Modélisation comportementale avancée, en VHDL-AMS, des éléments du RFNoC

Sommaire

3.1	Intro	oduction
3.2	Etat	de l'art des modélisations comportementales 78
3.3	Mod	lélisation du LNA
	3.3.1	Description du modèle
	3.3.2	Validation du modèle
	3.3.3	Récapitulatif de la modélisation du LNA 92
3.4	Mod	lélisation du mélangeur
	3.4.1	Description du modèle
	3.4.2	Validation du modèle
	3.4.3	Récapitulatif de la modélisation du mélangeur 104
3.5	Mod	élisation de l'oscillateur local
	3.5.1	Description du modèle
	3.5.2	Validation du modèle
3.6	\mathbf{Mod}	élisation de la ligne de transmission
	3.6.1	Adaptation du modèle pour des simulations temporelles $\ . \ 115$
	3.6.2	Validation de l'effet de peau par simulation temporelle 117
3.7	Con	clusion $\ldots \ldots 120$

3.1 Introduction

Le RFNoC met les interconnexions RF à l'échelle du SoC, ce qui fait apparaitre de nouvelles contraintes et opportunités. En terme de contraintes, Le ségment RF des RFNoC doit être à la fois ultra-compact, à très basse consommation d'énergie, à très large bande passante et éventuellement reconfigurable afin d'utiliser au mieux les ressources spectrales disponibles. Quant aux opportunités, nous pouvons citer la très haute vitesse de transmission des ondes électromagnétiques véhiculant les données échangées dans le RFNoC ainsi que la très large bande des ressources spectrales disponibles qui ne sont limitées que par la bande passante des circuits du RFNoC. Dans le chapitre précédent, nous avons présenté les modèles idéaux des composants du RFNoC tandis que dans ce troisième chapitre, nous présenterons des modèles précis des composants du RFNoC.

Le dimensionnement d'un réseau sur puce basé sur des interconnexions RF nécessite des simulations les plus précises possibles et en tenant compte de l'essentiel des défauts et imperfections des éléments et circuits rentrant dans la composition de ces réseaux.

Par le biais du contenu de ce chapitre, après un court état de l'art, nous présentons les descriptions des modélisations en VHDL-AMS, d'une ligne de transmission, d'un LNA, d'un mélangeur, et d'un oscillateur local. Chacun de ces modèles développés est validé par une approche adaptée. Tous les composants sont représentés sur l'architecture du RFNoC de la figure 3.1. La description de la modélisation du filtre passe-bas est présentée dans le chapitre 2, paragraphe 2.3.3.2 (page 63) et nous n'apporterons pas de modifications à ce composant dans ce chapitre.



Figure 3.1 – Illustration des composant d'une architecture d'un RFNoC

3.2 Etat de l'art des modélisations comportementales

La modélisation du mélangeur ainsi que du LNA est réalisable à des niveaux d'abstraction différents. Ces niveaux d'abstraction sont répartis du plus haut niveau (généraliste, moins précis et rapide à simuler) au plus bas (ciblé, précis et lent à simuler). Le choix de l'un ou de l'autre est souvent un compromis entre les besoins de simulation en termes de performances d'un coté et des contraintes de simulations des modèles en termes du temps et de puissance de calcul de l'autre coté. Le modèle communément appelé comportemental en est un exemple. Il est à la fois à haut niveau d'abstraction ce qui permet de l'intégrer dans des simulations de systèmes complexes et tient compte de suffisamment de spécifications des circuits pour s'approcher le plus possible du comportement réel de celui-ci. Les autres niveaux d'abstraction sont de type structurel, ou mixtes pour lesquels l'architecture du composant à modéliser est indispensable contrairement à la modélisation comportementale.

De multiples travaux ont été présentés dans la littérature au sujet de la modélisation comportementale du mélangeur et du LNA et parfois en VHDL-AMS.

Un modèle du LNA à haut niveau d'abstraction en VHDL-AMS est développé par H. LI et al [Li 05] pour permettre rapidement d'évaluer les performances avec des simulations systèmes. Les impédances réelles d'entrée et de sortie sont modélisées sous forme d'un circuit en série composé d'une capacité, d'une inductance et d'une résistance. La partie résistive de cette impédance en entrée est divisée en deux résistances, l'une est idéale et l'autre bruitée afin de modéliser le facteur de bruit. Les non linéarités sont spécifiées, pour ce modèle, par le point de compression à 1 dB (pour un fonctionnement amplificateur de puissance) ou bien par le point d'interception d'ordre trois (pour un fonctionnement LNA) mais pas les deux à la fois. La caractéristique fréquentielle du LNA est également modélisée grâce à un filtre passebande. Les modélisations de l'amplification linéaire, du bruit et de la non-linéarité sont optimisées pour qu'elles correspondent aux paramètres d'un modèle équivalent du niveau transistor. La même approche a été appliquée lors de la modélisation du mélangeur par W. Yang et al [Yang 04].

Une bibliothèque des composants d'une chaine complète composée d'un émetteur/récepteurs RF ainsi que du canal de propagation est proposée par B. Nicolle et al [Nicolle 07] et permet la simulation temporelle des systèmes de transmission sans-fil. Les éléments clés de cette chaine sont principalement, le LNA, le mélangeur, l'amplificateur de puissance, le filtre et la PLL¹. Cette bibliothèque tient compte d'un certain nombre de paramètres critiques, à savoir, le facteur de bruit, le bruit de phase et les harmoniques. Les impédances d'entrée et de sortie sont des simples résistances. Lors de la modélisation du LNA, le gain en puissance, l'IP3, le facteur de bruit, ainsi que la bande passante sont pris en compte. Quant au mélangeur qui intègre aussi l'oscillateur local, le modèle est équivalent à celui du LNA, avec en plus un multiplieur à la sortie qui permet la transposition du signal d'entrée. Le bruit de phase de l'oscillateur local est considéré. Le canal présenté est de type Gaussien. La validation de quelques paramètres est montrée. Les modèles sont décrits en partie en VHDL-AMS, le reste est modélisé sur Matlab/Simulink, notamment les parties concernant le bruit des composants (facteur de bruit et bruit de phase).

^{1.} Phase Locked Loop

Y. Joannon et al [Joannon 06] ont présenté une modélisation en VHDL-AMS d'un émetteur/récepteur WCDMA². Les modèles utilisés sont ceux proposés dans le simulateurs ADMS [Mentor] de Mentor Graphics avec certaines adaptations et améliorations.

J. B. David [David 10] a présenté une approche de modélisation équivalent en bande de base d'un système de transmission de données. Le principe de cette méthode consiste à simuler une bande du signal située autour de la fréquence porteuse et afin de réduire le temps de simulation, cette bande est transposée en bande de base. Cette modélisation néglige un bon nombre d'harmoniques du signal. Ce type de modèle n'est utilisable que pour une vérification fonctionnelle du système simulé. Ce principe est aussi utilisé dans [He 06] pour modéliser la chaine de transmission WiMax³ d'un mobile.

T. Riad et al [Riad 10] ont proposé la modélisation comportementale d'un LNA. L'approche s'appuie sur les paramètres S. Le modèle tient compte des non-linéarités, de l'intermodulation, de la saturation, du bruit et des impédances réelles d'entrée et de sortie du LNA. Le bruit est généré avec des sources instanciées à partir d'un autre outil de simulation (Eldo/SPICE) ce qui réduit la portabilité du modèle. Seuls les non-linéarités d'ordre trois sont prises en compte, par conséquent il n'est possible d'introduire que la valeur du point d'interception d'ordre trois (et pas le point de compression à 1 dB).

A. Syed [Ali 12] a proposé la modélisation en VHDL-AMS des composants principaux d'une chaine de communication RF. La modélisation est effectuée à une multitude de niveaux d'abstractions, notamment comportemental. Cependant, les modèles comportementaux restent simplistes.

Un ensemble de modélisations en VHDL-AMS et idéales (ne tenant pas compte des défaut) d'une chaine complète d'émission/réception est proposé pour différents types de modulations, notamment la $\pi/4$ DQPSK ⁴ [Normark 04], le BPSK [Nikitin 04] et les M-QAM [Jaber 07].

Dans l'ensemble des travaux de modélisation cités ci-dessus, des insuffisances se sont avérées. Les modèles ne prennent comme paramètre des non-linéarités que le point d'interception d'ordre trois ou le point de compression mais pas les deux au même temps, à l'exception du modèle présenté dans [He 06], en revanche ce modèle est de type équivalent en bande de base, ce qui réduit la précision du modèle en termes d'harmoniques. Concernant la zone de saturation des composants, aucun des modèle ne justifie mathématiquement le choix de la puissance à partir de laquelle

^{2.} Wideband Code Division Multiple Access

^{3.} Worldwide Interoperability for Microwave Access

^{4.} Differential Quadrature Phase-Shift Keying

cette zone est entamée. Peu de ces modèles sont développés en VHDL-AMS et la génération du bruit pour des simulations temporelles pour ces composants n'est évoquées nulle part.

Faces aux limites montrées par les modèles du mélangeur, du LNA et de l'oscillateur local, nous avons développé des modèles tenant compte de paramètres essentiels de ces composants et de manière plus précis pour certains. Les détails de la démarche suivie ainsi que sa validation sont présentés ci-dessous.

3.3 Modélisation du LNA

Les performances de l'amplificateur faible bruit (LNA) sont d'une importance capitale dans les systèmes de transmission RF. En effet, le LNA est le premier élément d'un récepteur RF juste après l'antenne ou la ligne de transmission. D'après l'équation de Friis [Friis 44], le facteur de bruit du récepteur RF est largement dominée par celui du LNA (cf. annexe A.3). En outre, le LNA doit amplifier suffisamment le signal, tout en ayant une bonne linéarité car les autres signaux créent des intermodulations. Lors du développement du modèle du LNA, l'ensemble de ces paramètres est à prendre en compte et avec la plus grande précision possible.

3.3.1 Description du modèle

Dans cette partie, nous présentons la théorie concernant la modélisation comportementale avancée du LNA. Lorsqu'il est nécessaire, la méthode de description de ce modèle avec le langage VHDL-AMS est également présentée. Comme le montre la figure 3.2, le modèle du LNA est organisé en trois parties. D'abord le bruit pour tenir compte de facteur de bruit (NF), puis un filtre passe-bande pour la bande passante du LNA et enfin les non-linéarités pour le point de compression à 1 dB, le point d'interception d'ordre trois et la saturation.



