{FI}$ ).

## II.5 - L'Isolation

Une représentation spectrale du signal de sortie montre que ce dernier comporte de nombreuses raies et plus précisément des composantes non désirées aux fréquences d'entrée  $f_{RF}$  et  $f_{OL}$ .

Afin d'évaluer l'importance de ces raies en sortie, on exprime leurs puissances normalisées par rapport aux puissances de ces raies en entrée : on parle alors d'**Isolations** RF → FI et OL → FI. L'isolation donne donc une indication sur la quantité de puissance d'un signal à un accès qui est dérivée vers un second accès. Les équations (II.7) et (II.8) définissent les expressions de ces isolations [1].



$$I_{OL,RF} = \frac{P_{RF}|_{f_{RF}}}{P_{IF}|_{f_{RF}}} \quad ( .7)8. \quad \frac{P_{OL}|_{f_{OL}}}{P_{IF}|_{f_{OL}}} \quad ( )$$

En raison de forte amplitude pour le signal OL, une partie de la puissance de ce signal se retrouve à l'accès RF. Par conséquent, une isolation  $I_{OL,RF}$  peut être définie comme suite :

$$I_{OL,RF} = \frac{P_{OL}|_{f_{OL}}}{P_{RF}|_{f_{OL}}} \quad ( .9)$$

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons fait une description de la fonction **Mélange** afin de comprendre l'utilité de ce type de circuit dans un système de réception Radio Fréquence.

Nous avons aussi défini les principales caractéristiques d'évaluation des mélangeurs pour permettre leur comparaison.



# **CHAPITRE 2**

---

**DE LA CELLULE  
DE GILBERT  
AU MICROMIXER**

---



Il existe plusieurs topologies réalisant la fonction mélange qui ont chacune leurs avantages et inconvénients. On trouve notamment le mélangeur à **Cellule de Gilbert**.

Dans ce chapitre, nous allons tout d’abord faire une analyse du mélangeur à Cellule de Gilbert, puis nous ferons une étude d’une autre structure appelée **Micromixer**. Nous finirons par une **comparaison** de ces deux structures au niveau de la **linéarité**, et plus précisément sur la **comparaison des Points d’Interception d’Ordre 3**.

## I. LE MELANGEUR A CELLULE DE GILBERT

Ce type de mélangeur a été inventée par Barrie Gilbert en 1967 et malgré le temps qui s’est écoulé depuis, cette structure reste un bon point de départ dans de nombreuses conceptions de circuits microélectroniques. Cette topologie est classée dans la catégorie des mélangeurs actifs double équilibrés.

Nous avons donc été amenés à faire une étude théorique de cette structure afin de mettre en évidence les mauvais points de cette dernière qui entraînent de faibles performances en linéarité.

### I.1 - Principe de Fonctionnement

La *figure I-1* donne le schéma de base du mélangeur à cellule de Gilbert. Nous pouvons observer deux étages RF et OL distincts. L’étage RF a pour rôle de convertir la tension différentielle  $v_{RF}$  en un courant différentiel  $I_{Diff}$ . L’étage OL, quant à lui, va permettre de réaliser une multiplication biphassée entre  $V_{RF}$  et  $V_{OL}$ .

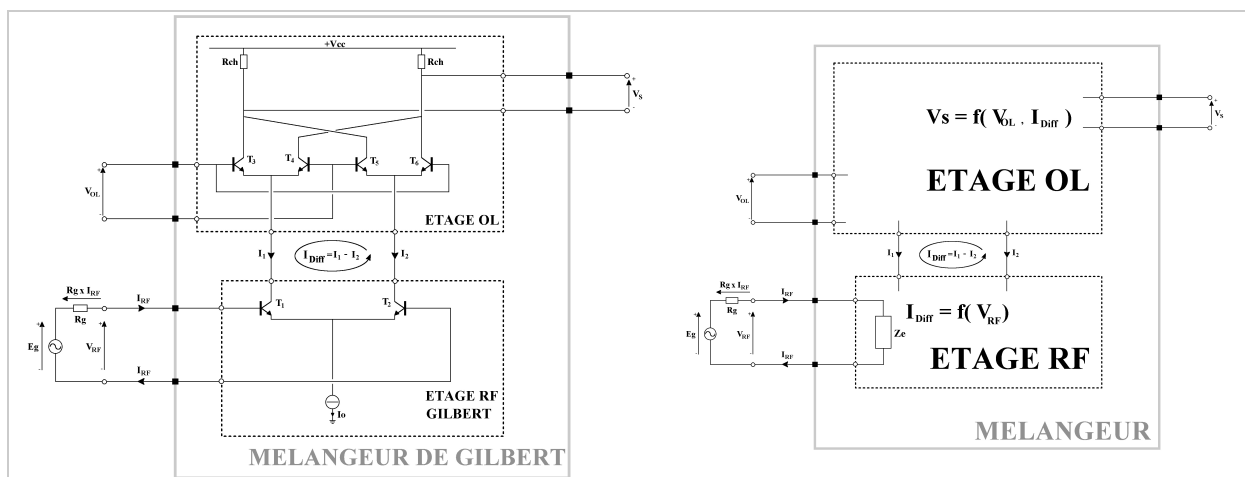


Figure I-1 : Mélangeur à cellule de Gilbert

Notons, d'après la *figure I-2*, que cette structure est composée de trois paires différentielles formées par les transistors  $T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6$ , qui sont judicieusement connectées afin d'effectuer la fonction de multiplication donc de mélange.

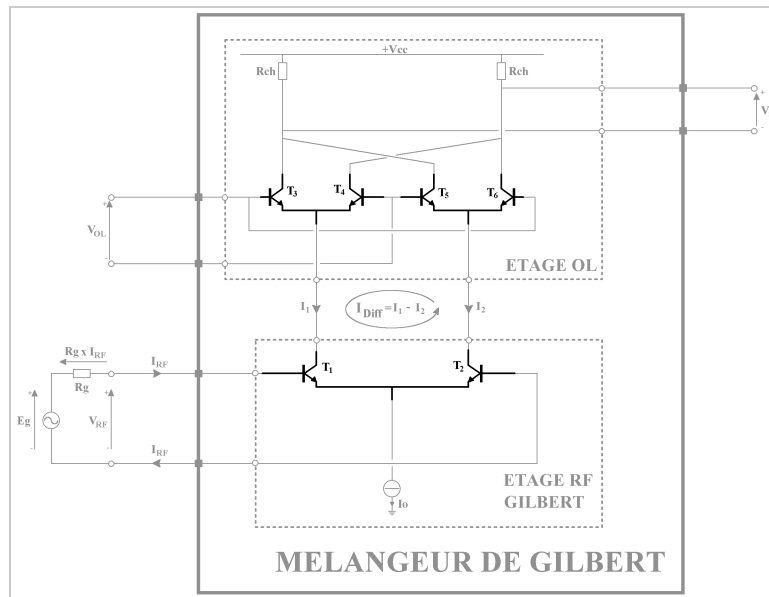


Figure I-2 : 3 Paires Différentielles

### I.1.1 - La Paire Différentielle

Nous proposons de faire une étude de la paire différentielle pour en extraire ses principales caractéristiques [5].

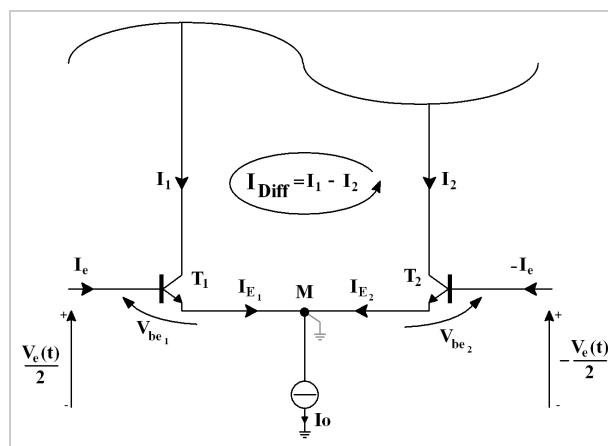


Figure I-3 : Paire Différentielle

En absence de signal  $v_t(t)$ , les transistors sont polarisés grâce aux courant  $I_0$ . Ce qui permet d'avoir une tension base-émetteur  $V_{be1}$  et  $V_{be2}$  égale à une quantité  $V_{be0}$ .

Notons que la structure est attaquée par un signal différentiel  $v_t(t)$

$\varphi \propto \frac{v_t(t)}{2}$ ;  $\frac{v_c(t)}{2}$ , cela signifie que nous avons une masse virtuelle au point M.

Lorsque nous appliquons le signal différentiel  $v_t(t)$  à ce circuit, les tensions  $V_{be1}$  et  $V_{be2}$  deviennent :

$$V_{be1} = V_{be0} + \frac{v_t(t)}{2} \quad (1)$$

Le coefficient d'idéalité  $n$  est pris égal à 1 et on néglige le 1 devant les termes en exponentiels. De plus, les deux transistors sont **identiques**. Les courants d'émetteur  $I_{E1}$  et  $I_{E2}$  sont alors de la forme suivant :

$$I_{E1} = I_{SE} e^{\frac{V_{be1}}{V_T}} = I_{SE} e^{\frac{V_{be0} + \frac{v_t(t)}{2}}{V_T}} \quad (2)$$

où  $I_{SE}$  est le courant de saturation.

De plus,

$$I_{E2} = I_{SE} e^{\frac{V_{be2}}{V_T}} = I_{SE} e^{\frac{V_{be0} - \frac{v_t(t)}{2}}{V_T}} \quad (3)$$

Calculons le courant différentiel  $I_{DiffEE} = I_{E1} - I_{E2}$  :



$$\frac{e^{xy} - e^{-xy}}{e^{xy} + e^{-xy}} = \tanh(xy)$$

En supposant les courants d'émetteur et de collecteur égaux,

$$I_{E1} \approx I_{C1}$$

$$I_{E2} \approx I_{C2}$$

$$I_{DiffEE} = I_{E1} - I_{E2} = I_{SE} \left[ e^{\frac{V_{be0} + \frac{v_t(t)}{2}}{V_T}} - e^{\frac{V_{be0} - \frac{v_t(t)}{2}}{V_T}} \right] \quad (4)$$

$$= I_{SE} e^{\frac{V_{be0}}{V_T}} \left[ e^{\frac{v_t(t)}{2V_T}} - e^{-\frac{v_t(t)}{2V_T}} \right]$$

$$I_{DiffEE} = I_{SE} e^{\frac{V_{be0}}{V_T}} \tanh\left(\frac{v_t(t)}{2V_T}\right) \quad (5)$$

Afin d'établir la caractéristique d'entrée du mélangeur, établissons une relation liant  $I_{Diff}$  et  $I_e$  :

$$I_{E1} = I_{E2} = I_e$$

$$I_{DiffEE} = 2 I_e \tanh\left(\frac{v_t(t)}{2V_T}\right)$$

$$I_{E1} = I_{E2} = I_e$$

$$I_{Diff} = 2I_0 \tanh\left(\frac{v_e(t)}{2V_t}\right) \quad ( )$$

$$\Rightarrow I_e = \frac{I_0}{2\beta} \tanh\left(\frac{v_e(t)}{V_t}\right)$$

Cette caractéristique nous servira lors de l'étude de la linéarité du mélangeur de Gilbert.

Nous pouvons constater que la paire différentielle effectue une conversion tension différentielle  $v_e(t)$  courant différentiel  $I_{Diff}$ . Ce circuit est appelé 'Etage Transconducteur'. La figure I-4 décrit la fonction  $\frac{I_{Diff}}{I_0} = f\left(\frac{v_e(t)}{2V_t}\right)$ . Nous pouvons voir qu'il y a deux régimes de fonctionnement, linéaire et saturé.

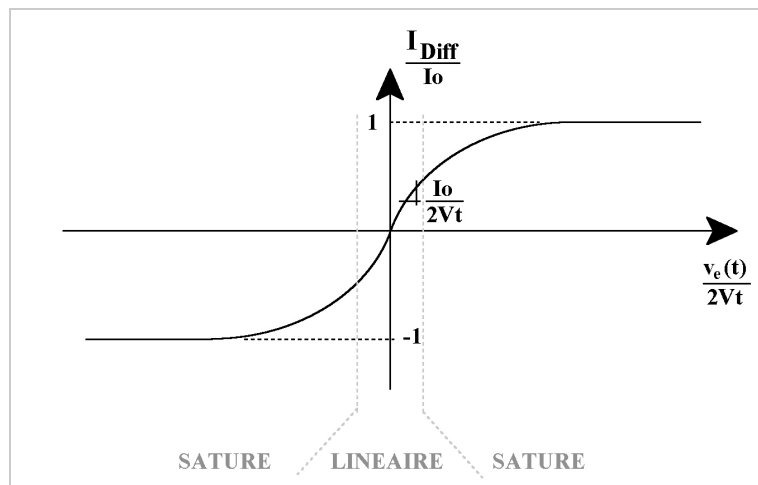


Figure I-4 :  $\tanh(x)$

Pour un fonctionnement en régime linéaire, c'est-à-dire pour des signaux  $v_e(t)$  de faible amplitude, nous avons un gain  $g_m = \left. \frac{I_{Diff}}{v_e(t)} \right|_{v_{faible}}$  qui a pour expression :



$\tanh(x)$  pour de faibles valeurs de  $x$

$$g_m = \left. \frac{I_{Diff}}{v_e(t)} \right|_{v_{faible}} = \frac{I_0}{2} \quad (.7)$$

Notons que la paire différentielle n'offre pas une grande dynamique, dans la zone linéaire, pour ce qui concerne l'amplitude de la tension d'entrée. Plusieurs techniques de linéarisation basées sur la dégénérescence d'émetteur, la technique de la multi-tanh ou des circuits à contre réaction peuvent être utilisées afin d'étendre cette zone.