Figure 3.2 – Modélisation comportementale avancée de l'amplificateur faible bruit

Bruit

Le bruit est un paramètre critique du LNA. Comme les distorsions et les intermodulations, le bruit est un signal parasite qui dégrade le signal utile. En revanche, le bruit est aléatoire tandis que les distorsions et les intermodulations sont déterministes.

Le rapport de la puissance du signal par rapport à la puissance du bruit (SNR) est souvent utilisé afin de caractériser l'effet du bruit. Cependant, lors de la conception d'un circuit, le bruit de celui-ci est caractérisé par le facteur de bruit (NF). Le facteur de bruit du LNA est défini à partir des facteurs de bruit individuels des éléments mis en cascades pour former le LNA. Le facteur de bruit du LNA mesure la dégradation du rapport signal à bruit lorsque le signal traverse le LNA. Son expression en décibel est donnée par :

$$NF_{lna} = 10\log(F_{lna}) = 10\log\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}$$
(3.1)

Où F_{lna} est le facteur de bruit en linéaire, SNR_{in} (respectivement SNR_{out}) est le rapport signal à bruit à l'entrée (respectivement à la sortie) du LNA. Lors de la mesure du facteur de bruit, le bruit en entrée est un bruit thermique correspondant à la température normalisée $T_0 = 290K$.

Nous avons modélisé le bruit du LNA par une source équivalente de bruit à l'entrée et dont la sortie est additionnée avec le signal d'entrée du LNA. Comme la majorité des phénomènes physiques, le bruit dans les circuits électroniques est modélisé par un bruit blanc Gaussien.

En VHDL-AMS, il n'est possible de créer directement qu'un bruit de distribution uniforme (figure 3.3.a). Pour générer le bruit blanc de distribution Gaussienne (figure 3.3.b), nous utilisons deux variables aléatoires indépendantes de distributions uniformes (X_1 et X_2) et la méthode de Box-Muller [Brière 05]. L'expression de la méthode de Box-Muller [Box 58] est :

$$y = \sqrt{-2\ln(x_1)}\cos(2\pi x_2)$$
(3.2)

Où Y est la variable aléatoire (centrée et réduite) décrivant un bruit blanc de distribution gaussienne.

Afin de modéliser le bruit du LNA, nous avons besoin de générer, à partir de la variable aléatoire y centrée ($\mu = 0$) réduite ($\sigma = 1$), une variable aléatoire y' centrée et non réduite.

$$y' = \sigma y + \mu \tag{3.3}$$

Avec μ l'espérance mathématique. Dans notre cas $\mu = 0$. σ est l'écart type. Dans notre cas, σ représente la valeur efficace de la tension de bruit à générer.



Figure 3.3 – Densités de probabilité des variables aléatoires a)uniforme et b) Gaussienne (normale)

En tenant compte de la méthode de modélisation du facteur de bruit par une source équivalente de bruit à l'entrée du LNA, l'expression de σ est donnée par l'équation 3.4.

$$\sigma_{lna} = \sqrt{4R_{in_lna}kT_0B(F_{lna}-1)} \tag{3.4}$$

Avec : k la constante de Boltzmann. Le bruit à l'entrée du LNA est un bruit thermique à la température normalisée T_0 qui vaut 290K. B est la bande passante considérée du bruit.

Bande passante

Le gain en puissance du LNA dépend de la fréquence du signal, par conséquent, le LNA n'est utilisable que pour des signaux d'entrée dont la fréquence se situe à l'intérieur de la bande passante du LNA. La bande passante du LNA est la bande fréquentielle pour laquelle le gain en puissance du LNA n'est pas trop dégradé.

Nous modélisons la bande passante du LNA grâce à une fonction mathématique décrivant un filtre passe-bande. Par convention, les fréquences de coupure des filtres usuels sont données à une atténuation de -3 dB ce qui correspond à une division de la puissance par deux. Pour le LNA, une telle variation du gain en puissance est trop élevée. Par conséquent, nous avons opté pour le dimensionnement d'un filtre passe-bande d'une atténuation maximale moins élevée, en l'occurrence, de -0,2 dB à l'intérieur de sa bande passante. Notre méthodologie de dimensionnement du filtre est valide pour tout type de filtre (Butterworth, Chebyschev, Bessel, ...) et pour tout ordre, en revanche elle ne sera présentée et appliquée que pour le filtre de Butterworth d'ordre deux. Ainsi, pour déterminer la fonction de transfert du filtre passe-bande de Butterworth, d'ordre deux et dont l'atténuation maximale dans la bande passante est de A_p , nous utilisons d'abord la fonction de transfert (Equation 3.5) d'un filtre passe-bas d'ordre deux, normalisée, de type Butterworth et dont la fréquence de coupure est donnée à -3 dB.

$$H_0(s) = \frac{1}{1 + \sqrt{2}s + s^2} \tag{3.5}$$

Pour que cette fonction de transfert assure une atténuation maximale de A_p à l'intérieur de la bande passante au lieu de -3 dB, il suffit de remplacer la variable de Laplace s par $s\sqrt[n]{\varepsilon}$ dans l'expression de la fonction de transfert $H_0(s)$ (Équation 3.5). n représente l'ordre du filtre et ε est donné par :

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{-A_p}{10}} - 1} \tag{3.6}$$

Une dernière étape de dénormalisation du filtre est nécessaire afin d'obtenir le filtre passe-bande avec les fréquences de coupure f_{l_lna} et f_{h_lna} . Ainsi la fonction de transfert finale est donnée par :

$$\begin{cases}
H(s) = \frac{B_w^2 s^2}{\varepsilon \omega_0^4 + \sqrt{2\varepsilon} \omega_0^2 B_w s + (B_w^2 + 2\varepsilon \omega_0^2) s^2 + \sqrt{2\varepsilon} B_w s^3 + \varepsilon s^4} \\
B_w = 2\pi (f_{h_lna} - f_{l_lna}) \\
\omega_0 = 2\pi \sqrt{f_{h_lna} f_{l_lna}}
\end{cases}$$
(3.7)

Non-linéarité

Une bonne partie des circuits électroniques peut être représentée par un modèle linéaire afin d'obtenir leurs réponses à un signal d'entrée (zone linéaire de la figure 3.5.a). Néanmoins, les non-linéarités représentent des paramètres importants à ne pas négliger. Pour un signal d'entrée mono-porteuse, les non-linéarités se manifestent sous formes d'harmoniques d'ordres élevés et de la compression du gain en puissance. Pour un signal d'entrée de type bi-porteuses, les non-linéarités s'expriment par des intermodulations et par l'effet d'un brouilleur (appelé aussi bloqueur) sur la désensibilisation du gain en puissance du LNA.

Lors de la caractérisation d'un circuit électronique, le point de compression à 1 dB (P1dB) est souvent utilisé. Le P1dB permet de quantifier les non-linéarités pour un test mono-porteuse dont le spectre du signal est donné en figure 3.4.a. Le point de compression à 1 dB est défini comme étant la puissance du signal d'entrée

pour laquelle le gain en puissance diminue de 1 dB par rapport au gain en puissance linéaire (zone de compression de la figure 3.5.a).

S'agissant de la caractérisation des non-linéarités par un test bi-porteuses dont le spectre est donné en figure 3.4.b, le point d'interception d'ordre trois (IP3) est utilisé. L'IP3 correspond à l'intersection de deux lignes. La première représente le prolongement linéaire de la puissance des produits d'intermodulations d'ordre trois en fonction de la puissance du signal d'entrée, tandis que la seconde est le prolongement de la puissance de sortie de l'harmonique fondamental en fonction de la puissance du signal d'entrée (figure 3.5.b). L'IP3 est particulièrement important pour caractériser l'effet des signaux se trouvant tout près, de part et d'autre, de la bande du signal utile.



Figure 3.4 – Spectre du signal à l'entrée et à la sortie du LNA pour des caractérisations a) mono-porteuse et b) bi-porteuses.

Remarque Le point d'interception d'ordre trois ainsi que le point de compression à 1 dB de l'amplificateur faible bruit sont tous les deux communément donnés soit avec leurs puissances respectives en entrée ou en sortie du LNA. Dans notre cas, dans tout le manuscrit nous donnons ces points par les variables $IP3_{lna}$ et $P1dB_{lna}$ qui désignent les puissances en dBm, en entrée du LNA, respectivement, du point d'interception d'ordre trois et du point de compression à 1 dB.

Nous avons modélisé les non-linéarités du LNA avec un polynôme d'ordre cinq avec uniquement les termes de degrés impairs (Équation 3.8). L'ordre cinq du polynôme est le plus petit qui permet de tenir compte des imperfections envisagées. Les termes de degrés pairs sont négligés car, les non-linéarités d'ordres pairs sont, soit compensables lors de la conception des circuits [Yuan 10], soit d'une importance non avérée à cause de l'éloignement des harmoniques générés par ces termes par rapport au signal utile.



Figure 3.5 – Définition des paramètres des non-linéarités d'un circuit électronique pour des tests a) mono-porteuse et b) bi-porteuses.

$$V_{s_lna} = 2 \left(k_{lna_1} V_{in_lna} + k_{lna_3} V_{in_lna}^3 + k_{lna_5} V_{in_lna}^5 \right)$$
(3.8)

Avec, pour un test mono-porteuse :

$$V_{in_lna} = A_{in_lna} \cos(2\pi f_{in1_lna} t)$$
(3.9)

et pour un test bi-porteuses :

$$V_{in_lna} = A_{in_lna} \cos(2\pi f_{in1_lna}t) + A_{in_lna} \cos(2\pi f_{in2_lna}t)$$
(3.10)

La pondération par 2 du polynôme dans l'équation 3.8 permet la compensation de l'effet du diviseur de tension de la sortie du modèle du LNA (Figure 3.10). En effet, lorsque le LNA est bien adapté en sortie ($Z_{load} = Z_{out}^*$), la tension V_{out_lna} vaut la moitié de la tension V_{s_lna} .