En fonctionnement saturé, c'est-à-dire pour des signaux  $v_t()$  de forte amplitude, les transistors de la paire différentielle se comportent en interrupteurs non-linéaires. La fonction  $\frac{I_{Diff}}{I_0}$  va prendre la valeur +1 au -1 alternativement à la fréquence du signal d'entrée. Graphiquement, cette fonction aura la forme d'un signal carré d'amplitude 1 dont la fréquence est celle de l'entrée.

### I.1.2 - La Cellule de Gilbert - Etage RF

Comme il est illustré sur la *figure I-1* [6], cette étage se compose d'une paire différentielle formée par les transistors  $|T_{12}^2|$  qui fonctionnent en amplificateur classe A et en régime linéaire. Cet étage admet donc une fonction de transfert identique à l'équation (I.5).

$$I_{Diff} = \tanh\left(8 \frac{V_{RF}}{2V_t}\right) \quad ( )$$

$$V_{RF} = 2 \tanh^{-1}\left(\frac{I_{Diff}}{I_0}\right) \quad ( )$$

Le bruit et la linéarité de cet étage sont les caractéristiques importantes qui conditionnent les performances du mélangeur. Le bruit (bruit de fond) conditionne le minimum de signal d'entrée que le mélangeur peut traiter. La linéarité indique l'amplitude maximale du signal d'entrée qui n'amène pas de distorsion, compression et saturation du signal de sortie.

### I.1.3 - La Cellule de Gilbert - Etage OL

Cet étage comprend deux paires différentielles [3] formées par les transistors  $|T_{34}^2|$  et  $|T_{56}^2|$  qui fonctionnent en régime saturé car le signal  $V_{OL}$  est relativement de grande amplitude. La *figure I-5* donne un aperçu de cet étage.

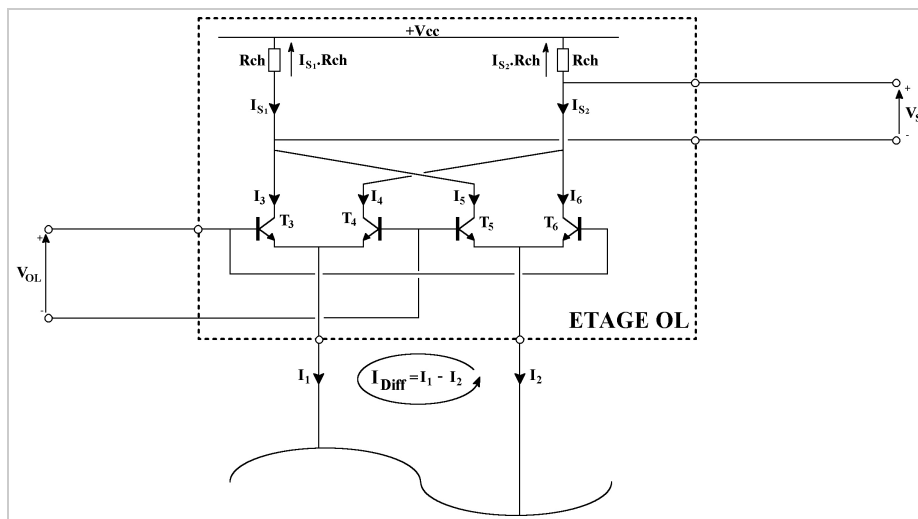


Figure I-5 : Etage OL

Déterminons l'expression de la fonction  $v_{diff}^{II} ( , )$ .

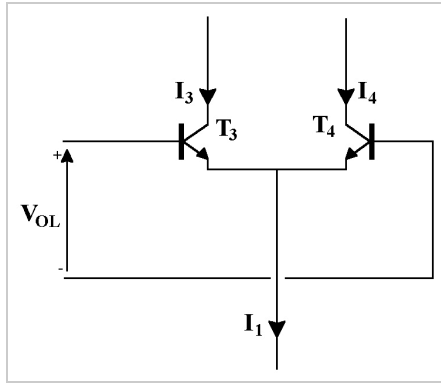


Figure I-6 : Paire Différentielle  $|T_{34}$ ;

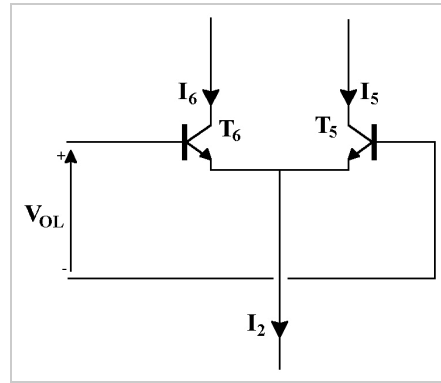


Figure I-7 : Paire Différentielle  $|T_{56}$ ;

$$I_{34} = \tanh\left(\frac{V_{OL}}{2V_t}\right) \quad ( )$$

$$I_{56} = \tanh\left(\frac{V_{OL}}{2V_t}\right) \quad ( )$$

$$\begin{cases} I_{51} = +_{35} \\ I_{52} = +_{46} \end{cases}$$

$$\begin{aligned} v_{diff}^{II} &= R_{ch} [I_{34} - I_{56}] \\ &= R_{ch} I_{12} \left[ \tanh\left(\frac{V_{OL}}{2V_t}\right) - \tanh\left(\frac{V_{OL}}{2V_t}\right) \right] \\ &= -(I_{12} R_{ch}) \tanh\left(\frac{V_{OL}}{2V_t}\right) \\ &\Rightarrow v_{diff}^{II} = -I_{12} R_{ch} \tanh\left(\frac{V_{OL}}{2V_t}\right) \end{aligned}$$

En combinant les équations (I.5) et (I.12), nous obtenons une expression générale de  $v_{diff}^{II} ( )$  de la forme suivante :

$$v_{diff}^{II} = -I_{12} R_{ch} \tanh\left(\frac{V_{OL}}{2V_t}\right) \left(\frac{V_{RF}}{V_t}\right) \quad ( )$$

Pour rendre compte du produit des deux signaux d'entrées  $V_{RF}$  et  $V_{OL}$ , il est nécessaire de considérer ces signaux de faible amplitude. L'équation (I.3) devient donc :

$$\begin{aligned} v_{diff}^{II} &\approx -\frac{I_o}{4V_t^2} R_{ch} k_{T_{34}} \left(\frac{V_{RF}}{V_t}\right) \left(\frac{V_{OL}}{2V_t}\right) \quad ( ) \\ &= \frac{I_o}{4V_t^2} R_{ch} k_{T_{34}} \left(\frac{V_{RF}}{V_t}\right) \left(\frac{V_{OL}}{2V_t}\right) \quad ( ) \end{aligned}$$

Or,  $V_{OL}$  est de forte amplitude, donc en fonctionnement non-linéaire. Le terme  $\tanh\left(\frac{V_{OL}}{2V_t}\right)$  peut être considéré comme un signal carré d'amplitude unitaire et de fréquence,  $f_{OL}$  ( $V_{RF}$  est toujours considéré de faible amplitude). L'équation (I.13) s'écrit alors :

Fonction carrée  $V_{OL} \cos(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t)$  ( )  
 avec  $A_n = \frac{\sin\left(n\frac{\pi}{2}\right)}{n\frac{\pi}{4}}$

$$v_{sR}(t) = \frac{RchIo}{2V_t} \cos(\omega t) \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t) \quad ( ) \quad ( )$$

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, la fonction mélange est le résultat du produit des deux signaux d'entrées. Par conséquent, il faut considérer seulement la fondamentale ( $f_{OL}$ ) du signal carré représentant le signal d'entrée OL. L'amplitude correspondant est égale à :

$$A_1 = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2}\right)}{1 \times \frac{\pi}{4}} = \frac{1}{\frac{\pi}{4}} = \frac{4}{\pi} \approx 1.27 \quad ( )$$

ainsi, l'expression de  $v_t( )$  devient :

$$v_{sR}(t) = \frac{4IoRchV_{RF}}{2V_t \pi} \cos(\omega t) \quad ( )$$

$$= \frac{RchIo}{V_t \pi} V_{RF} \cos(\omega t) \quad ( ( ) ) \quad ( )$$

Soit  $v_{sR}( )$ , l'amplitude efficace de la tension de sortie à la raie de fréquence  $f_{FI}$ . Nous pouvons ainsi écrire les relations suivantes :

$$\Rightarrow v_{sR}(f_{FI}) = \frac{RchIo}{V_t \pi} \quad ( ) \quad (.18)$$

$$\text{or } I_{diffR}(f_{FI}) = \frac{Io}{2V_t} \quad ( ) \quad (.19)$$

$$\Rightarrow v_{sR}(f_{diffR}) = \frac{2Rch}{\pi} \quad ( ) \quad (.20)$$

## II. LE MICROMIXER

Cette topologie est similaire à celle du mélangeur à cellule de Gilbert [6]. Seul l'étage RF diffère. Cette structure utilise un amplificateur fonctionnant en classe AB et en régime non-linéaire. La *figure II-1* donne l'allure globale de cette structure.

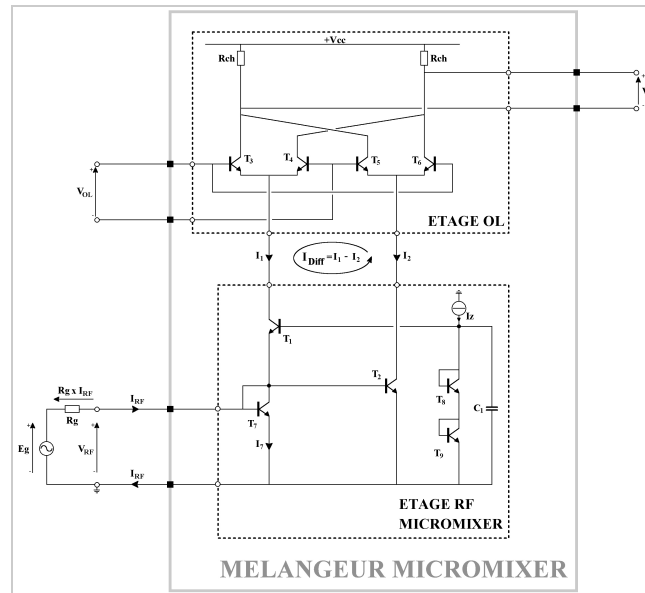


Figure II-1 : Micromixer

En raison de la similitude des étages OL des deux structures, nous allons seulement faire une étude sur l'étage RF du Micromixer.

### II.1 - Le Micromixer - Etage RF

D'après la *figure II-2*, nous pouvons constater que l'entrée de cette topologie est réalisée à l'aide du transistor  $T_7$  monté en diode. Le transistor  $T_1$  est monté en base commune grâce à la capacité de découplage  $C_1$ , tandis que le transistor  $T_2$  est connecté en émetteur commun. La sortie différentielle  $I_{diff} = I_1 - I_2$  est recueillie aux bornes des collecteurs de ces deux transistors  $|T_{1,2}|$ . Le circuit de polarisation est composé d'une source de courant  $I_z$  et des transistors  $|T_{7,8}|$  qui forment une boucle translinéaire avec les transistors  $|T_{1,2}|$ .

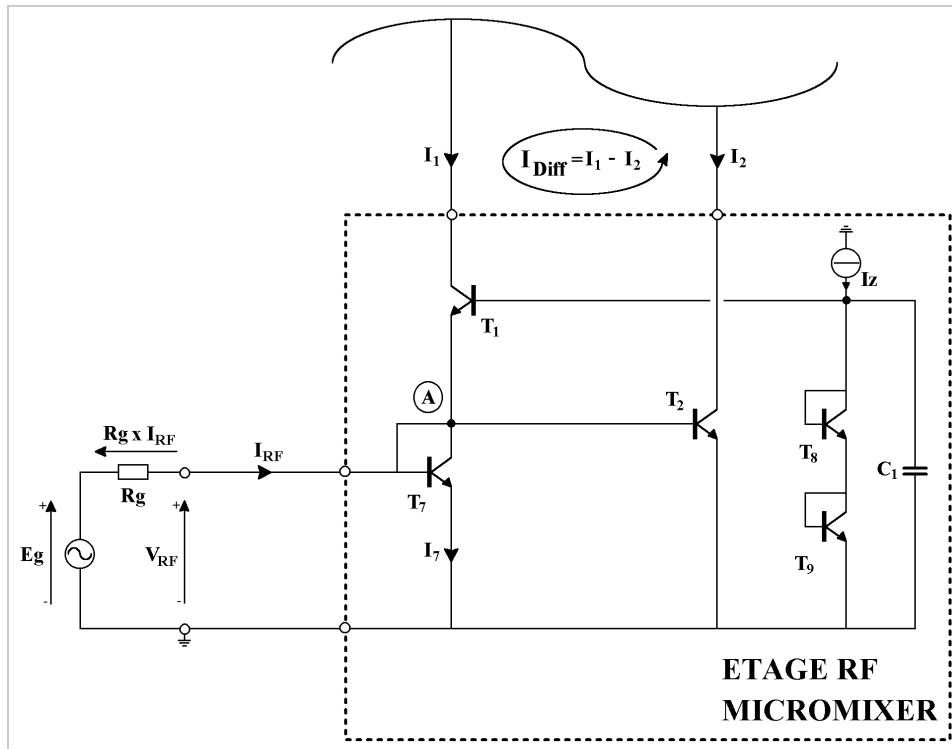


Figure II-2 : Etage RF Micromixer

### II.1.1 - La Boucle Translinéaire (Polarisation)

Elle permet la polarisation des transistors  $T_{1,2,7}$  à un courant de collecteur égal à  $I_z$  [6]. Ce système de polarisation se base sur le principe de la translinéarité.

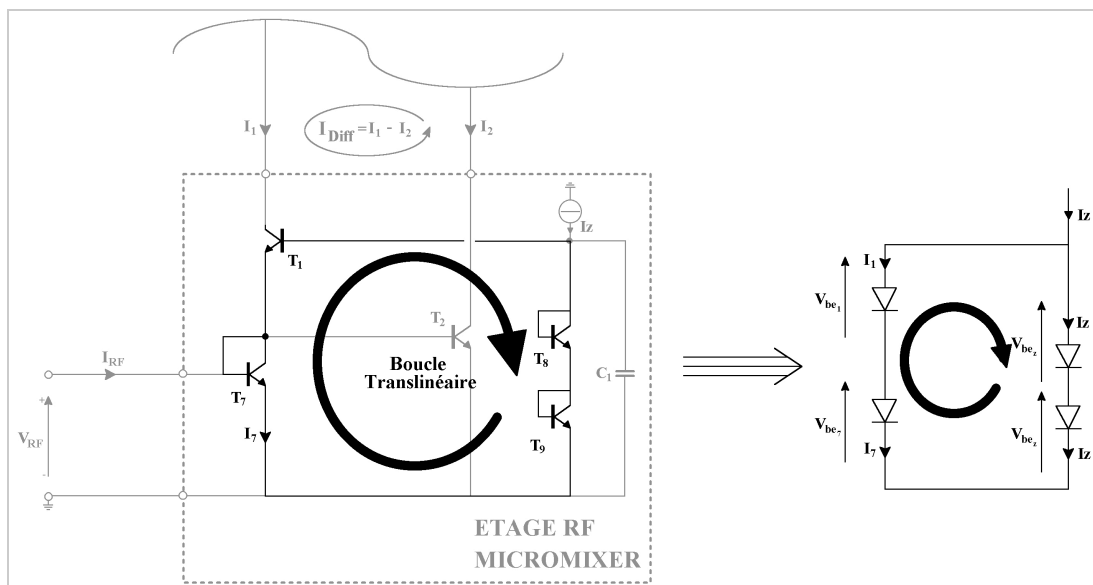


Figure II-3 : Boucle Translinéaire

Considérant le schéma équivalent en diode, nous pouvons écrire les expressions suivantes :

$$\begin{array}{l}
 I_{e1} = S_1 \frac{V_{be1}}{V_T} \\
 I_{e7} = S_7 \frac{V_{be7}}{V_T} \\
 I_{z1} = S_3 \frac{V_{be_z}}{V_T} \\
 I_{z2} = S_4 \frac{V_{be_z}}{V_T}
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{l}
 \text{En supposant les 4 transistors} \\
 |T_{1,2,3,4}| \text{ identiques,} \\
 \text{nous avons donc } I_{1,2,3,4} = I_z
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{l}
 I_{e1} = S \frac{V_{be1}}{V_T} \\
 I_{e7} = S \frac{V_{be7}}{V_T} \\
 I_{z1} = S \frac{V_{be_z}}{V_T} \\
 I_{z2} = S \frac{V_{be_z}}{V_T}
 \end{array}$$

de plus,

$$V_{be1} = V_{be7} = V_{be_z} = V_{be_z} \quad ( .1)$$

ainsi,

$$\begin{aligned}
 V_T \ln \left( \frac{I_1}{I_S} \right) + V_T \ln \left( \frac{I_7}{I_S} \right) &= V_T \ln \left( \frac{I_z}{I_S} \right) + V_T \ln \left( \frac{I_z}{I_S} \right) \\
 \frac{I_1}{I_S} \frac{I_7}{I_S} &= \frac{I_z^2}{I_S^2} \\
 I_1 I_7 &= I_z^2 \quad ( )
 \end{aligned}$$

Décomposons les courants  $I_1$  et  $I_7$  en un courant de polarisation  $I_x$  et des courant ondulés  $I_{1Ond}$  et  $I_{7Ond}$ .

$$(I_{1Ond} + I_x)(I_{7Ond} + I_x) = I_z^2 \quad ( .3)$$

En absence de courant ondulé ( $I_{7Ond} = 0$ ) et en considérant le miroir de courant formé par les transistors  $|T_{2,3}|$  parfait. Nous pouvons conclure que les courants de polarisation  $I_x$  des transistors  $|T_{1,2}|$  sont égaux au courant  $I_z$  du générateur de courant.

$$\boxed{I_x = I_z} \quad ( .4)$$

### II.1.2 – Fonction de Transfert $I_{Diff} = f(V_{RF})$

Dans ce paragraphe, nous allons déterminer l'expression de la fonction de transfert liant  $I_{Diff}$  et  $V_{RF}$  de l'étage RF du Micromixer.

Se référant à la *figure II-2*, nous pouvons constater qu'au nœud  $\textcircled{A}$ , l'expression du courant  $I_7$  est comme suite :

$$I_{71} = I_{RF} \quad (.5)$$

Appliquons le principe de translinéarité exposé précédemment.

$$I_{71} = I_{RF} \quad ( )$$

d'où,

$$I_{71} = 0,6 I_{RF} \quad ( )$$

La solution correspondante est donc :

$$I_{71} = \frac{-I_{RF} \sqrt{2^2 - 4}}{2} \quad (.7)$$

Introduisons une nouvelle variable  $\lambda = \frac{I_{RF}}{2V_t}$ . Les expressions de  $I_1$  et  $I_7$  s'écrivent alors :

$$\begin{aligned} I_{71} &= -\frac{I_{RF}}{2} \sqrt{2^2 - 4} \\ &= -I_{RF} \sqrt{2^2 - 1} \\ &= -I_{RF} \left( \sqrt{\lambda^2 - 1} \right) \end{aligned} \qquad \begin{aligned} I_{72} &= +\frac{I_{RF}}{2} \left( \sqrt{\lambda^2 - 1} \right) \\ &= +I_{RF} \left( \sqrt{\lambda^2 - 1} \right) \\ &= +I_{RF} \left( \sqrt{\lambda^2 - 1} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{71} &= -I_{RF} \left( \sqrt{\lambda^2 - 1} \right) \quad ( ) \\ I_{72} &= +I_{RF} \left( \sqrt{\lambda^2 - 1} \right) \quad ( ) \end{aligned}$$

Remarquons que ces deux courants de collecteurs ne sont pas sinusoïdaux. Ce qui est le cas dans des amplificateurs fonctionnant en classe AB. En revanche, le signal résultant de la différence de ces deux courants est de la forme sinusoïdale.

En effet, grâce au miroir de courant formé par les transistors  $T_7$ , nous obtenons  $I_{72} = -I_{71}$ . L'expression du courant différentiel  $I_{Diff}$  est alors de la forme suivante :

$$\begin{aligned} I_{Diff} &= 2 I_{71} \\ &= 2 I_{RF} \left( \sqrt{\lambda^2 - 1} \right) \\ &= 2 I_{RF} \left( \sqrt{\lambda^2 - 1} \right) \end{aligned}$$

$$I_{Diff} = 2 I_{RF} \left( \sqrt{\lambda^2 - 1} \right) \quad (.10)$$

A l'entrée RF de cet étage, nous pouvons écrire l'expression de la tension  $V_{RF}$  qui a la forme suivant :

$$\begin{aligned}
 I_{e_s} &= \frac{V_{be_7}}{V_t} \\
 &= I_{e_7} \frac{V_{be_{7Ond}}}{V_t} \\
 &= I_{e_7} \frac{V_{be_{7Ond}} V_{be_7}}{V_t V_t} \\
 &= I_{e_7} \frac{V_{be_{7Ond}}}{V_t}
 \end{aligned}$$

$$V_{be_{7Ond}} = V_{be_7} + V_{be_z}$$

où  $V_{be_{7z}}$  est la tension  $V_{be_7}$  de polarisation et  $V_{be_{7Ond}}$  est la tension ondulé de  $V_{be_7}$

$$V_{be_{7Ond}} = V_t \ln \left( \frac{I_{RF}}{I_z} \right) \quad ( )$$

or,

$$\begin{aligned}
 V_{RF} &= V_{be_{7Ond}} \\
 &= V_t \ln \left( \frac{I_{RF}}{I_z} \right)
 \end{aligned}$$

$$V_{RF} = V_t \ln \left( \frac{I_{RF}}{I_z} \right)$$

$$V_{RF_{Ond}} = V_t \ln \left( \frac{I_{RF}}{I_z} \right) \quad ( )$$

où  $V_{RF_{Ond}}$  est la tension ondulé de  $V_{RF}$ .

En combinant (II.9) et (II.12), nous obtenons :

$$\begin{aligned}
 V_{RF_{Ond}} &= V_t \ln \left[ \frac{V_z (\lambda \lambda + \sqrt{2} - 1)}{V_z} \right] \\
 &= V_t \ln (\lambda \lambda \sqrt{2} - 1) \quad ( )
 \end{aligned}$$



$$\sinh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{2}$$

$$V_{RF_{Ond}} = V_t \ln \left( \frac{V_{RF}}{2I_z} \right) \quad ( )$$

$$I_{RF_z} = 2 \sinh \left( \frac{V_{RF_{Ond}}}{V_t} \right) \quad ( )$$



or,  $I_{RF_{Diff}}$

$$I_{Diff_z} = 2 \sinh.16 \left( \frac{V_{RF_{Ond}}}{V_t} \right) \quad ( )$$

$$V_{RF_{Ond}} = \sinh.17 \left( \frac{I_{Diff}}{2I_z} \right) \quad ( )$$

Les expressions générales de  $v_t ( )$  et de la caractéristique d'entrée du Micromixer sont :

$$v_{t_{RF}} = \frac{4IRch}{\pi} \sinh.18 \left( \frac{V_{RF_{Ond}}}{V_t} \right) \quad ( )$$

$$V_{RF_{Ond}} = \sinh.19 \left( \frac{I_{Diff}}{2I_z} \right) \quad ( )$$

### III. CALCUL THEORIQUE DES IIP3

Dans ce paragraphe, nous allons démontrer le calcul des Point d'Interception d'Ordre 3 ramenés en entrée pour chaque structure. Ces calculs seront menés en considérant le générateur  $E_g$  et sa résistance interne  $R_g$  et la valeur  $IIP3_{Eg}$  est la valeur de  $E_g$  conduisant à l'interception d'ordre 3. Puis cette valeur nous permet de déduire l'IIP3<sub>p</sub> en puissance par :

$$IIP3_p = \frac{Eg^2}{4Rg}$$

La *figure III-1* décrit le schéma fonctionnel des mélangeurs.

Pour ce faire, nous allons utiliser les développements limités d'ordre 3 de l'expression de  $v_t ( )$ , et ainsi nous pourrons extraire les coefficients  $a_1$  et  $a_3$  nécessaires au calcul des  $IIP3_{Eg}$ .