Pour un test bi-porteuses, nous avons fixé la même amplitude pour les deux sinusoïdes dans le seul but de simplifier les calculs, sinon le calcul des coefficients et par la même occasion le modèle sont valides quelles que soient les amplitudes de ces sinusoïdes.

Les coefficients k_{lna_i} du polynôme sont définis en fonction des paramètres spécifiant les caractéristiques du LNA.

 k_{lna_1} est défini par le gain en puissance linéaire (G_{dB}) avec un test monoporteuse et en négligeant les termes d'ordres trois et cinq. Ce choix est justifié par le fait que pour les petits signaux, les termes d'ordre trois et cinq sont négligeables devant le terme du premier ordre.

Le coefficient k_{lna_3} est défini en fonction du point d'interception d'ordre trois $(IP3_{lna})$. Ce coefficient est obtenu en résolvant l'équation mettant en égalité, d'une

part, la partie linéaire de la réponse du polynôme à une excitation bi-porteuses mais en ne considérant que l'un des deux fondamentaux et d'autre part, la partie linéaire de l'un des deux produits d'intermodulation d'ordre trois de la réponse du polynôme à une excitation bi-porteuses également (annexeA.4.1).

Quant au coefficient k_{lna_5} , il est défini par le point de compression à 1 dB du LNA ($P1dB_{lna}$). Le coefficient est obtenu par l'équation typique de la définition du point de compression à 1 dB, c'est à dire, un écart de 1 dB entre le gain en puissance linéaire du LNA et le gain réel (annexeA.4.2).

Ces conditions de calcul mènent aux résultats suivants :

$$\begin{cases} k_{lna_1} = \sqrt{\frac{R_{out_lna}}{R_{in_lna}}} \ 10^{\frac{G_{dB}}{20}} \\ k_{lna_3} = -\frac{4}{3} \frac{k_{lna_1}}{A_{ip3_lna}^2} \\ k_{lna_5} = \frac{8}{5} \frac{k_{lna_1}}{A_{p1dB_lna}^4} \left(10^{-0.05} - 1\right) - \frac{6}{5} \frac{k_{lna_3}}{A_{p1dB_lna}^2} \end{cases}$$
(3.11)

Avec :

$$\begin{cases}
A_{ip3_lna} = \sqrt{2R_{in_lna}} \ 10^{\frac{IP3_{lna} - 30}{20}} \\
A_{p1dB_lna} = \sqrt{2R_{in_lna}} \ 10^{\frac{P1dB_{lna} - 30}{20}}
\end{cases}$$
(3.12)

Remarque Le polynôme décrivant le comportement non-linéaire du LNA (Équation 3.8), avec seulement les deux coefficients k_{lna_1} et k_{lna_3} permet de tenir compte du gain en puissance linéaire du LNA, du point d'interception d'ordre trois $(IP3_{lna})$ ainsi que du point de compression à 1 dB $(P1dB_{lna})$. En revanche une contrainte s'impose sur les valeurs de ces deux derniers paramètres. En effet, nous ne pouvons fixer la valeur que d'un seul de ces deux paramètres et la valeur du second est déduite, sachant que $IP3_{lna} - P1dB_{lna} = 9,64$ [Gautier 14b]. Dans la littérature, plusieurs approches s'appuyant sur cette modélisation sont proposées en se contentant de fixer la valeur de l'un de ces deux paramètres [Li 05] [Nicolle 07]. Ceci est également le cas pour la modélisation du mélangeur [Yang 04]. Vue la raison évoquée ci-dessus, l'ajout du coefficient k_{lna_5} au polynôme de l'équation 3.8 s'est imposé afin de pouvoir renseigner des valeurs de l' $IP3_{lna}$ et du $P1dB_{lna}$ de manière indépendante. Dans le modèle décrit ci-dessus, la tension de sortie n'est pas bornée contrairement au comportement réel du LNA. En effet, à partir d'une certaine puissance d'entrée, le gain en puissance du LNA est saturé.

Pour compléter la modélisation du LNA par un polynôme, nous avons mis en place une méthode qui permet de modéliser la zone de saturation du gain en puissance. Cette méthode consiste à générer à la sortie du LNA un signal d'amplitude constante à partir du point de saturation du LNA. Le point de saturation est donné par la condition exprimée par l'équation 3.13 [Agilent].

$$\frac{\partial V_{s_lna}}{\partial V_{in_lna}}\Big|_{V_{in_lna}=V_{in0_lna}} = 0$$
(3.13)

 V_{in0_lna} est la solution de l'équation 3.13 et correspond au point où la courbe de V_{out_lna} en fonction de V_{in_lna} possède une tangente parfaitement horizontale. Pour le modèle développé, ce point correspond au début de la zone de saturation. La valeur de V_{in0_lna} , ainsi que l'amplitude de saturation V_{out0_lna} sont données par l'équation 3.14.

$$\begin{cases} V_{in0_lna} = \sqrt{\frac{-3k_{lna_3} - \sqrt{9k_{lna_3}^2 - 20k_{lna_1}k_{lna_5}}}{10k_{lna_5}}} \\ V_{out0_lna} = 2\left(k_{lna_1}V_{in0_lna} + k_{lna_3}V_{in0_lna}^3 + k_{lna_5}V_{in0_lna}^5\right) \end{cases}$$
(3.14)

La prise en compte des non-linéarités du modèle du LNA est résumée dans le tableau 3.1. Tant que la puissance du signal d'entrée est inférieure à la puissance de saturation, le modèle fonctionne en mode polynômial et dès que la puissance de saturation est dépassée, le modèle passe en mode de saturation.

V_{in_lna}	$-\infty \rightarrow -V_{in0_lna}$	$-V_{in0_lna} \rightarrow +V_{in0_lna}$	$+V_{in0_lna} \rightarrow +\infty$
V_{out_lna}	$-V_{out0_lna}$	$k_{lna_1}V_{in_lna} + k_{lna_3}V^3_{in_lna} \dots$ $\dots + k_{lna_5}V^5_{in_lna}$	$+V_{out0_lna}$
Mode	Saturation	Polynômial	Saturation

Table 3.1 – Mode de fonctionnement des non-linéarités du modèle du LNA.

Remarques

1. La validité du modèle du LNA, notamment la zone de saturation, est conditionnée par la relation 3.15. Cette relation, conditionne l'existence et l'unicité de la solution réelle V_{in0_lna} pour l'équation 3.13 (cf. annexe A.5).

$$IP3_{lna} \ge P1dB_{lna} + 9,5 \tag{3.15}$$

2. Le modèle développé pour le LNA dans ce chapitre peut servir également pour l'amplificateur de puissance (PA) à l'émission. Cependant, dans le cas du PA, le bruit n'est plus un paramètre critique. En revanche, les non-linéarités ainsi que les intermodulations sont à prendre en compte rigoureusement.

3.3.2 Validation du modèle

Nous avons procédé à la validation du modèle du LNA en trois étapes. D'abord, le bruit, puis la bande passante et enfin les non-linéarités.

Nous avons validé la partie concernant le bruit en spécifiant plusieurs valeurs du facteur de bruit (NF) du modèle du LNA. Ensuite, le modèle est introduit dans une simulation permettant d'évaluer le facteur de bruit. Dans le tableau 3.2, les résultats ainsi obtenus sont comparés avec ceux du modèle du LNA proposé dans le logiciel ADS [Agilent]. Ce modèle est appelé *Amplifier2* dans la bibliothèque de simulation électrique de ADS. Sur ADS, l'évaluation du facteur de bruit est obtenue directement à la fin de la simulation tandis qu'en VHDL-AMS, le facteur de bruit est obtenu par l'évaluation des rapports signal à bruit à l'entrée et à la sortie du LNA .

NF rongoignó	NF évalué sur :			
TAL TENSEIgne	ADS (Amplifier2)	VHDL-AMS (modèle développé)		
0	0,000	0,000		
1	1,000	0,995		
2	2,000	1,998		
3	3,000	3,001		
6	6,000	6,011		
10	10,000	10,019		

Table 3.2 – Comparaison des valeurs du facteur de bruit du LNA.

Comme le montre le tableau 3.2, les résultats obtenus avec le modèle que nous avons développé sont quasi identiques à ceux du modèle fourni dans la bibliothèque ADS. La validation de la modélisation de la bande passante du LNA est effectuée avec les paramètres $f_{l_lna} = 2GHz$ et $f_{h_lna} = 3GHz$. La validation est obtenue directement avec une simulation en VHDL-AMS dont le résultat est illustré dans la figure 3.6. Aux fréquences de coupure f_{l_lna} et f_{h_lna} , l'écart entre les puissances d'entrée et de sortie du LNA est de $0,2 \ dB$, ce qui répond correctement au cahier des charges fixé au préalable (cf. paragraphe 3.3.1).



Figure 3.6 – Illustration de la bande passante du modèle du LNA

Remarque Notons que le modèle *Amplifier2* développé par ADS [Agilent] ne permet pas de considérer la bande passante.

Tout comme le bruit, nous avons validé les non-linéarités du LNA en comparant les résultats du modèle développé et celles du LNA proposé dans la bibliothèque des simulations électriques du logiciel ADS [Agilent], à savoir le composant dénommé *Amplifier2*. Les résultats des simulations mono-porteuse et bi-porteuses sont montrés en figure 3.7 et figure 3.8 respectivement. Ci-dessous, suivent les paramètres du LNA pour lesquels ces résultats sont obtenus. Ces paramètres sont extraits de la fiche technique d'un LNA mis en vente par un concepteur de circuits électroniques [Avago].

$$\boxtimes G_{dB} = 23, 2 \ dB.$$

 $\boxtimes IP3_{lna} = -2, 2 \ dBm.$

Nous avons effectué les simulations avec des signaux sinusoïdaux en entrée du LNA, de fréquences de 50 GHz pour le cas en mono-porteuse et de 50 GHz et 51 GHz pour le cas en bi-porteuses.

Les résultats des simulations montrent que les performances du modèle du LNA que nous avons développé sont identiques à celles du composant *Amplifier2* proposé dans la bibliothèque du logiciel ADS.