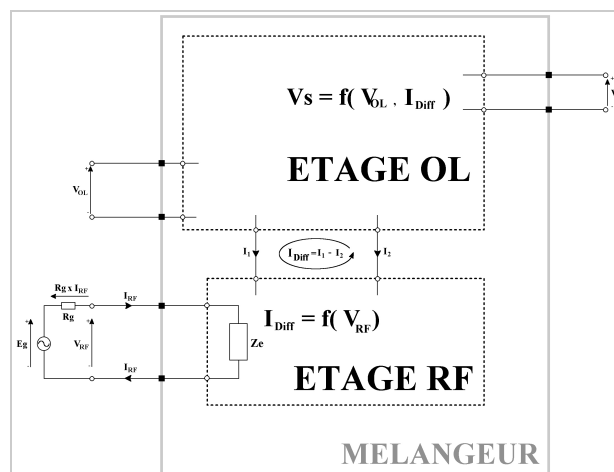


Figure III-1 : Schéma Fonctionnel

### III.1 – IIP3<sub>Eg</sub> du Mélangeur à Cellule de Gilbert

En combinant les équations (I.9) et (I.6) et d'après la *figure III-2*, nous pouvons établir les relations suivantes :

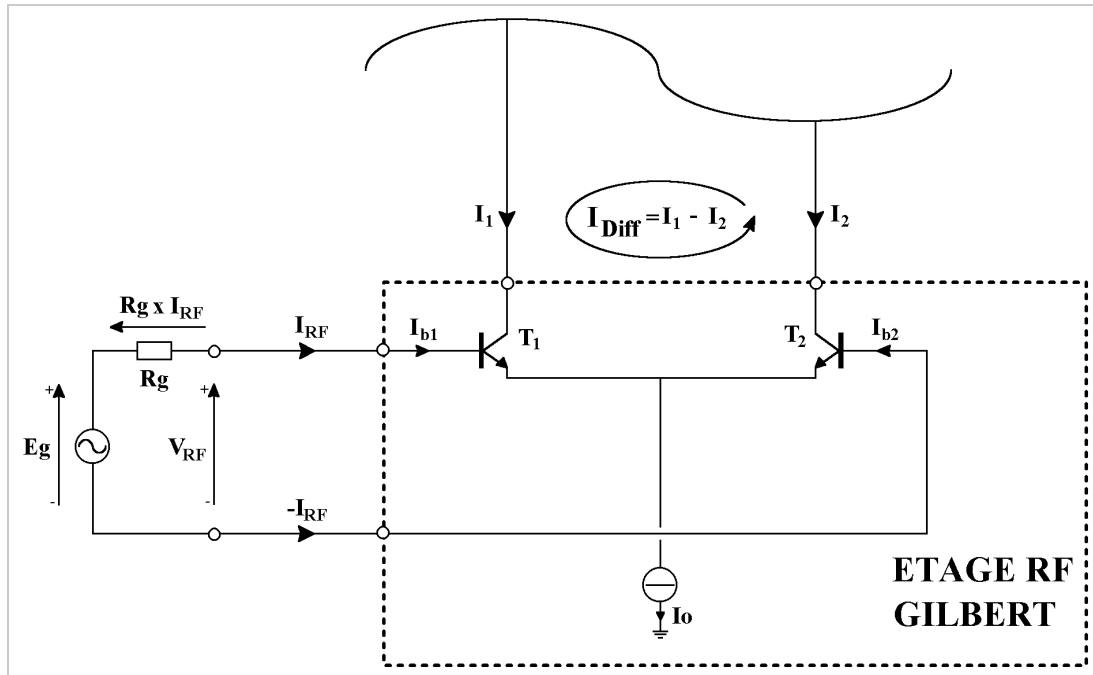


Figure III-2 : Etage RF Gilbert avec Eg

$$(I.9) \quad V_{RF} = 2 \tanh \left( \frac{\phi I_{Diff}}{\tau \beta I_o} \right)$$

$$(I.6) \quad I_{RF} = \frac{I_{Diff}}{2 \Omega}$$

Nous avons,

$$Eg = Rg \cdot I_{RF} = -Rg \cdot \frac{I_{Diff}}{2 \Omega} = -Rg \cdot \frac{2 \tanh \left( \frac{\phi I_{Diff}}{\tau \beta I_o} \right)}{2 \Omega} \cdot I_o \quad ( )$$



DL d'ordre 3  $\tanh^{21}(x)$

$$\tanh^{21}(x) \approx \frac{x^3}{3}$$

$$Eg = -Rg \cdot \frac{I_{Diff}}{2 \Omega} = -Rg \cdot \frac{2 \tanh \left( \frac{\phi I_{Diff}}{\tau \beta I_o} \right)}{2 \Omega} \cdot I_o$$

$$= - \left( \frac{Rg \cdot \tau \cdot \phi}{2 \beta \cdot I_o} \right) \cdot \left( \frac{I_{Diff}}{I_o} \right)^3 \quad ( .2)$$

de plus,

$$(I.18) \quad I_{B_{diff}} = \frac{v_s}{4} \frac{M}{Rch} \frac{M}{4Rch}$$

$$Eg_{v} = \frac{RgVtV2}{2434} \frac{\pi\pi}{IoRchIoRch} \quad (III.3)$$

$\downarrow$   $A_1$                        $\downarrow$   $A_3$

L'expression (III.3) ne donne pas l'expression  $v_s/Eg$  ( ) mais l'inversion  $Eg/v_s$  ( $s$ ). Par conséquence, en utilisant l'inversion de polynôme et la définition des points d'interceptions d'ordre 3, nous pouvons établir une expression générale de l'IIP3<sub>v</sub> qui est de la forme :



Inversion de polynômes :

$$y = a_1 x^3 \quad \begin{matrix} a_1 = 21 \\ a_3 = 24 \end{matrix}$$

$\downarrow$

$$x = a_3 y^3$$

Définition de IIP3<sub>v</sub> :

$$IIP3_{Eg} = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{a_1}{a_3} \right|}$$

$$= \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{A_1^{-1}}{-A_3^3} \right|}$$

$$= \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{A_1^3}{A_3} \right|} \quad (III.4)$$

finalement,

$$\begin{aligned}
 IIP3_{Eg\ Gilbert} &= \sqrt{\frac{4}{3} \left[ \frac{\left( \frac{Rg Vt^2}{2\beta} + \frac{\pi}{IoRch} \right)^3}{\left( \frac{2Vt}{IoRch} \right)^3} \right]} \\
 &= \sqrt{\frac{4}{\beta} \frac{Io^3}{2Vt} \left( \frac{Rg Io Vt}{2\beta} + \frac{\beta}{Io} \right)^3} \\
 &= \sqrt{\frac{2}{Vt} \frac{64 \beta^3 Vt^3}{8 \beta^3} \left( \right) + \frac{Rg Io}{4\beta Vt}}^3 \\
 &= \sqrt{16 Vt^2 \left( \right) \frac{Rg Io}{4\beta Vt}}^3 \\
 \boxed{IIP3_{Eg\ Gilbert} = \sqrt{\left( \right) \frac{Rg Io}{4\beta Vt}}^3} \\
 \Rightarrow IIP3_{Pg\ Gilbert} &= \frac{4 Vt \sqrt{\left( \right) + \frac{Rg Io}{4\beta Vt}}^3}{4 Rg}
 \end{aligned}$$

### III.2 – IIP3<sub>Eg</sub> du Micromixer

En combinant les équations (II.19) et (II.10) et d’après la *figure II.2*, nous pouvons établir les équations suivantes :

$$(I.19) \quad V_{RF} = Vt \cdot \sinh^{-1} \left( \frac{I_{Diff}}{2I_z} \right)$$

$$(I.10) \quad I_{Diff} = \dots$$

Nous avons,

$$\begin{aligned}
 E_{g\ Gilbert} &= Rg \cdot I_{Diff}^3 \\
 &= Rg \cdot \left( \frac{V_{RF}}{Vt} \right)^3 \cdot \sinh^{-1} \left( \frac{I_{Diff}}{2I_z} \right)
 \end{aligned}$$



DL d’ordre 3  $\sinh^{-1}(x)$

$$\sinh^{-1}(x) \approx x + \frac{x^3}{3!}$$

Il est nécessaire d'effectuer le développement limité au point de repos  $V_{be}$ . Nous obtenons alors la relation suivante ( $E_{g, Eg, V_{be}}$ ) :

$$E_{g, Eg, V_{be}} = \dots \left[ \frac{I_{Diff}}{26} \frac{1}{R_{ch}} \right]^3 = \left( R_g + \frac{V_t}{24 R_{ch}} \right) \frac{I_{Diff}}{24 R_{ch}} \quad ( .7)$$

de plus,

$$(I.18) \quad I_{Diff} = \frac{v_s}{4} \frac{M}{R_{ch}} \frac{M}{4 R_{ch}}$$

$$E_{g, Eg, V_{be}} = \frac{\left( R_g + \frac{V_t}{24 R_{ch}} \right) \frac{\pi}{48 R_{ch}}}{A_1} \left[ \frac{v_s}{4} \frac{M}{R_{ch}} \frac{M}{4 R_{ch}} \right]^3 = A_3 \quad ( .8)$$

finalement,

$$IIP3_{Eg \text{ Micromixer}} = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{\left( R_g + \frac{V_t}{24 R_{ch}} \right) \frac{\pi}{48 R_{ch}}}{\left( \frac{V_t}{48 R_{ch}} \right) \frac{\pi}{48 R_{ch}}}} = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{48 I_z^2}{V_t} \frac{V_t^3}{8 I_z^2} + \frac{2 I_z R_g}{V_t}} = \sqrt{8 I_z^2 \frac{2 I_z R_g}{V_t}}$$

$$IIP3_{Eg \text{ Micromixer}} = \sqrt{\frac{2 I_z R_g}{V_t}} \quad ( .9)$$

$$\Rightarrow IIP3_{P \text{ Micromixer}} = \frac{\sqrt{2} \sqrt{V_t} \sqrt{\frac{2 I_z R_g}{V_t}}}{4 R_g} = \frac{\sqrt{2} \sqrt{2 I_z R_g}}{4 R_g}$$

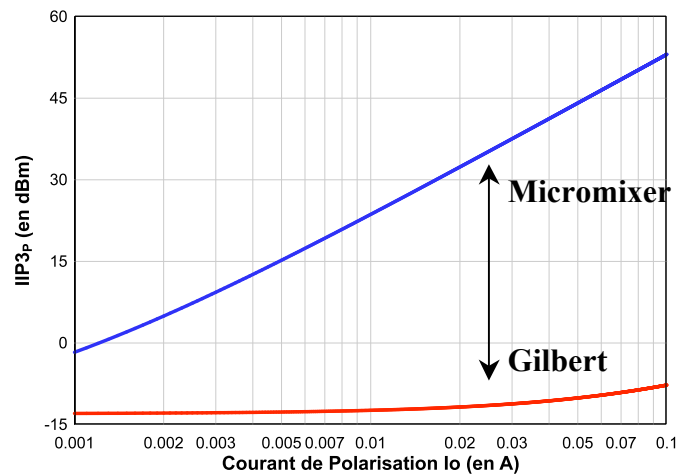
### III.3 – Comparatif théorique des IIP3<sub>Eg</sub> à courant de polarisation comparable

Dans cette partie, nous allons comparer les IIP3<sub>P</sub> des deux structures. Dans un premier temps, nous avons considéré seulement l'étage RF pour la comparaison des deux mélangeurs. Les IIP3<sub>Eg</sub> sont convertis en valeur de puissance maximale disponible et en milli-Watt. Nous avons donc les relations suivantes :

$$IIP3_{Eg, Gilbert} (log) + 1000 = \sqrt{\left(\frac{RgIo}{4VtRg}\right)^3} \quad P(Bm)_{Gilbert} \quad \left(\frac{IIP3^2_{V_{Gilbert}}}{4}\right)$$

$$IIP3_{Eg, Micromixer} (log) + 1000 = \sqrt{\left(\frac{RgI2}{VtRg}\right)^3} \quad P(Bm)_{Micromixer} \quad \left(\frac{IIP3^2_{V_{Micromixer}}}{4}\right)$$

Traçons ces caractéristiques en fonction de Io en prenant Io = 2Iz. Dans ces conditions, les transistors des deux types de mélangeur ont des courants de polarisations identiques.



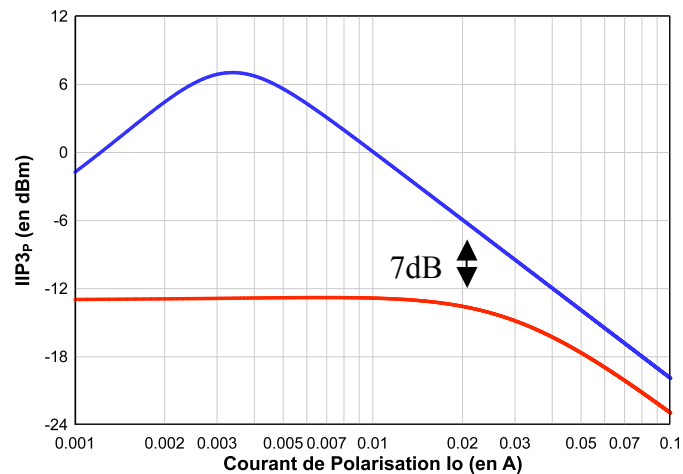
Nous pouvons voir que pour des courants de polarisation comparables, la linéarité du Micromixer est largement supérieure à celle de la Cellule de Gilbert.

Cette étude ne tient compte que des non linéarités de l'étage RF et démontre les potentialités du Micromixer. Afin de mieux quantifier la différence de linéarité entre les deux mélangeurs, nous avons de plus introduit l'impact de non linéarité de l'étage OL qui est identique aux deux cellules.

Pour ce faire, nous utilisons la formule suivante qui donne l'IIP3 global lors de la mise en cascade de plusieurs étages :

$$IIP3_{global} = \frac{1}{\frac{1}{G_1 IIP3_1} + \frac{1}{G_2 IIP3_2} + \dots} \quad \text{où } G_1, G_2, \dots \text{ et } IIP3_1, IIP3_2, \dots \text{ sont les gains et les IIP3 de chaque étage.}$$

Le graphique qui suit, trace les  $IIP3_{Eg}$  en considérant les deux étages.



D'après ces tracés, nous voyons que l'étage OL limite considérablement la linéarité du Micromixer étant donnée l'excellente linéarité de l'étage OL. Pour le mélangeur de Gilbert, la dégradation due à l'étage OL est moins marquée et n'apparaît qu'au-delà de 20 à 30mA. Nous constatons toujours la supériorité du Micromixer mais l'amélioration de l'IIP3 n'est alors que de 7dB par rapport à la Cellule de Gilbert.

Ce paragraphe a décrit l'étude théorique de la linéarité du Micromixer et de la Cellule de Gilbert et a montré la supériorité du Micromixer. Nous allons dans le prochain paragraphe présenter les résultats de simulation permettant la comparaison des deux mélangeurs.

## IV - SIMULATIONS COMPARATIVES GILBERT/MICROMIXER

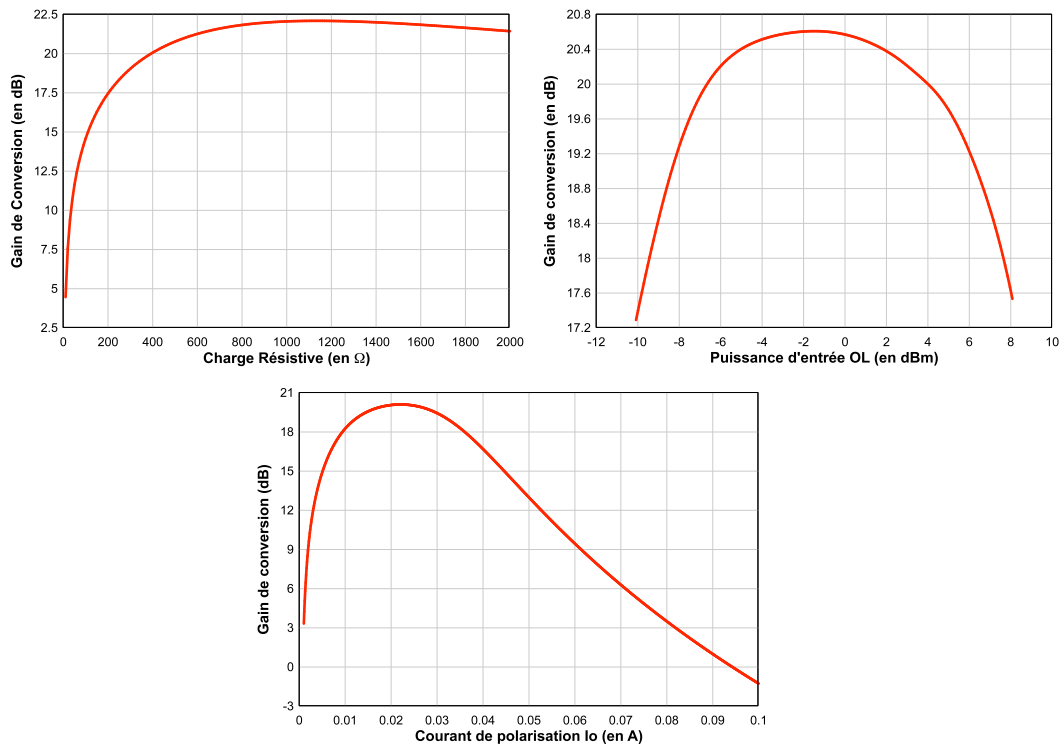
Dans cette partie, nous allons faire un comparatif des performances de gain de conversion des deux mélangeurs en fonction des paramètres comme la charge résistive, la puissance d'entrée OL et le courant de polarisation. Ensuite, nous tracerons les caractéristiques de gain de conversion, d'IIP3p et de bruit utilisant les valeurs optimales de ces paramètres. Les schémas de ces simulations sont présentés en annexe 1.

### IV.1 – Simulations de la cellule de Gilbert

#### IV.1.1 – Gain de conversion fonction des paramètres

Pour le calcul du gain de conversion, nous avons considéré la somme des puissances des deux ports d'accès en entrée et celles des deux ports d'accès en sortie. De plus, les puissances d'entrée RF sont les puissances maximales disponibles à l'entrée de l'étage RF, le gain de conversion est donc le gain transductique.

Les figures suivantes permettent le choix optimal de la charge résistive en sortie, de la puissance OL et du courant de polarisation permettant de maximiser le gain de conversion.



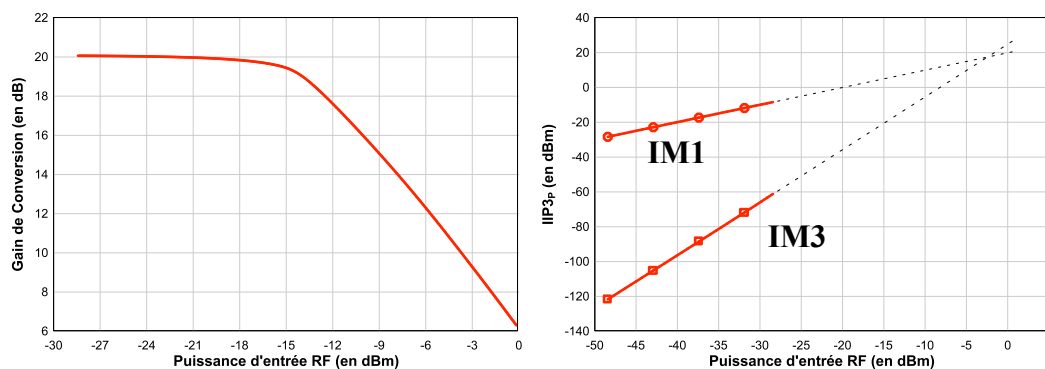
Les valeurs optimales de ces paramètres ne sont pas prises à leur optimum mais à des valeurs un peu plus faibles. Les gains de conversion correspondant à ces valeurs sont sensiblement les mêmes (2dB de différence) comparés à celles prises à l’optimum. La raison de ce choix de valeurs consiste à avoir des paramètres de valeurs à peu près similaires pour avoir une comparaison convenable entre la cellule de Gilbert et le Micromixer.

Ces valeurs sont reportées dans le tableau suivant :

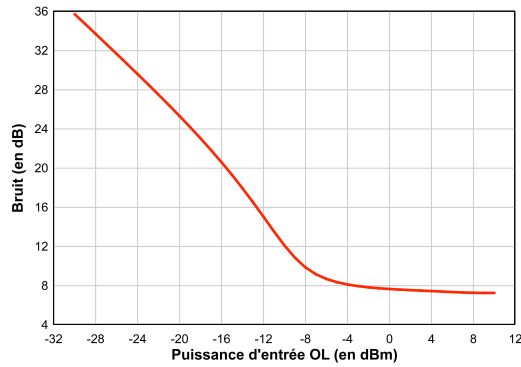
	R <sub>ch</sub>	Puissance OL Disponible	I <sub>o</sub>
Gain de Conversion (en dB)	400 Ω	- 6 dBm	20 mA

### IV.1.2 – G<sub>c</sub>, IIP3<sub>p</sub> et Bruit de la Cellule de Gilbert

Le choix de ces paramètres étant fait, nous avons effectué des simulations permettant l’obtention des performances en gain, linéarité et bruit du mélangeur.







Le schéma particulier de la simulation de l'IIP3<sub>p</sub> est présenté en annexe 1. Le tableau qui suit résume les performances de ce type de mélangeur.

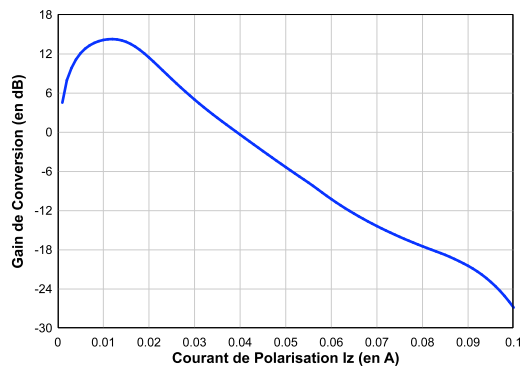
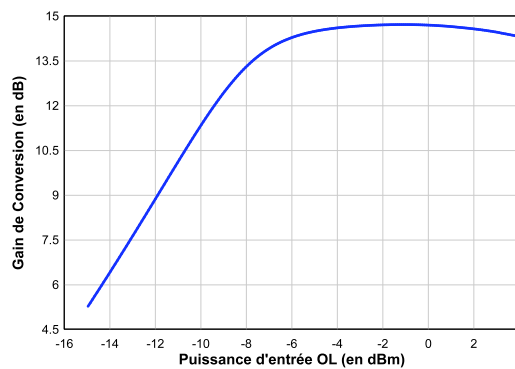
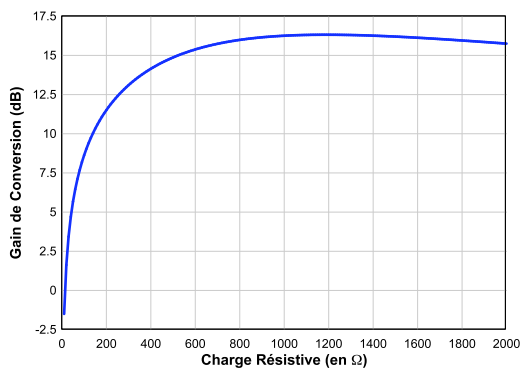
	Gain petit signal	Point de compression à 1dB	IIP3 <sub>p</sub>	Bruit
Cellule de Gilbert	20 dB	-14 dBm	-1,752 dBm	9 dB

## IV.2 – Simulations du Micromixer

Une étude similaire a été effectuée sur le Micromixer.

### IV.2.1 – Gain de conversion fonction des paramètres

Nous avons tout d'abord déterminé les conditions optimales de fonctionnement du Micromixer (charge en sortie, puissance OL, courant I<sub>z</sub>).



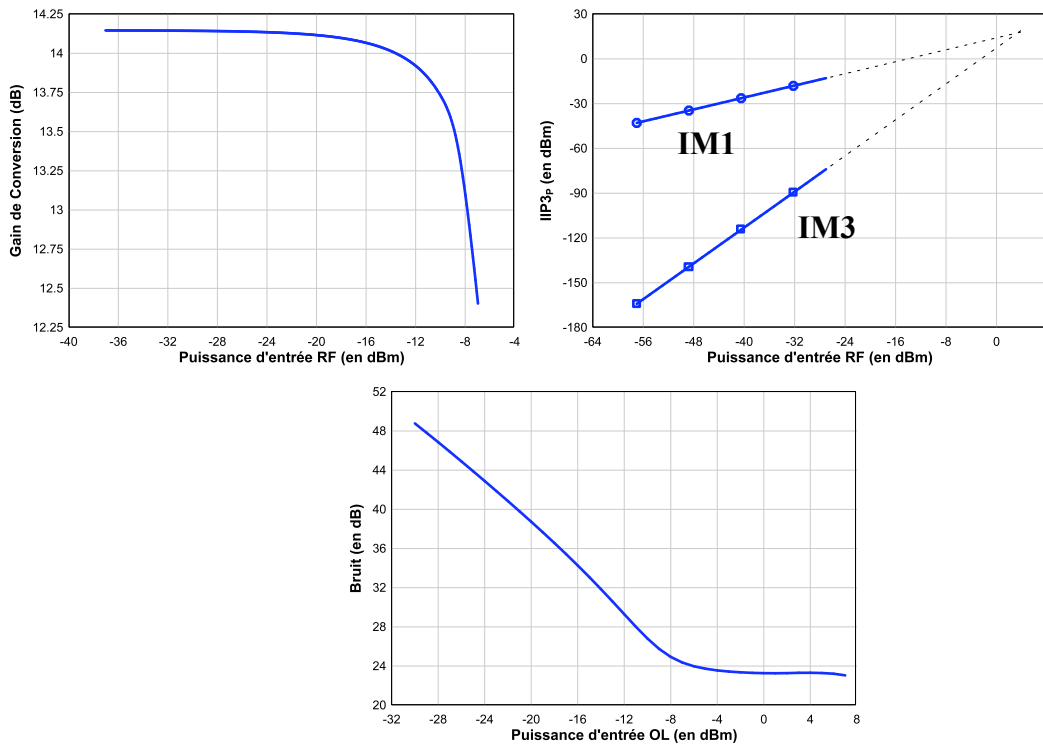
Les conditions de simulations sont similaires à celles de la Cellule de Gilbert. La seule différence est située à l'entrée RF, car pour le Micromixer, il n'y a qu'un seul port d'accès.