Figure 3.7 – Caractérisation mono-porteuse du LNA



Figure 3.8 – caractérisation bi-porteuses du LNA

La courbe correspondant au résultat de la simulation mono-porteuse (Figure 3.7) présente trois zones. La zone linéaire valide le gain en puissance linéaire, tandis que la zone de compression de la courbe valide le point de compression à 1 dB. Au delà, de la puissance du point de compression, la courbe entre dans la zone de saturation.

Les résultats de la simulation bi-porteuses (Figure 3.8) sont présentés avec deux types de courbes principales. La courbe du haut représente le signal en sortie du LNA à la fréquence fondamentale qui est aussi la fréquence du signal d'entrée. La courbe du bas exprime la puissance de l'un des deux produits d'intermodulation d'ordre trois. Les prolongements des parties linéaires de ces courbes se croisent au point d'interception d'ordre trois. La valeur prélevée de ce point (indiqué par la croix) correspond bien à celle consignée au modèle du LNA. **Remarque** La validation décrite ci-dessus est obtenue en décrivant le modèle tel que nous l'avons présenté au paragraphe 3.3.1. Nous avons implémenté cette description en VHDL-AMS ainsi que sur le logiciel ADS. Cette description du modèle est facilement implémentable sur tout autre langage de description de matériel analogique ou logiciel de simulation de circuits électroniques.

3.3.3 Récapitulatif de la modélisation du LNA

Après avoir détaillé la modélisation des différents paramètres du LNA, le modèle global est résumé sur la figure 3.9 avec les différentes fonctions décrivant les imperfection du LNA.



Figure 3.9 – Récapitulatif de la modélisation du LNA

Les différentes fonctions et variables de la figure 3.9 sont données en équations 3.16.

$$\begin{cases} \sigma_{lna} = \sqrt{4R_{in_lna}kT_0B(F_{lna} - 1)} \\ H(s) = \frac{B_w^2 s^2}{\varepsilon \omega_0^4 + \sqrt{2\varepsilon} \omega_0^2 B_w s + (B_w^2 + 2\varepsilon \omega_0^2) s^2 + \sqrt{2\varepsilon} B_w s^3 + \varepsilon s^4} \\ V_{in0_lna} = \sqrt{\frac{-3k_{lna_3} - \sqrt{9k_{lna_3}^2 - 20k_{lna_1}k_{lna_5}}}{10k_{lna_5}}} \\ V_{out0_lna} = 2 \left(k_{lna_1}V_{in0_lna} + k_{lna_3}V_{in0_lna}^3 + k_{lna_5}V_{in0_lna}^5 \right) \\ P(V_{in_bf}) = 2 \left(k_{lna_1}V_{in_bf} + k_{lna_3}V_{in_bf}^3 + k_{lna_5}V_{in_bf}^5 \right) \end{cases}$$
(3.16)

3.4 Modélisation du mélangeur

Le fonctionnement du mélangeur est obtenu grâce aux non-linéarités des composants électroniques passifs ou actifs selon le type du mélangeur. Les mélangeurs passifs ne consomment pas de puissance et se comportent comme des impédances non-linéaires. Les composants les plus utilisés pour ces topologies sont les diodes Schottky et les transistor à effet de champ (MESFET⁵ et HEMT⁶) froids (fonctionnent dans leurs zones ohmiques du fait de leur non-polarisation) [Gautier 14a]. Les composants utilisés dans un mélangeur actif sont polarisés, par conséquent, ils consomment de la puissance. Les composants utilisés dans ce type de topologies sont les transistors bipolaires ou à effet de champs [Gautier 14a].

Les mélangeurs simplement ou doublement équilibrés sont proposés dans la littérature afin de supprimer, ou à défaut réduire certains harmoniques non-désirés, notamment ceux qui sont relatifs aux non-linéarités d'ordres pairs [Maas 93][Gautier 14b].

^{5.} Metal–Semiconductor Field Effect Transistor

^{6.} High-Electron-Mobility Transistor

Le modèle du mélangeur que nous avons développé correspond au mélangeur doublement équilibré.

3.4.1 Description du modèle

Le mélangeur est un composant à deux ports d'entrée contrairement au LNA. Un port de signal d'entrée in (signal en bande de base ou basse fréquence ou RF) et un port oscillateur local lo. Le signal du port in véhicule l'information, ce qui fait que son spectre s'étend sur une bande de fréquences proportionnelle au débit de données. Cette bande est située autour d'une fréquence basse, éventuellement en bande de base pour un mélangeur *up-converter*, sinon elle est située autour d'une fréquence proche, voire égale à celle de l'oscillateur local pour un mélangeur downconverter. En revanche, le signal de l'oscillateur local est constitué d'une seule raie correspondant à la fréquence de celui-ci. Le véritable signal d'entrée du mélangeur est celui provenant du port *in*. Par conséquent, les non-linéarités ainsi que le bruit du mélangeur sont relatifs uniquement au port in. Ainsi, la modélisation du mélangeur est amplement inspirée du modèle que nous avons développé pour le LNA. Comme le montre la figure 3.10, le modèle du mélangeur est partagé en deux parties. La première fait subir au signal issu du port *in* toutes les imperfections à prendre en compte tandis que la deuxième effectue une multiplication parfaite du signal issu de la première étape et celui du port de l'oscillateur local (lo). Il existe d'autre méthodologies de modélisation du mélangeur permettant de prendre en compte les mêmes paramètres du mélangeur en question, en revanche celle-ci permet la réutilisation et l'adaptation d'une bonne partie de la théorie développée pour la modélisation du LNA dans le paragraphe 3.3.1.



Figure 3.10 – Modélisation comportementale avancée du mélangeur

Le modèle du mélangeur est organisé en quatre sous-blocs (Figure 3.10). Les blocs du bruit et du filtrage passe-bande permettent de modéliser, respectivement, le facteur de bruit du mélangeur (NF_{dsb}) et la bande passante du mélangeur (F_{h_mx}, F_{h_mx}) . L'ensemble formé du bloc des non-linéarités et du multiplieur nous permettent de tenir compte du gain (en puissance) de conversion du mélangeur (GC_{dB}) , du point de compression à 1 dB $(P1dB_{mx})$ et du point d'interception d'ordre trois $(IP3_{mx})$. Enfin, les fuites entre ports du mélangeurs sont implémentées indépendamment.

Bruit

Le bruit du mélangeur est quantifiable par deux types de facteur de bruit. Le type du facteur de bruit est défini en fonction de la position de la bande passante du signal utile à l'entrée du mélangeur par rapport à la fréquence du signal de l'oscillateur local. Ainsi, on définit un facteur de bruit à bande latérale unique (NF_{ssb}^{-7}) et un facteur de bruit à double bande latérale (NF_{dsb}^{-8}) . Ces deux facteurs de bruit sont liés par l'équation 3.17. Les 3,01 dB de l'équation 3.17 sont dus au doublement de la puissance du bruit transposé par le mélangeur [Razavi 98].

La figure 3.11 illustre la différence entre un facteur de bruit à bande latérale unique et un facteur de bruit à double bande latérale. Pour cette démonstration, nous utilisons un mélangeur non bruyant et à gain de conversion nul. Dans ce cas, lorsque le signal utile à l'entrée RF du mélangeur, se trouve sur une seule bande latérale par rapport à la fréquence du signal de l'oscillateur local, nous constatons que le bruit résultant sur le port de sortie du mélangeur à la fréquence f_{IF} correspond à la superposition de la transposition à la fréquence f_{IF} du bruit thermique de la bande du signal image avec celui de la bande du signal utile. Comme la densité spectrale du bruit dans la bande du signal utile et dans la bande du signal image est la même (bruit blanc), la puissance du bruit à la sortie du mélangeur est doublée même si le mélangeur, pour rappel ne présente ni amplification, ni bruit propre à lui (hypothèse de départ). Ce doublement de la puissance du bruit s'exprime par une addition de 3,01 décibel dans une échelle logarithmique.

$$NF_{ssb} = NF_{dsb} + 3,01 \tag{3.17}$$

Dans les logiciels de simulation électronique et particulièrement ADS, le paramètre à renseigner pour le facteur de bruit du mélangeur est le NF_{dsb} . En revanche, dans la plupart des fiches des fournisseurs de composants électroniques, c'est plutôt le NF_{ssb} qui est privilégié. De ce fait, afin de se conformer à la fois au fonctionnement des logiciels de simulation et aux données des fiches de fournisseurs de composants électronique, nous avons choisi d'utiliser le paramètre NF_{dsb} pour spécifier au modèle du mélangeur le facteur de bruit, tandis que lors de la validation, nous mesurons le paramètre NF_{ssb} , sachant que les deux paramètres sont liés par la relation simple donnée par l'équation 3.17.

^{7.} Single-SideBande Noise Figure

^{8.} Double-SideBande Noise Figure



Figure 3.11 – Illustration de la différence entre le NF_{ssb} et le NF_{dsb}

L'approche que nous avons suivie pour la modélisation du facteur de bruit du mélangeur est semblable à celle du LNA. Une source équivalente du bruit est placée à l'entrée du modèle du mélangeur. Cette source équivalente de bruit est pilotée par une variable aléatoire de distribution Gaussienne (cf. paragraphe 3.3.1) dont l'écart type est donné dans l'équation 3.18.

$$\sigma_{mx} = \sqrt{4R_{in_mx}kT_0B\left(10^{\frac{NF_{dsb}}{10}} - 1\right)}$$
(3.18)

Avec : k la constante de Boltzmann. Le bruit à l'entrée du port *in* du mélangeur est un bruit thermique à la température normalisée T_0 qui vaut 290K. B la bande passante considérée du bruit. NF_{dsb} le facteur de bruit à double bande latérale, en dB.

Bande passante

Nous avons adapté le même filtre passe-bande dimensionné pour le modèle du LNA. Ce filtre a pour fréquences de coupure f_{l_mx} et f_{h_mx} à une atténuation de -0,2 dB. Il est appliqué au signal d'entrée provenant du port *in* (RF ou bande de base).

Non-linéarité et multiplication

Contrairement à l'ensemble des composants électroniques pour lesquels tout est fait pour minimiser les non-linéarités, le mélangeur doit son fonctionnement aux caractéristiques non-linéarités des composants électroniques de base, tel que les transistors et les diodes. Ainsi, les signaux utiles à l'entrée (port in) et à la sortie du mélangeur se trouvent à des fréquences différentes. Par conséquent, le gain en puissance du mélangeur est qualifié de *Gain de Conversion*.

Nous avons modélisé les non-linéarités du mélangeur grâce à un polynôme d'ordre cinq (équation 3.19). Dans ce polynôme, seuls les termes de degrés impairs sont retenus afin de répondre au besoin de tenir compte des trois paramètres définissant le comportement du mélangeur, à savoir le gain (en puissance) de conversion linéaire, le point de compression à 1 dB et le point d'interception d'ordre trois. Les non-linéarités d'ordres pairs ne sont pas prises en compte car il existe des techniques d'élimination de celles-ci ou à défaut les réduire à un niveau qui rend leur impact négligeable. L'une de ces approches est celle des mélangeurs simplement ou doublement équilibrés [Gautier 14b].

$$V_{s_mx} = 2 \left(k_{mx_1} V_{in_mx} + k_{mx_3} V_{in_mx}^3 + k_{mx_5} V_{in_mx}^5 \right) V_{lo_mx}$$
(3.19)

Avec :

$$V_{lo_mx} = A_{lo_mx} \cos(2\pi f_{lo}t) \tag{3.20}$$

et:

- soit pour un test mono-porteuse (dont les spectres des signaux aux entrées et à la sortie du mélangeur sont représentés dans la figure 3.12.a) :

$$V_{in\ mx} = A_{in\ mx} \cos(2\pi f_{in1\ mx}t)$$
(3.21)

- soit pour un test bi-porteuses (dont les spectres des signaux aux entrées et à la sortie du mélangeur sont donnés en figure 3.12.b) :

$$V_{in_mx} = A_{in_mx} \cos(2\pi f_{in1_mx}t) + A_{in2_mx} \cos(2\pi f_{in2_mx}t)$$
(3.22)

Lorsque le mélangeur est bien adapté en sortie, la tension V_{out_mx} vaut la moitié de la tension V_{s_mx} (Figure 3.10). Afin de compenser l'effet de ce diviseur de tension à la sortie du mélangeur, l'expression de la tension V_{s_mx} (Equation 3.19) est multipliée par 2. Nous avons défini les coefficients k_{mx_i} en fonction des paramètres du mélangeur.

Le coefficient $k_{mx_{1}}$ est calculé en fonction du gain (en puissance) de conversion CG_{dB} avec une excitation mono-porteuse du mélangeur. Pour ce calcul, les termes d'ordres supérieurs sont négligés.

Le coefficient k_{mx_3} est calculé en fonction du point d'interception d'ordre trois $IP3_{mx}$. Ce calcul est effectué avec une excitation bi-porteuses.



Figure 3.12 – Spectre du signal aux différents ports du mélangeur abaisseur (down-converter) pour des caractérisations a) mono-porteuse et b) bi-porteuses.

Le polynôme donné par l'équation 3.19 avec uniquement les coefficients k_{mx_1} et k_{mx_3} permet de tenir compte des paramètres du mélangeur CG_{mx} et $IP3_{mx}$. De plus, un point de compression à 1 dB , dont la puissance en entrée vaut $IP3_{mx} - 9,64 \ dB$, est également engendré par ces deux coefficients. Comme la valeur du point de compression à 1 dB renseignée $P1dB_{mx}$ n'est pas nécessairement égale à la valeur indiquée ci-dessus, nous avons ajouté le coefficient k_{mx_5} au polynôme afin de pouvoir varier, dans la mesure du possible, la valeur de ce point de compression à 1 dB engendré pour qu'elle soit égale à la valeur renseignée $P1dB_{mx}$.

Les expressions des coefficients k_{mx_1} , k_{mx_3} et k_{mx_5} sont données en équation 3.23.

1

$$\begin{cases} k_{mx_1} = \frac{2}{A_{lo_calc}} \sqrt{\frac{R_{out_mx}}{R_{in_mx}}} \ 10^{\frac{CG_{dB}}{20}} \\ k_{mx_3} = -\frac{4}{3} \frac{k_{mx_1}}{A_{ip3_mx}^2} \\ k_{mx_5} = \frac{8}{5} \frac{k_{mx_1}}{A_{p1dB_mx}^4} \left(10^{-0.05} - 1\right) - \frac{6}{5} \frac{k_{mx_3}}{A_{p1dB_mx}^2} \end{cases}$$
(3.23)

Avec :

$$\begin{cases}
A_{lo_calc} = \sqrt{2R_{lo_mx}} \ 10^{\frac{P_{lo}-30}{20}} \\
A_{ip3_mx} = \sqrt{2R_{in_mx}} \ 10^{\frac{IP3_{mx}-30}{20}} \\
A_{p1dB_mx} = \sqrt{2R_{in_mx}} \ 10^{\frac{P1dB_{mx}-30}{20}}
\end{cases}$$
(3.24)

Où P_{lo} est la puissance, en dBm, délivrée par l'oscillateur local et A_{lo_calc} l'amplitude de la tension correspondante. La valeur de P_{lo} est indispensable pour le calcul des coefficients k_{mx_i} dont les valeurs dépendent des paramètres caractérisant le mélangeur à modéliser.

La modélisation décrite ci-dessus concerne uniquement les zones linéaires et de compression du gain du mélangeur. Quant à la zone de saturation, nous avons mis en place une méthode permettant sa modélisation. A partir d'une amplitude du signal d'entrée V_{in0_mx} cette méthode prend le relais sur le polynôme et délivre à la sortie du mélangeur un signal d'amplitude constante V_{out0_mx} . De la même manière que pour le LNA, le point V_{in0_mx} est calculé en résolvant l'équation 3.25 [Agilent].

$$\frac{\partial V_{s_mx}}{\partial V_{in_mx}}\Big|_{V_{in_mx}=V_{in0_mx}} = 0 \tag{3.25}$$

$$\begin{cases} V_{in0_mx} = \sqrt{\frac{-3k_{mx_3} - \sqrt{9k_{mx_3}^2 - 20k_{mx_1}k_{mx_5}}}{10k_{mx_5}}} \\ V_{out0_mx} = 2\left(k_{mx_1}V_{in0_mx} + k_{mx_3}V_{in0_mx}^3 + k_{mx_5}V_{in0_mx}^5\right)A_{lo_calc} \end{cases}$$
(3.26)

Au final, le fonctionnement de la partie du modèle du mélangeur concernant les non-linéarités et la saturation est résumé dans le tableau 3.3

 Table 3.3 – Mode de fonctionnement des non-linéarités du modèle du mélangeur.

V _{in_mx}	$-\infty \rightarrow -V_{in0_mx}$	$-V_{in0_mx} \rightarrow +V_{in0_mx}$	$+V_{in0_mx} \rightarrow +\infty$
V _{out_mx}	$-V_{out0_mx}$	$ k_{mx_1}V_{in_mx} + k_{mx_3}V^3_{in_mx} \dots \dots + k_{mx_5}V^5_{in_mx} $	$+V_{out0_mx}$
Mode	Saturation	Polynômial	Saturation

Remarque Le fonctionnement correct du modèle du mélangeur que nous avons développé, notamment la zone de saturation, est conditionnée par la relation 3.27. Cette relation conditionne l'existence et l'unicité de la solution réelle V_{in0}_{mx} pour l'équation 3.25 (cf. annexe A.5).

$$IP3_{mx} \ge P1dB_{mx} + 9,5$$
 (3.27)

Fuites entre les ports

A cause des imperfections des composants élémentaires des mélangeurs notamment les transistors, il existe des fuites des signaux de certains ports du mélangeur. En effet, à partir de certaines fréquences du signal, des capacités de liaison se créent entre les différents ports du mélangeur.

Nous avons modélisé les fuites entre les ports du mélangeur sous forme d'une transmission entre les ports en question. Les valeurs des coefficients de transmission sont déterminées en fonction des paramètres du mélangeur Rej_{lo_in} , Rej_{lo_out} et Rej_{in_out} qui correspondent respectivement aux coefficients de fuites, oscillateur local vers le port d'entrée *in*, oscillateur local vers la sortie et enfin, de l'entrée *in* vers la sortie.

La figure 3.13 schématise la modélisation des fuites du port i vers le port j du mélangeur.

$$\begin{cases} V_{s_lo_in} = 2V_{lo_mx} \sqrt{\frac{R_{in_mx}}{R_{lo_mx}}} 10^{\frac{Rej_{lo_in}}{20}} \\ V_{s_lo_out} = 2V_{lo_mx} \sqrt{\frac{R_{out_mx}}{R_{lo_mx}}} 10^{\frac{Rej_{lo_out}}{20}} \\ V_{s_in_out} = 2V_{in_mx} \sqrt{\frac{R_{out_mx}}{R_{in_mx}}} 10^{\frac{Rej_{in_out}}{20}} \end{cases}$$
(3.28)

100



Figure 3.13 – Modélisation comportementale des fuites entre les ports du mélangeur

3.4.2 Validation du modèle

Nous avons validé la modélisation en plusieurs étapes. La validation de la bande passante étant similaire à celle du LNA n'est pas rappelée pour le mélangeur. Cette validation est présentée dans le paragraphe 3.3.2. Dans les paragraphes suivants, nous présentons les validations du bruit, puis des non-linéarités et enfin des fuites entre les ports du mélangeur.

Afin de valider le facteur de bruit du mélangeur, deux circuits équivalents sont simulés. L'un avec le composant *Mixer2* proposé dans la bibliothèque de simulations électriques du logiciel ADS et l'autre avec le modèle du mélangeur que nous avons développé. Plusieurs valeurs du facteur de bruit à double bande latérale (NF_{dsb}) sont renseignées dans les deux mélangeurs, puis à chaque fois, le facteur de bruit à bande latérale simple (NF_{ssb}) est mesuré pour les deux mélangeurs. Les résultats sont comparés dans le tableau 3.4.