Les valeurs optimales des paramètres ont été déterminées à partir des figures précédentes et sont résumées dans le tableau suivant :

	Rch	Puissance OL Disponible	Io
Gain de Conversion (en dB)	400 Ω	- 6 dBm	10 mA

### IV.2.2 – Gc, IIP3p et Bruit du Micromixer

Les courbes présentées au dessous sont les tracés de performances du Micromixer en utilisant les valeurs optimales des paramètres. Nous avons reporté les résultats dans le tableau qui suit :



	Gain petit signal	Point de compression à 1dB	IIP3p	Bruit
Micromixer	14 dB	-8 dBm	3,585 dBm	17 dB

### IV.2.3 – Analyse des résultats

Nous avons reporté tous les résultats de simulation précédents dans le tableau suivant afin de comparer les caractéristiques qui nous intéressent.

	Gilbert	Micromixer
<b>Gain de Conversion Petit Signal Go</b>	20 dB	14 dB
<b>Point de compression à 1 dB</b>	-14 dBm	-8 dBm
<b>IIP3</b>	-1,752 dBm	3,585 dBm
<b>OIP3</b>	18,248 dBm	17,585 dBm
<b>Noise Figure (Puiss OL = -6 dBm)</b>	9 dB	17 dB
<b>Impédance d'entrée (Puiss RF = -30 dBm)</b>	16,877-15,107j Ohm	2,757+1,78j Ohm
<b>Imédance de Sortie Opt</b>	400 Ohm	400 Ohm
<b>Courant de polarisation</b>	Io = 20 mA	Iz = 10 mA
<b>Puissance Consommée</b>	Icons = 19,6 mA ; Vcc = 4,5 V	Icons = 19,8 mA ; Vcc = 4 V

➤ Gain de conversion petit signal

Nous constatons un écart de **6 dB** entre la Cellule de Gilbert et le Micromixer.

La raison de cet écart est due aux attaques différentes de chaque structure. En effet l'étage RF de la Cellule de Gilbert est attaqué en **différentiel** alors que le Micromixer est quant à lui attaqué par un signal **simple**. Cela se traduit d'un écart de gain de conversion (Gc) de **+3dB** en faveur de la Cellule de Gilbert.

Ensuite, les **gains en tension (Gv)** ne sont pas identiques. Le gain Gv du Micromixer est **deux fois plus important** qu celui de la cellule de Gilbert. On a alors une différence de **+6dB** de gain en puissance en faveur du Micromixer.

Enfin, les impédances d'entrée sont très différentes, d'où à même gain en tension (Gv) on obtient une différence de **gain de conversion en puissance de +9dB** à nouveau en faveur de la Cellule de Gilbert. Ces deux derniers écarts peuvent être quantifiées à l'aide de la formule suivantes :

$$\frac{Gc_{Micromixer}}{Gc_{Gilbert}} = \frac{Gv^2_{Micromixer} \cdot \frac{\text{Re} \left( \frac{1}{Zs_{Micromixer}} \right)}{\text{Re} \left( \frac{1}{Ze_{Micromixer}} \right)}}{Gv^2_{Gilbert} \cdot \frac{\text{Re} \left( \frac{1}{Zs_{Gilbert}} \right)}{\text{Re} \left( \frac{1}{Ze_{Gilbert}} \right)}}$$

, où Ze et Zs sont respectivement les impédances d'entrée et sortie de chaque structure.

En résumé, nous retrouvons bien les 6dB d'écart (-3dB +6dB -9dB = -6dB).

➤ Facteur de Bruit

Nous observons un écart de 9dB entre les deux mélangeurs.

Le le facteur bruit est la puissance ramenée en entrée. Les deux structures de mélangeurs étant similaires, on observerait un bruit  $\overline{v^2}$  identique en entrée. Or la puissance ramenée en entrée pour chaque structure est :

$$P_{in} = \overline{v^2} \operatorname{Re} \left( \frac{1}{Z_e} \right)$$

Ce qui conduit à -9dB de différence en bruit entre le deux structures (cf. influence des impédances sur le gain).

➤ IIP3

Remarquons qu'il y a un écart de 5dBm. En théorie, la linéarité de l'étage RF du Micromixer est très importante par rapport à celle de la Cellule de Gilbert. Mais la linéarité de l'étage OL limite la linéarité globale du Micromixer et conduit à une supériorité moins marquée du Micromixer (+7dB en théorie).

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons fait une comparaison sur la linéarité entre les deux mélangeurs, d'un point de vue théorique puis à l'aide de simulations . Nous avons démontré que l'étage RF du Micromixer est largement plus linéaire que celui de la Cellule de Gilbert. Pour le Micromixer c'est en fait l'étage OL qui limite la linéarité. Le résultat est que la linéarité globale du Micromixer est supérieur (de 5dB en simulation et 7dB en théorie) à la Cellule de Gilbert.

Dans le chapitre qui suit, nous allons intégrer le Micromixer en utilisant les composants proposés par STMicroElectronics.





# **CHAPITRE 3**

---

## **INTEGRATION DU MICROMIXER EN TECHNOLOGIE SiGe-BiCMOS**

---





Dans ce chapitre, nous allons décrire les différents points clés de l'intégration du Micromixer. Nous présentons tout d'abord les performances de cette structure utilisant des composants idéaux. Ensuite nous décrivons la technologie proposée par la société STMicroElectronics qui nous a permis d'intégrer ce mélangeur. Nous finirons par le dessin du masque.

## I – Conception du Micromixer : Composants Idéaux

Nous avons effectué, en premier lieu, des simulations des performances en Gain de Conversion, en IIP3 et en bruit de ce mélangeur en utilisant les composants idéaux (inductances, capacités, résistances parfaites). La *figure I.1* illustre le schéma utilisé pour ces simulations.

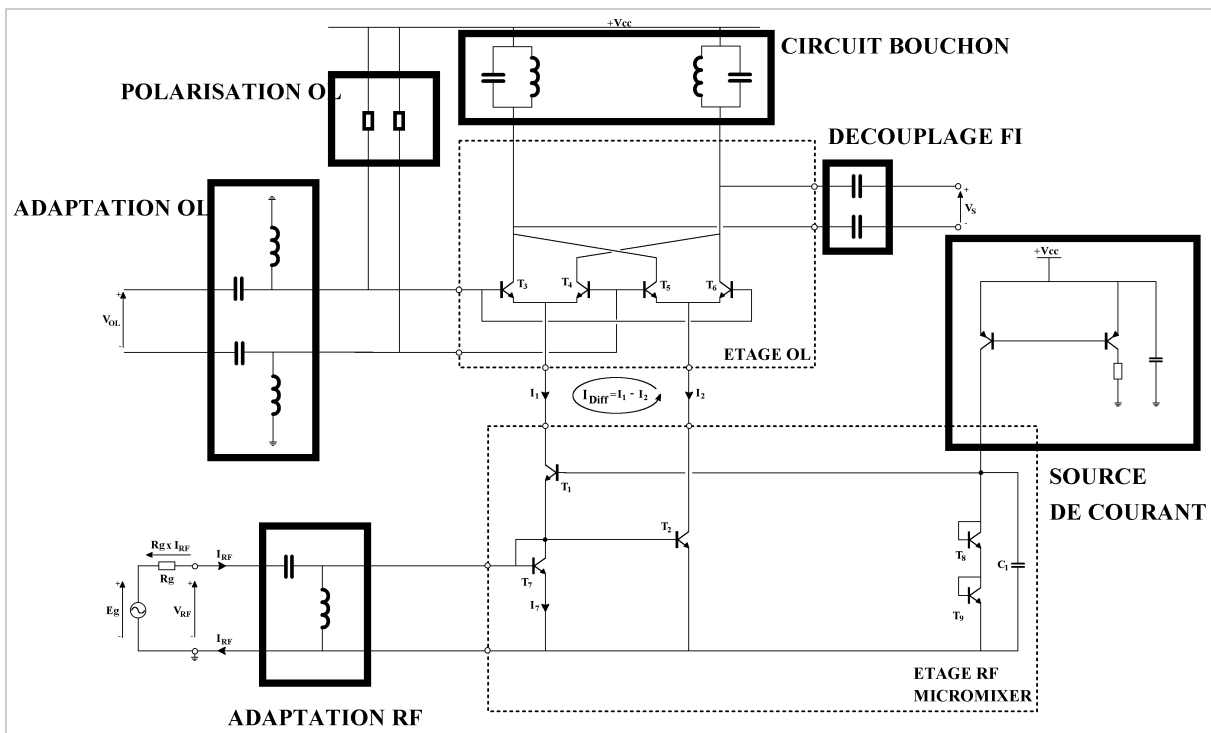
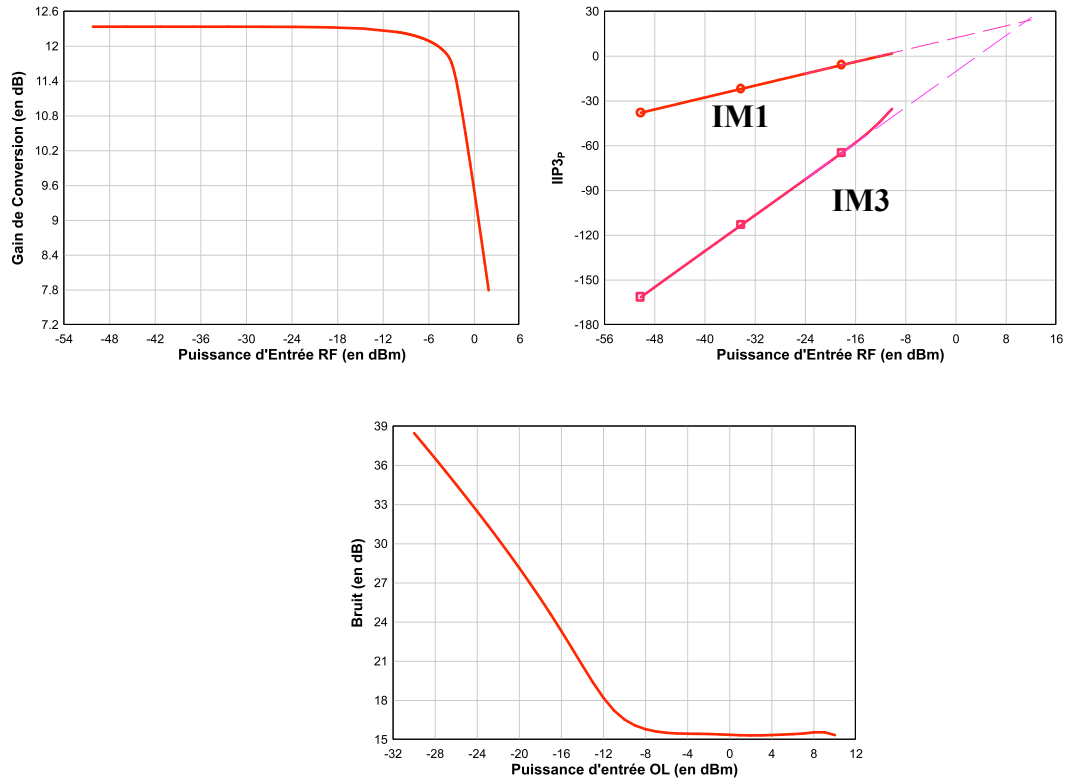


Figure I-1 : Micromixer

Nous avons utilisé des circuits d'adaptation en 'L' aux deux entrées RF et OL afin d'obtenir une bonne adaptation à 50Ω. La polarisation de l'étage OL est réalisée à l'aide de deux résistances. Nous avons utilisé un miroir de courant pour réaliser la source de courant. En sortie, nous avons opté pour une charge 'circuit bouchon' sélectionnant la fréquence  $f_{FI}$  et filtrant les raies indésirables en sortie. Nous verrons que ce circuit améliore les performances du mélangeur. Enfin, nous avons découplé la sortie grâce à deux capacités de découplage.

Avec cette configuration, nous avons obtenu les performances suivantes.



Le tableau suivant reporte toutes les performances du Micromixer Idéal.

	Gain petit signal	Point de compression à 1dB	IIP3 <sub>p</sub>	Bruit
Micromixer Idéal	12 dB	-2 dBm	11,572 dBm	15 dB

Remarquons l'effet bénéfique du circuit bouchon sur la linéarité. Nous passons de 3,585 dBm en IIP3 pour une charge résistive à 11,572 dBm pour une charge circuit bouchon. Les autres performances n'étant pas dégradées.

## II – Technologie STMicroElectronics

Nous présentons dans ce paragraphe la technologie monolithique fondée sur les composants actifs à hétérojonction Si/SiGe et les divers éléments passifs issus de la technologie BiCMOS [1][2].

### II.1 – Composants actifs

Nous avons réalisé une comparaison en ce concerne la fréquences de transition et la fréquence maximale d'oscillation, la linéarité et le bruit de trois transistors de cette technologie dont les dimensions géométriques sont différentes.