NE., ronsoignó	NF_{ssb} évalué sur :		
TV T _{dsb} Tenseigne	ADS (Mixer2)	VHDL-AMS (modèle développé)	
0	3,010	3,000	
1	4,020	4,000	
2	5,020	5,040	
3	6,020	6,006	
6	9,030	9,006	
10	13,040	13,007	
12	$15,\!040$	15,007	

Table 3.4 – Comparaison des facteurs de bruit mesurés du mélangeur

Remarque Pour rappel, pour montrer la validation du modèle en terme de facteur de bruit, les valeurs mesurées de celui-ci en terme de NF_{ssb} doivent être égales égales à $(NF_{dsb} + 3.01)$.

Les résultats du tableau 3.4 montrent une bonne concordance entre les résultats obtenus avec le modèle que nous avons développé et ceux du modèle proposé par ADS.

Afin de valider les caractéristiques non-linéaires du mélangeur, nous avons comparé les évaluations effectuées sur le modèle que nous avons développé avec celles du modèle développé par ADS. Ces évaluations ont été effectuées pour des simulations mono-porteuse et bi-porteuses. Les résultats de ces simulations sont montrés, respectivement, en figure 3.14 et figure 3.15.

Ces différentes simulations sont effectuées avec les paramètres des mélangeurs abaisseurs (*down-converter*) dont les valeurs sont listées ci-dessous :

 $\boxtimes CG_{dB} = 0 \ dB.$

- \bowtie $P1dB_{mx} = 10, 0 \ dBm.$
- $\not \square IP3_{mx} = 24, 0 \ dBm.$

Nous avons effectué les simulations avec des signaux sinusoïdaux en entrée in du mélangeur, de fréquences de 50 GHz pour le cas en mono-porteuse et de 50 GHz et 51 GHz pour le cas en bi-porteuses. Quant à la fréquence du signal de l'oscillateur local, elle est de 45 GHz.



Figure 3.14 – Caractérisation mono-porteuse du mélangeur

Les résultats présentés en figure 3.14 et figure 3.15 montrent que les évaluations obtenues avec le modèle du mélangeur que nous avons développé sont identiques à celles obtenus avec le composant disponible dans la bibliothèque du logiciel ADS (*Mixer2*).



Figure 3.15 – Caractérisation bi-porteuses du mélangeur

Les résultats de la simulation mono-porteuse (Figure 3.14) décrivent les trois zones principales de fonctionnement du mélangeur, à savoir la zone linéaire régie par le gain (en puissance) de conversion linéaire, puis la zone de compression qui est régie par le point de compression à 1 dB et enfin, le plateau correspondant à la zone de saturation du mélangeur.

Dans la figure 3.15 sont représentés les produits d'intermodulation d'ordre trois (en bas de la figure) ainsi que les produits du signal à la fréquence fondamentale. En plus des zones linéaires, les deux courbes contiennent également des zones de saturation. Néanmoins, les prolongements de ces parties linéaires se croisent au point indiqué sur la figure par une croix. La valeur mesurée de ce point coïncide bien à la valeur introduite de la puissance en entrée du mélangeur du point d'interception d'ordre trois $(IP3_{mx} = 24, 0 \ dBm)$.

Remarque Tout comme l'amplificateur faible bruit, le point d'interception d'ordre trois ainsi que le point de compression à 1 dB du mélangeur sont tous les deux communément donnés soit avec leurs puissances respectives en entrée ou en sortie du mélangeur. Dans notre cas, dans tout le manuscrit, nous désignons ces deux points, respectivement, par les variables $IP3_{mx}$ et $P1dB_{mx}$ qui correspondent aux puissances en dBm et en entrée du mélangeur.

Quant aux fuites entre les ports du mélangeur, nous avons validé les paramètres les décrivant avec une même simulation. Pour ce faire, le mélangeur est simulé avec les paramètre suivant :

- $\boxtimes Rej_{lo_in} = -20 \ dB.$
- $\boxtimes Rej_{lo_out} = -20 \ dB.$
- $\boxtimes Rej_{in out} = -20 \ dB.$



Figure 3.16 – Fuites entre les ports du mélangeur

La figure 3.16 montre les différentes fuites entre les ports du mélangeur. Les trois types de fuites envisageables sont visibles sur cette figure. En outre, sur le signal de sortie du mélangeur, deux harmoniques apparaissent et ne correspondent, directement, à aucune de ces fuites. L'un des harmoniques est en bande de base (f = 0) et l'autre à la fréquence $2f_{lo}$. Ils sont le produit du mélange entre le signal de l'oscillateur local et sa fuite vers le port d'entrée *in*. Quant à l'harmonique du signal de sortie à la même fréquence que l'oscillateur local, il est de deux origines. L'une est la fuite du signal de l'oscillateur local et l'autre est également la fuite du signal de l'oscillateur local mais en passant d'abord par le port d'entrée *in*. La raie en sortie du mélangeur dont la fréquence est égale à celle du signal d'entrée sur le port *in* correspond à la fuite du signal du port *in* vers la sortie du mélangeur. L'ensemble des raies de la figure 3.16 est récapitulé dans le tableau 3.5.

3.4.3 Récapitulatif de la modélisation du mélangeur

Après avoir présenté en détail la modélisation des différents paramètres du mélangeur, le modèle global est résumé sur la figure 3.17 avec les différentes fonctions décrivant les imperfection du mélangeur (équation 3.29).

Port	Fréq. de	Nature de la raie
	la raie	
in	f_{in}	Signal utile sur le port <i>in</i>
	f_{lo}	Fuite du port <i>lo</i> vers le port <i>in</i>
lo	f_{lo}	Signal utile sur le port <i>lo</i>
	0.0	Mélange du signal <i>lo</i> avec celui de sa fuite vers le port <i>in</i>
	$f_{lo} - f_{in}$	Signal utile à la sortie
	f_{in}	Fuite du port <i>in</i> vers la sortie
out	f_{lo}	Fuite du port <i>lo</i> vers la sortie
	$f_{lo} + f_{in}$	Signal utile à la sortie
	$2f_{lo}$	Mélange du signal <i>lo</i> avec celui de sa fuite vers le port <i>in</i>
	x	Raie due au repliement spectral

Table 3.5 – Récapitulatif des résultats de simulations des fuites du mélangeur



Figure 3.17 – Récapitulatif de la modélisation du mélangeur

$$\begin{cases} \sigma_{mx} = \sqrt{4R_{in_mx}kT_0B(F_{mx} - 1)} \\ H(s) = \frac{B_w^2 s^2}{\varepsilon \omega_0^4 + \sqrt{2\varepsilon} \omega_0^2 B_w s + (B_w^2 + 2\varepsilon \omega_0^2) s^2 + \sqrt{2\varepsilon} B_w s^3 + \varepsilon s^4} \\ V_{in0_mx} = \sqrt{\frac{-3k_{mx_3} - \sqrt{9k_{mx_3}^2 - 20k_{mx_1}k_{mx_5}}}{10k_{mx_5}}} \end{cases}$$
(3.29)
$$V_{out0_mx} = 2 \left(k_{mx_1}V_{in0_mx} + k_{mx_3}V_{in0_mx}^3 + k_{mx_5}V_{in0_mx}^5 \right) \\ P(V_{in_bf}) = 2 \left(k_{mx_1}V_{in_bf} + k_{mx_3}V_{in_bf}^3 + k_{mx_5}V_{in_bf}^5 \right)$$

3.5 Modélisation de l'oscillateur local

Comme tout circuit électronique, l'oscillateur local est sujet à du bruit. Ce bruit est généralement dû aux dispositifs constituant l'oscillateur et agit, soit sur l'amplitude, soit sur la fréquence du signal. La perturbation de ce bruit sur l'amplitude est souvent, soit éliminée, soit tout simplement négligeable. Seul la déviation aléatoire de la fréquence du signal de l'oscillateur local est considérée comme paramètre de défaut. Ainsi, le modèle de l'oscillateur local que nous avons développé est axé sur ce défaut communément appelé le *bruit de phase*.

3.5.1 Description du modèle

Le spectre d'un oscillateur local idéal est nul partout sauf pour une seule fréquence (Figure 3.18.a). En revanche, le spectre d'un oscillateur réaliste s'étend sur une plage fréquentielle Δf , avec une décroissance de sa puissance à partir de la fréquence fondamentale de part et d'autre (Figure 3.18.b).



Figure 3.18 – Spectres des signaux des oscillateurs locaux a) idéal et b) réaliste; et c) profil du bruit de phase.

Si nous considérons un oscillateur local avec un bruit de phase modélisé par une variation de la phase du signal $\phi(t)$, son signal de sortie est exprimé avec l'équation 3.30.

$$\begin{cases} V_{s_lo} = 2A_{lo}\cos\left(2\pi f_0 t + \phi(t)\right) \\ A_{lo} = \sqrt{2R_{out_lo}} \ 10^{\frac{P_{lo} - 30}{20}} \end{cases}$$
(3.30)

Avec : A_{lo} l'amplitude du signal de l'oscillateur local.

En développant l'équation 3.30 avec l'hypothèse de $| \phi(t) | \ll 1 \ rad$, celle-ci devient :

$$V_{s_lo} = 2A_{lo} \left[\cos \left(2\pi f_0 t \right) - \sin \left(2\pi f_0 t \right) \phi(t) \right]$$
(3.31)

Selon l'équation 3.31, le profil du bruit de phase (Figure 3.18.c) peut être généré en bande de base, puis, celui-ci est transposé autour de la fréquence de l'oscillateur local f_0 .

Dans l'approche de notre modélisation du bruit de phase, nous créons les zones de pentes pente 1 et pente 2 en faisant passer des bruits blancs de densités spectrales de puissance P1 et P2 à travers des filtres passe-bas (LPF1 et LPF2) dont les rejections correspondent à pente 1 et pente 2 respectivement. Quant au plancher de bruit, il est directement généré par un bruit blanc de densité spectrale de puissance P3.

La méthodologie de création de ces bruits blancs sur VHDL-AMS est identique à celle que nous avons présentée au paragraphe 3.3.1. L'écart type σ_j du bruit blanc à générer dans chacun des cas avec des densités spectrales P_j est donné par l'équation 3.32 pour une bande passante de bruit considéré B.

$$\sigma_j = \sqrt{P_j B} \tag{3.32}$$

Nous avons implémenté en numérique les filtres LPF1 et LPF2. Ce choix est motivé par le fait que ceux-ci sont appliqués au bruit blanc qui est généré par un processus discret décrivant une variable aléatoire (cf. paragraphe 3.3.1). Lors du dimensionnement de ces filtres, deux cas de figures peuvent se présenter selon les paramètres décrivant le bruit de phase :

- 1. Soit, la pente décrit celle d'un filtre usuel, c'est à dire, n*(-20 dB/décade), sachant que n est l'ordre du filtre.
- 2. Soit, la pente ne décrit pas celle d'un filtre usuel. Dans ce cas, nous avons opté pour une méthode d'implémentation indirecte afin de limiter les ressources de calcul nécessaires. A titre d'exemple, l'implémentation directe d'un filtre numérique passe-bas de pente 10 dB/décade, de fréquence de coupure de 1 kHz avec une fréquence d'échantillonnage de 1 GHz, nécessite -10^5 coefficients [Staszewski 05].

Dans ce deuxième cas, en l'occurrence lorsque la pente à générer n'est pas définie par celle d'un filtre numérique usuel, la pente est créée à partir des signaux des sorties de plusieurs filtres passe-bas numériques usuels. Cette approche est inspirée de la proposition de R. B. Staszewski et al [Staszewski 05].

L'ordre des filtres numériques usuels utilisés pour la création de la pente est déterminé en fonction de l'atténuation de la pente à former. En effet, l'atténuation dans la bande de réjection du filtre usuel utilisé doit être supérieure, en valeur absolue, à celle de la pente à former. L'ordre du filtre le plus bas satisfaisant cette condition est privilégié. Ainsi, la composition d'une pente de -10 dB/décade requière l'utilisation des filtres du premier ordre (-20 dB/décade) tandis que pour une pente de -30 dB/décade, des filtres d'ordre deux (-40 dB/décade) sont plus adaptés.

La figure 3.19 illustre l'implémentation de l'une des pentes constituant le profil équivalent en bande de base du bruit de phase. Cette implémentation est effectuée pour une pente de $-D \ db/décade$ telle que 0 < D < 20. Ainsi, les filtres du premier ordre sont utilisés pour former la pente du bruit de phase en question.

Lorsqu'une pente est formée à partir de Nb_{lpf} filtres passe-bas, de fonctions de transfert $H_k(j\omega)$, les fréquences de coupure de ces filtres sont définies par l'équation 3.33.

$$f_{c,k+1} = \frac{A_{dB}}{slope} f_{c,k} \qquad Avec : \begin{cases} A_{dB} = \frac{P_2 - P_3}{Nb_{lpf} - 1} \\ slope = \frac{P_2 - P_3}{10 \log \frac{\Delta f^3}{\Delta f^2}} \end{cases}$$
(3.33)



Figure 3.19 – Implémentation de l'une des pentes du profil équivalent en bande de base du bruit de phase

Les fonctions de transfert $H_k(j\omega)$ des filtres du premier ordre et du second ordre sont données respectivement par l'équation 3.34 et l'équation 3.35. Ces fonctions de transfert des filtres numériques sont déterminées à partir de celles des filtres à signal continu et en appliquant la transformation bilinéaire [Oppenheim 09].

$$H_k(Z) = \frac{A^{-(k-1)}a_k}{1 + (1 - a_k)Z^{-1}} \qquad Avec : \begin{cases} A = 10^{\frac{A_{dB}}{20}} \\ a_k = 2\pi \frac{f_{c,k}}{f_s} \end{cases}$$
(3.34)

$$H_{k}(Z) = \frac{A^{-(k-1)}a_{k}^{2}\left(1+2Z^{-1}+Z^{-2}\right)}{4+2\sqrt{2}a_{k}+a_{k}^{2}+\left(-8+2a_{k}^{2}\right)Z^{-1}+\left(4-2\sqrt{2}a_{k}+a_{k}^{2}\right)Z^{-2}}$$

$$Avec:\begin{cases} A=10^{\frac{A_{dB}}{20}}\\ a_{k}=2\pi\frac{f_{c,k}}{f_{s}} \end{cases}$$
(3.35)

Où f_s est la fréquence d'échantillonnage du signal.

L'addition des signaux des sorties des filtres $H_k(j\omega)$ crée correctement le profil envisagé mais avec un décalage en puissance de quelques décibels vers le haut. Afin de pallier ce problème, nous multiplions la somme de ces signaux par un coefficient β donnée par l'équation 3.36, sachant que $\beta < 1$. Nous avons déterminé la valeur du coefficient β en tenant compte du fait que les bruits blanc additionnés sont corrélés.

$$\beta = \frac{1}{\sum_{i=0}^{Nb_{lpf}-1} A^{-i}}$$
(3.36)

Remarque1 Lors de la formation des pentes du profil du bruit de phase ainsi que du plancher du bruit, les points communs à deux zones différentes ne sont produits que par un seul filtre prévu pour l'une des deux zones en question. Ainsi, pour tous les calculs concernant la modélisation, le nombre de filtres considérés est Nb_{lpf} , en revanche, seuls $Nb_{lpf} - 1$ filtres passe-bas sont implémentés, le point correspondant au Nb_{lpf}^{eme} filtre étant généré lors de la formation de la pente suivante ou encore le plancher du bruit. Cependant, pour le calcul du coefficient β , le nombre de filtres passe-bas implémentés est considéré.

Remarque2 En plus de la modélisation du bruit de phase de l'oscillateur local décrite ci-dessus, il est possible d'intégrer aux modèles un retard τ ainsi qu'une composante continue V_{DC} (cf. paragraphe 2.3.1 du chapitre 2).

3.5.2 Validation du modèle

Pour valider la modélisation du bruit de phase de l'oscillateur local dans le cadre de pentes non-usuelles du profil du bruit de phase, nous avons fixé le nombre de filtres usuels nécessaires Nb_{lpf} à cinq. La validation a été effectuée pour un profil de bruit de phase défini par une atténuation de 50 dBc⁹ par rapport à la puissance de la raie fondamentale et à une fréquence offset de 100 Hz par rapport à la fréquence fondamentale, puis -80 dBc à 1 kHz et enfin un plancher de bruit de -100 dBc à partir de la fréquence d'offset de 100 kHz. Ce profil de bruit de phase décrit une pente de -30 dB/décade à partir de 1 kHz et enfin un plancher de bruit à partir de 100 kHz. Ce profil de bruit est également récapitulé dans le tableau 3.6. La puissance du signal de l'oscillateur local à la raie fondamentale est de 0 dBm.

Table 3.6 – Récapitulatif du profil de bruit de phase de l'oscillateur local simulé

Δf	100 Hz	1 kH	Iz	100 kH	z	$> 100 \ kHz$
DSP(dBc)	-50	-80			-100)
Pente	-30 dB/de	décade		0 dB/décade	Pla	ncher de bruit

^{9.} Décibel relative to carrier

Le spectre de sortie de l'oscillateur, transposé en bande de base est montré sur la figure 3.20. Une courbe correspondant à une moyenne mobile sur 50 points est présentée sur la même figure afin d'affiner le résultat du bruit de phase. Ce résultat montre bien que le bruit de phase généré correspond aux paramètres de spécification de celui-ci.



Figure 3.20 – Spectre du bruit de phase transposé en bande de base.

3.6 Modélisation de la ligne de transmission

Les lignes de transmission les plus utilisées dans les RFNoC sont les lignes coplanaires (Figure 3.21.a) et les lignes microstrip (Figure 3.21.b) ou encore les lignes différentielles. Toute ligne de transmission est souvent caractérisée dans le domaine fréquentiel. Ainsi, les modèles des lignes de transmission sont généralement développés pour des simulations fréquentielles. La modélisation de la ligne de transmission la plus courante consiste à décomposer la ligne en éléments distribués. La configuration classique de cette approche est basée sur les paramètres électriques par unité de longueur RLCG (Figure 3.22.a). Ces paramètres dépendent principalement du conducteur utilisé, du diélectrique et de la géométrie de la ligne de transmission.

Notre objectif est d'adapter un modèle fréquentiel suffisamment précis pour des simulations temporelles, réalisées en VHDL-AMS. La partie la plus délicate de cette opération est l'effet de peau qui se manifeste par la variation des pertes linéiques de la ligne de transmission en fonction de la fréquence du signal. Ce travail a été l'objet d'un article d'une conférence internationale [Zerioul 12].

M. Burford et al [Burford 05] ont montré une méthode de modélisation de l'effet de peau par évaluation de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence du signal. Par définition, l'épaisseur de peau est fonction de la racine carrée de la fréquence du signal. La fréquence est remplacée par une expression, facilement modélisable en VHDL-AMS grâce à quelques identités trigonométriques et leurs fonctions dérivées. L'épaisseur de peau est utilisée pour évaluer la résistance du modèle distribué de la ligne de transmission. En effet, la valeur de cette résistance est déterminée en fonction de la section effective du conducteur à travers laquelle le courant circule. Cette section évolue avec l'épaisseur de peau. L'effet de peau est modélisé par la résistance du modèle distribué.

K. Siebert et al [Siebert 09] ont présenté un modèle en VHDL-AMS des pertes résistives de la ligne de transmission dépendantes de la fréquence du signal. Leur méthode consiste en l'approximation sous forme d'une fonction de transfert dans le domaine de Laplace de l'atténuation de la ligne de transmission et de l'admittance caractéristique. Cette approximation est effectuée pour des fréquences ne dépassant pas la fréquence de 1,5 GHz. Des comparaisons entre les valeurs exactes et celles de l'expression approximée sont montrées pour l'atténuation et pour l'admittance caractéristique. La méthode présentée se repose sur l'approximation de Padé. Dans certains cas, cette approximation est très sensible au point de développement des séries de Taylor nécessaires pour une approximation de Padé. Ainsi, si ce point est choisi en basses fréquences, l'approximation risque de diverger de l'expression exacte en hautes fréquences et vice versa.

Le modèle classique de la ligne de transmission sous la forme distribuée (Figure 3.22.a) n'est pas approprié pour une modélisation très précise à cause de la dépendance en fréquence de ses paramètres *RLCG*.

Pour remédier à ce problème, nous avons opté pour un modèle plus évolué et dont les paramètres par unité de longueur sont très peu dépendants de la fréquence (Figure 3.22.b) [Nguyen Tran 08] [Nguyen Tran 09].