Nous résumons ces différentes caractéristiques dans le tableau suivant :

Transistor	Nf min			
	min. 1 Ghz	Ic	min. 20 Ghz	Ic
122 le = 20 um Se = 20 um <sup>2</sup>	0,59 dB	0,24 mA	3,25 dB	2,22 mA
232 le = 20 um Se = 40 um <sup>2</sup>	0,59 dB	0,37 mA	3,23 dB	4,45 mA
232 le = 10 um Se = 20 um <sup>2</sup>	0,56 dB	0,12 mA	2,89 dB	1,73 mA

Transistor	Ft		Fmax	
	max.	Ic	max.	Ic
122 le = 20 um Se = 20 um <sup>2</sup>	83,2 GHz	12,2 mA	73,4 GHz	13,8 mA
232 le = 20 um Se = 40 um <sup>2</sup>	82,1 GHz	23,6 mA	81,7 GHz	25,9 mA
232 le = 10 um Se = 20 um <sup>2</sup>	77,3 GHz	13,3 mA	79,6 GHz	13,3 mA

Transistor	Pc 1dB OUT			
	max. 1Ghz	Ic	max. 20Ghz	Ic
122 le = 20 um Se = 20 um <sup>2</sup>	8,2 dBm	24,1 mA	10,9 dBm	38 mA
232 le = 20 um Se = 40 um <sup>2</sup>	11,1 dBm	29 mA	11,5 dBm	38,4 mA
232 le = 10 um Se = 20 um <sup>2</sup>	8,1 dBm	22,7 mA	10,2 dBm	31,9 mA

Transistor	Gp max		
	max. 1Ghz	max. 20 Ghz	Ic
122 le = 20 um Se = 20 um <sup>2</sup>	29,9 dB	10,3 dB	13,8 mA
232 le = 20 um Se = 40 um <sup>2</sup>	30,6 dB	10,7 dB	25,9 mA
232 le = 10 um Se = 20 um <sup>2</sup>	30,6 dB	11,1 dB	13,3 mA

Où le transistor 122 le = 20µm comporte 1 doigt de d'émetteur, 2 doigts de base et 2 doigts de collecteur et de plus a une longueur de 20µm.

Nous avons opté pour le transistor 232 le = 10 µm avec 3 doigts de base, 2 doigts d'émetteur et de collecteur dont la longueur est de 10 µm. Ce transistor offre un bon compromis entre le gain, linéarité et bruit. En effet, pour un courant de polarisation relativement faible, comparé aux autres transistors, ce transistor offre un gain de 30dB et des fréquences [ft, f<sub>max</sub>] au voisinage de 80GHz. De plus, il a un facteur de bruit et un point de compression comparables au 122 le = 20 µm et au 232 le = 20 µm.

## II .2 – Composants passifs

La conception des éléments passifs réactifs (lignes, inductances, capacités) s'appuie sur des différentes couches métalliques et d'oxyde déposées au dessus de la plaque de silicium sur laquelle sont intégrés les composants actifs.

## II .2.1 – Les différents niveaux métalliques

La technologie de STMicroElectronics comporte cinq niveaux d'interconnexions métalliques dont l'étude qualitative des résistances carrées conduit aux règles de conception suivantes :

- le niveau 5 (niveau supérieur) est à utilisé pour les interconnexions,
- le niveau 3 et 4 servent aux croisements entre les interconnexions,
- le niveau 2 est typiquement dédié au plan de masse,
- le niveau 1 est à éviter pour les interconnexions car il présente une résistance carrée trop élevée.

## II .2.2 – Les capacités

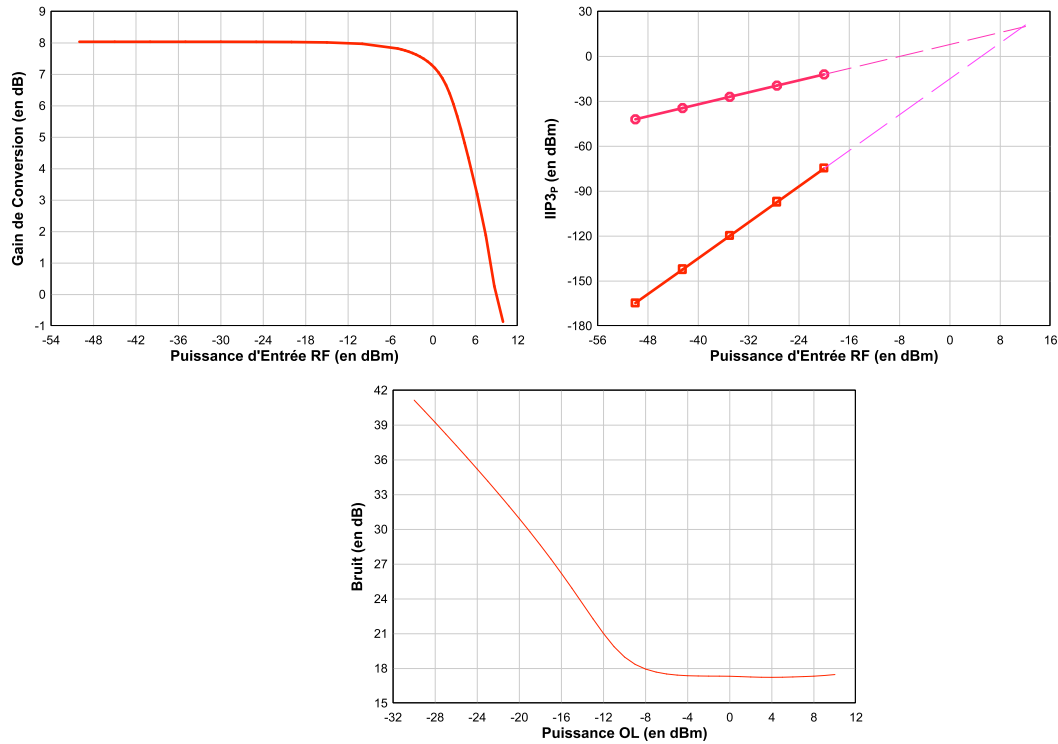
Pour des applications à 20GHz, les valeurs de capacité de cette technologie sont limitées à 5pF. Au delà de cette valeur limite, la valeur de la capacité divergera fortement de la valeur nominale. Les capacités sont réalisées à l'aide de 2 niveaux de métallisation. Il est de plus important de choisir des valeurs de capacités inférieurs à 2pF pour des applications à 20GHz pour éviter l'auto résonance des capacités.

## II .2.3 – Les inductances

En hyperfréquence, deux solutions sont possibles pour réaliser des éléments inductifs suivant les valeurs désirées. Les fortes valeurs d'inductance seront réalisées par des inductances localisées intégrées de forme spirale, octogonale ou rectangulaire. Pour de faibles valeurs, des tronçons de ligne à caractère inductif de faible longueur et de forte impédance caractéristique seront utilisés pour réaliser des inductances semi-distribuées. Pour une fréquence de fonctionnement de 20GHz, les inductances doivent être de faibles valeurs pour éviter l'auto résonance.

## III – Conception du Micromixer : Composants Réels

Nous avons réalisé le Micromixer en utilisant les composants présentés dans le paragraphe précédent et en se basant sur le schéma de la *figure I.1*. Nous avons alors simulé les performances suivantes :



Nous résumons les résultats des deux simulations (Micromixer idéal et réel) dans le tableau qui suit afin d'évaluer l'influence des composants réels.

	Gain petit signal	Point de compression à 1dB	IIP3 <sub>p</sub>	Bruit
Micromixer Idéal	12 dB	-2 dBm	11,572 dBm	15 dB
Micromixer Réel	8 dB	0,8 dBm	11,33dBm	17dB

La diminution du gain de conversion est due aux pertes introduites par les éléments passifs ainsi qu'aux différences introduites par les éléments parasites. Nous avons jugé la valeur de ce gain acceptable pour l'application envisagée. Les mêmes raisons conduisent à une augmentation de facteur de bruit, la linéarité étant inchangée.

#### IV – Intégration du Micromixer

Dans ce paragraphe nous présentons la partie intégration du Micromixer. Nous allons décrire les points essentiels lors de cette réalisation. La figure IV.1 illustre la représentation entière du masque.

Nous avons encadré les zones qui éventuellement pourraient dégrader les performances du mélangeur et pour lesquelles nous pensons qu'il sera nécessaire d'effectuer des rétro-simulations électromagnétiques..

En effet, la charge de sortie ne présente pas exactement un circuit bouchon. Elle est en fait constituée d'une succession d'inductances en série avec la capacité, ce qui pourrait décaler la fréquence de résonance.

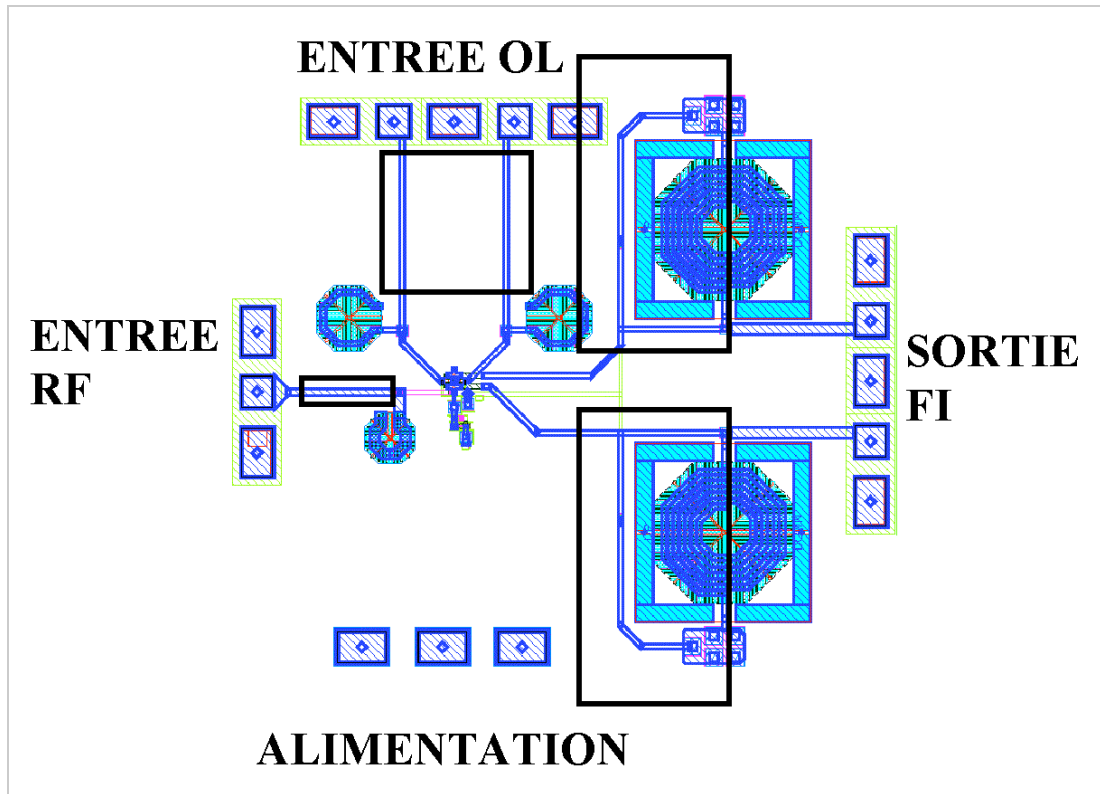


Figure IV-1 : Masque complet

La figure IV.2 décrit le cœur du mélangeur qui est composé des deux étage RF et OL. Nous avons tenté de respecter au mieux la symétrie de la structure. Cette symétrie se situe essentiellement à l'étage OL mais elle est moins visible à l'étage RF.

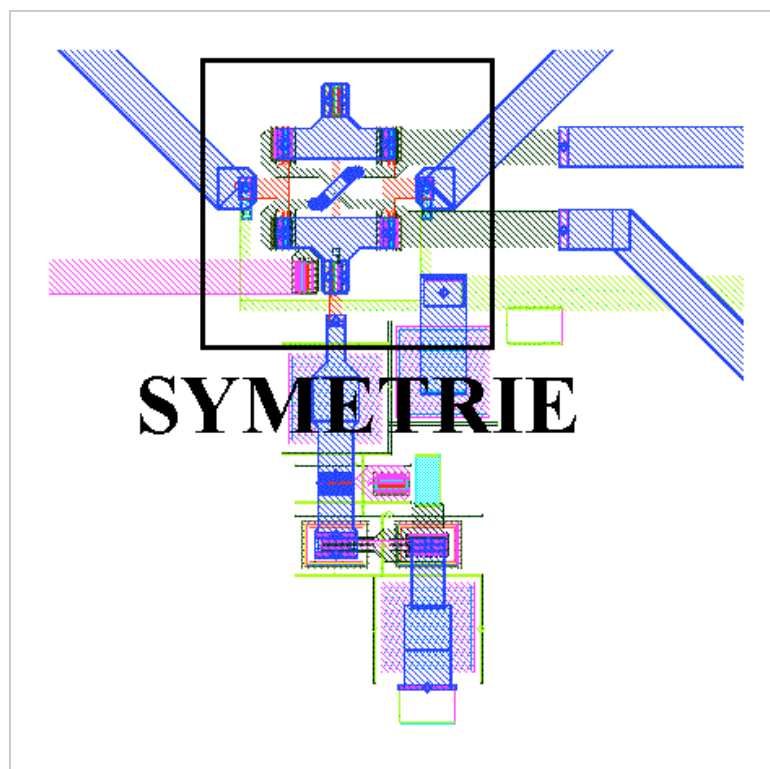


Figure IV-2 : Cœur du Micromixer

## **CONCLUSION**

Dans ce chapitre, nous avons décrit la conception du mélangeur à l'aide des éléments fournis par le fondeur (STMicroElectronics). Les performances sont un gain de 8dB, un  $IIP3_p$  de 11dBm et un facteur de bruit de 17dB. Nous avons de plus mené l'intégration du Micromixer en respectant au mieux les symétries électriques cette structure. Nous avons enfin également souligné les zones à risques du layout qui peuvent introduire des dysfonctionnements étant donné les fréquences de fonctionnement et dont les rétro-simulations électromagnétiques n'ont pas encore été réalisées.





---

**CONCLUSION  
GENERALE  
ET PERSPECTIVES**

---



L'étude faite dans ce travail nous a permis de mettre en évidence les potentialités du Micromixer d'un point de vue linéarité. Une étude théorique comparant deux topologies (Micromixer et la Cellule de Gilbert) complétée par des simulations ont démontré que le Micromixer est largement plus linéaire que la Cellule de Gilbert.

Nous pensons que des études spécifiques sur l'étage OL permettrait une meilleure compréhension des limites du Micromixer.

Nous avons ensuite effectuer des simulations du Micromixer en utilisant les composants de STMicroElectronics, afin d'obtenir les performances de cette topologie. Les résultats obtenus avec le Micromixer réel sont un gain de conversion de 8dB pour une puissance d'entrée OL de -6dBm, un point de compression à 0,8dBm, un IIP3 à 11dBm et un facteur de bruit à 17dB.

Les performances en gain, bruit et puissance OL nécessaire sont comparables à celles des publications faisant références dans le domaine. Notons que par rapport à ces communications une amélioration notable d'environ 10dB sur le point d'interception d'ordre 3.

Nous avons finalement intégré le Micromixer en essayant de respecter au mieux la symétrie de la structure.

Une amélioration des performances du Micromixer pourra être envisagée en tenant bien compte des phénomènes parasites introduit lors de l'intégration monolithique (longueur de ligne, placement des composants...).

Un combineur actif de sortie pourrait être connecté en cascade avec le mélangeur pour avoir un accès simple en sortie et non différentiel.



---

# **BIBLIOGRAPHIE**

---



- [1] D. DUBUC "Contribution à la conception de convertisseurs de fréquence. Intégration en technologie Arséniure de Gallium et Silicium Germanium"  
Thèse de l'université Paul Sabatier, Toulouse 2001
- [2] R. PLANA "Technologie Silicium et Silicium/Germanium : Applications aux circuits avancés pour télécommunication"  
Mémoire d'habilitation à diriger les recherches.
- [3] S. COLOMINES "Conception et caractérisation de mélangeurs radiofréquences en technologie BiCMOS pour applications de téléphonie cellulaire"  
Thèse de l'université Paul Sabatier, Toulouse 1999
- [4] D. PRIETO "Conception et caractérisation de circuits intégrés micro-ondes monolithiques (MMICs) en technologie d'interconnexions uniplanaires.  
Application à la conception d'un convertisseur de fréquences en bande KU"  
Thèse de l'université Paul Sabatier, Toulouse 1999
- [5] J.C. WHITEAKER "The Electronics Handbook"  
Ouvrage
- [6] B. GILBERT "The Micromixer : A highly linear variant of the Gilbert Mixer using a bisymmetric class-AB input stage"  
IEEE Journal Of Solid-State Circuit, vol. 32, NO.9, September 1997
- [7] S. HACKL "40GHz Monolithic integrated mixer in SiGe bipolar technology"  
IEEE MTT-S
- [8] J. DUREC "A linear class AB single-ended to differential transconverter suitable for RF circuits"  
IEEE MTT-S
- [9] C.Y WANG, S.S LU et C.C. MENG "DC-to-9GHz 12dB Gain GaInP/GaAs HBT double balanced Gilbert Micromixer.  
Conference 2000
- [10] W. DÜRR "Low-power low-noise active mixers for 5.7 and 11.2GHz using commercially available SiGe HBT MMIC technology"  
Electronics Letters 15<sup>th</sup> October 1998, Vol. 34, NO. 21





---

## **ANNEXE**

---



# ANNEXE 1

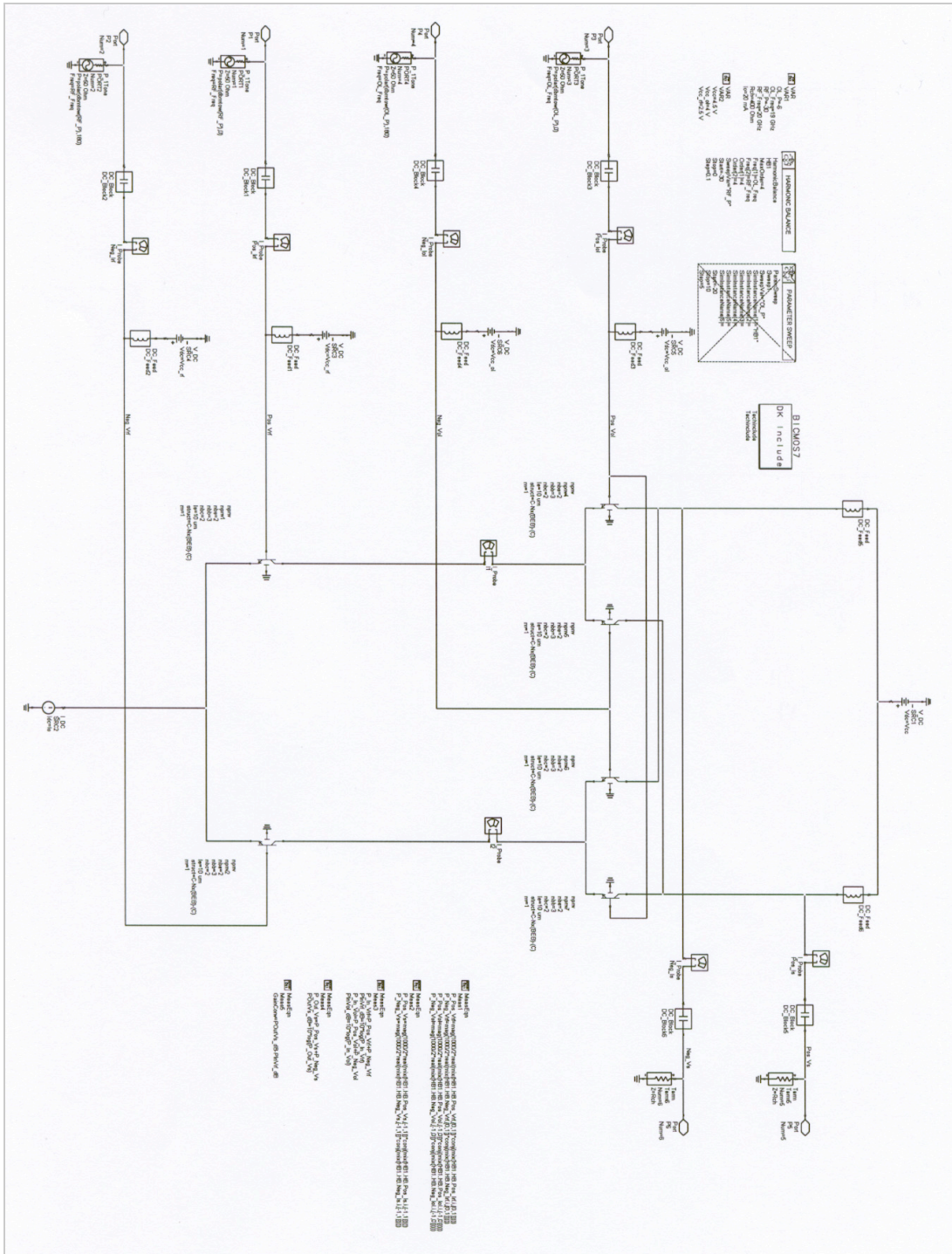


Schéma de Simulation – Gilbert



```

MeasEqn
Meas1
P_Pos_Vrf=mag(1000/2*real(mix(HB1.HB.Pos_Vrf,[0,1])*conj(mix(HB1.HB.Pos_Irf,i,[0,1]))))
P_Neg_Vrf=mag(1000/2*real(mix(HB1.HB.Neg_Vrf,[0,1])*conj(mix(HB1.HB.Neg_Irf,i,[0,1]))))
P_Pos_Vol=mag(1000/2*real(mix(HB1.HB.Pos_Vol,[-1,0])*conj(mix(HB1.HB.Pos_Iol,i,[-1,0]))))
P_Neg_Vol=mag(1000/2*real(mix(HB1.HB.Neg_Vol,[-1,0])*conj(mix(HB1.HB.Neg_Iol,i,[-1,0]))))

MeasEqn
Meas2
P_Pos_Vs=mag(1000/2*real(mix(HB1.HB.Pos_Vs,[-1,1])*conj(mix(HB1.HB.Pos_Is,i,[-1,1]))))
P_Neg_Vs=mag(1000/2*real(mix(HB1.HB.Neg_Vs,[-1,1])*conj(mix(HB1.HB.Neg_Is,i,[-1,1]))))

MeasEqn
Meas3
P_In_Vrf=P_Pos_Vrf+P_Neg_Vrf
PInVrf_dB=10*log(P_In_Vrf)
P_In_Vol=P_Pos_Vol+P_Neg_Vol
PInVol_dB=10*log(P_In_Vol)

MeasEqn
Meas4
P_Out_Vs=P_Pos_Vs+P_Neg_Vs
POutVs_dB=10*log(P_Out_Vs)

MeasEqn
Meas5
GainConv=POutVs_dB-PInVrf_dB

```

### Equations de gain de conversion - Gilbert

```

MeasEqn
Meas1
P_Pos_Vrf_20G=mag(1000/2*real(mix(HB1.HB.Pos_Vrf,[0,1,0])*conj(mix(HB1.HB.Pos_Irf,i,[0,1,0]))))
P_Neg_Vrf_20G=mag(1000/2*real(mix(HB1.HB.Neg_Vrf,[0,1,0])*conj(mix(HB1.HB.Neg_Irf,i,[0,1,0]))))
P_Pos_Vol_20G=mag(1000/2*real(mix(HB1.HB.Pos_Vol,[-1,0,0])*conj(mix(HB1.HB.Pos_Iol,i,[-1,0,0]))))
P_Neg_Vol_20G=mag(1000/2*real(mix(HB1.HB.Neg_Vol,[-1,0,0])*conj(mix(HB1.HB.Neg_Iol,i,[-1,0,0]))))

MeasEqn
Meas2
P_Pos_Vs_Inter_20G=mag(1000/2*real(mix(HB1.HB.Pos_Vs,[-1,1,0])*conj(mix(HB1.HB.Pos_Is,i,[-1,1,0]))))
P_Neg_Vs_Inter_20G=mag(1000/2*real(mix(HB1.HB.Neg_Vs,[-1,1,0])*conj(mix(HB1.HB.Neg_Is,i,[-1,1,0]))))

MeasEqn
Meas7
P_Pos_Vs_IM3_20G=mag(1000/2*real(mix(HB1.HB.Pos_Vs,[-1,2,-1])*conj(mix(HB1.HB.Pos_Is,i,[-1,2,-1]))))
P_Neg_Vs_IM3_20G=mag(1000/2*real(mix(HB1.HB.Neg_Vs,[-1,2,-1])*conj(mix(HB1.HB.Neg_Is,i,[-1,2,-1]))))

MeasEqn
Meas3
P_In_Vrf_20G=P_Pos_Vrf_20G+P_Neg_Vrf_20G
PInVrf20G_dB=10*log(P_In_Vrf_20G)
P_In_Vol_20G=P_Pos_Vol_20G+P_Neg_Vol_20G
PInVol_dB=10*log(P_In_Vol_20G)

MeasEqn
Meas4
P_Out_Vs_Inter_20G=P_Pos_Vs_Inter_20G+P_Neg_Vs_Inter_20G
POutVsInter20G_dB=10*log(P_Out_Vs_Inter_20G)

MeasEqn
Meas8
P_Out_Vs_IM3_20G=P_Pos_Vs_IM3_20G+P_Neg_Vs_IM3_20G
POutVsIM320G_dB=10*log(P_Out_Vs_IM3_20G)

MeasEqn
Meas5
GainConv=POutVsInter20G_dB-PInVrf20G_dB

```

### Equations de gain de conversion - Micromixer

$$\text{Eqn IIP3} = 0.5 * \text{POutVsInter20G\_dB}[0] - 0.5 * \text{POutVsIM320G\_dB}[0] + \text{PInVrf20G\_dB}[0]$$

Equation d' IIP3<sub>p</sub>