Le modèle proposé par L. Nguyen Tran et al [Nguyen Tran 09] considère l'ensemble des phénomènes qui se produisent lors de la propagation d'un signal RF à travers la ligne de transmission. En effet, en plus des phénomènes classiques tel que les pertes linéiques, ce modèle tient compte de l'effet de peau, des courants de Foucault et des différents couplages capacitifs dans la ligne de transmission (Figure 3.22.b), contrairement aux modèles classiques proposés dans la littérature qui ne prennent en compte qu'une partie de ces paramètres. L'effet de peau est inclus dans les résistances R_1 et R_2 . Par conséquent, les valeurs de ces deux résistances évoluent en fonction de la fréquence du signal tandis que les autres paramètres restent pratiquement constants. Le modèle des éléments à connecter, les uns après les autres, pour former la ligne complète est représenté en figure 3.22.b.



Figure 3.21 – Structure des lignes de transmission a) Coplanaire et b) Thin film Microstrip.



Figure 3.22 – Modèles distribués des lignes de transmission a) Classique et b) Évolué.

L'originalité de ce modèle se situe à la fois dans la partie série et la partie parallèle du modèle de la ligne de transmission.

Dans la partie parallèle du modèle, à cause de la pénétration du champ électromagnétique jusqu'au substrat de la ligne de transmission, deux types de couplages capacitifs apparaissent. L'un à travers le diélectrique, représenté par la capacité C_2 du modèle et l'autre à travers le substrat, représenté par la capacité C_1 (Figure 3.22.b).

Dans la partie série, les courants alternatifs circulant dans la ligne de transmission génèrent des champs magnétiques dont les lignes pénètrent dans le substrat. Ainsi des courant de Foucault y sont induits et créent des pertes supplémentaires dans la ligne de transmission. Ce phénomène est modélisé par R_2 , L_2 et le coefficient de l'inductance mutuelle M (Figure 3.22.b). L'inductance mutuelle M décrit le couplage magnétique entre les boucles de courant de Foucault dans le substrat et celles circulant dans le conducteur de la ligne. Quant à l'effet inductif de base, il est modélisé par l'inductance L_1 . Lorsque la fréquence du signal augmente, les pertes linéiques de la ligne de transmission augmentent également à cause de l'effet de peau. En effet, en haute fréquence, le courant a tendance à ne plus se propager à travers toute la section du conducteur mais uniquement à travers la périphérie de cette section ou encore dans le cas extrême, à travers la surface du conducteur. Ce phénomène est modélisé par les résistances R_1 et R_2 . Les expressions de ces résistances sont données par l'équation 3.37.

$$\begin{cases} R_1 = R_{1DC} + A\sqrt{f} \\ R_2 = R_{2DC} + B\sqrt{f} \end{cases}$$
(3.37)

Avec R_{1DC} et R_{2DC} représentent les valeurs des résistances R_1 et R_2 en basses fréquences tandis que les constantes A et B représentent les pondérations de l'effet de peau pour les mêmes résistances.

Les paramètres par unité de longueur ont été extraits analytiquement pour une ligne de transmission de type microstrip [Nguyen Tran 08]. Cette extraction de paramètres est effectué pour des fréquences allant de 100 MHz jusqu'à 40 GHz. La ligne de transmission a pour dimensions $W_S = 10 \ \mu m$, $W_G = 100 \ \mu m$. Quant à l'épaisseur du diélectrique entre les rubans du signal et de la masse, elle est de 3 μm . Les paramètres extraits sont résumés dans le tableau 3.7.

Sachant que les valeurs numériques des paramètres R_2 et L_2 n'ont aucune si-

 Table 3.7 – Paramètres de la ligne de transmission considérée.

Paramètre	Valeur
k	0,285
$C_1 (\mathrm{pF/m})$	38
$C_2 (\mathrm{pF/m})$	167
G (S/m)	$1,\!25$
$L_1 (H/m)$	$4,6 \ 10^{-7}$
$R_1 \; (\Omega/\mathrm{m})$	$2000 + 0,002 \sqrt{f}$
$^{1}/_{\tau}$ (rad/s)	$10^{10} + 13,0 \ 10^4 \sqrt{f}$

gnification physique intrinsèque, deux paramètres sont définis [Nguyen Tran 08] : le temps de relaxation τ et le coefficient de couplage k, dont les expressions sont données par l'équation 3.38.

$$\begin{cases} \tau = \frac{L_2}{R_2} \\ k = \frac{M^2}{L_1 L_2} \end{cases}$$

$$(3.38)$$

 L_2 peut prendre une multitude de valeurs différentes. En ce qui nous concerne, pour des raisons de simplification, nous avons choisi $L_2 = L_1$.

3.6.1 Adaptation du modèle pour des simulations temporelles

Notre contribution consiste en l'adaptation pour des simulations temporelles, notamment l'effet de peau dans le cadre du modèle de la ligne transmission exposé dans la section précédente. Ainsi, nous avons repris le modèle de la ligne de transmission représenté dans la figure 3.22.b avec les paramètres donnés dans le tableau 3.7.

Afin que ce modèle soit intégrable dans des simulations temporelles, il est indispensable de trouver un moyen de modéliser les résistances R_1 et R_2 qui dépendent de la fréquence du signal. Pour répondre à cette nécessité, nous avons utilisé les propriétés de la transformée de Laplace inverse. Ainsi, les résistances R_1 et R_2 sont modélisées par des fonctions de transfert dans le domaine de Laplace. Chacune de ces fonctions de transfert est déterminée pour qu'elle soit une approximation de l'une des expressions des résistances R_1 et R_2 . La difficulté de cette opération réside dans l'intervalle d'approximation qui doit couvrir l'intégralité de l'intervalle de validité du modèle de la ligne de transmission qui s'étend de 100 MHz à 40 GHz. Cette bande de fréquences correspond à celle utilisée dans [Nguyen Tran 08].

L'effet de peau dans les résistances R_1 et R_2 peut également être exprimé par l'équation 3.39 [Siebert 09].

$$R = R_{DC} + R_S(1+j)\sqrt{\omega} \tag{3.39}$$

En considérant la variable de Laplace $s = j\omega$ et sachant que $1 + j = \sqrt{2j}$, l'équation 3.39 aura pour expression l'équation 3.40.

$$R = R_{DC} + R_S \sqrt{2s} \tag{3.40}$$

Le comportement de tout système et particulièrement les circuits électroniques, peut être décrit par une fonction rationnelle dans le domaine de Laplace. En considérant que le courant est le signal d'entrée et que la tension est le signal de sortie, l'expression de la résistance R peut s'exprimer sous la forme donnée en équation 3.41.

$$R \approx \frac{\sum\limits_{m=0}^{M} \alpha_m s^m}{\sum\limits_{n=0}^{N} \beta_n s^n} \qquad N \neq 0 \qquad (3.41)$$

Pour déterminer les coefficients α_m et β_n , il faut d'abord développer $\sqrt{2s}$ sous forme de fonction rationnelle F(s). Nous avons déterminé cette fonction grâce à un algorithme d'un logiciel commercial qui permet de minimiser l'erreur maximum commise lors de l'approximation. En effet, cet algorithme recherche une fonction rationnelle F(s) dont les ordres des polynômes du numérateur et du dénominateur prédéfinis M et N, ensuite les valeurs des coefficients des polynômes du numérateur et du dénominateur sont optimisés pour que l'erreur maximale d'approximation soit la plus petite possible sur tout l'intervalle d'approximation.

En spécifiant l'intervalle d'approximation de 100 MHz à 40 GHz et les ordres des polynômes du numérateur et du dénominateur M = 6 et N = 5, l'algorithme en question est utilisé pour déterminer les coefficients a_m et b_n de la fonction F(s)(Équation 3.42) permettant l'approximation de $\sqrt{2s}$. Deux contraintes s'imposent lors du choix des valeurs de M et N. Elles ne doivent pas être trop élevées pour réduire le temps de simulation de la fonction de transfert et au même temps suffisamment élevées pour assurer une bonne approximation de la fonction $\sqrt{2s}$.

$$\sqrt{2s} \approx F(s) = \frac{\sum_{m=0}^{6} a_m s^m}{\sum_{n=0}^{5} b_n s^n}$$
(3.42)

Les valeurs des coefficients a_m et b_n sont données dans le tableau 3.8.

a_m	b_n
$a_0 = 4.8321 \ 10^3$	$b_0 = 1.0$
$a_1 = 1.5768 \ 10^{-4}$	$b_1 = 6.08783 \ 10^{-9}$
$a_2 = 2.5452 \ 10^{-13}$	$b_2 = 3.08428 \ 10^{-18}$
$a_3 = 4.5565 \ 10^{-23}$	$b_3 = 2.11921 \ 10^{-28}$
$a_4 \ 4 = 1.2587 \ 10^{-33}$	$b_4 = 2.37001 \ 10^{-39}$
$a_5 = 5.4515 \ 10^{-45}$	$b_5 = 3.48128 \ 10^{-51}$
$a_6 = 1.8865 \ 10^{-57}$	-

Table 3.8 – Valeurs des coefficients a_m et b_n de la fonction F(s).

La comparaison de la fonction F(s) et $\sqrt{(2s)}$ le long de l'intervalle d'approximation, montre un bon accord des résultats pour les parties réelle et imaginaire (Figure 3.23).

L'erreur relative de l'approximation de $\sqrt{2s}$ avec la fonction F(s) est donnée en figure 3.24. En basses fréquences, l'erreur relative ne dépasse pas 5 % tandis que pour le reste de l'intervalle d'approximation l'erreur relative est encore plus basse et ne dépasse pas 1,5 %. Pour obtenir la fonction de transfert dans le domaine de Laplace de la résistance R, il suffit de remplacer $\sqrt{2s}$ par la fonction F(s) dans l'expression



Figure 3.23 – Comparaison des parties a) réelle et b) imaginaire de la valeur exacte de $\sqrt{2s}$ avec son approximation.



Figure 3.24 – L'erreur relative de l'approximation de $\sqrt{2s}$.

de R donnée dans l'équation 3.40. Ainsi les coefficients α_m et β_n sont calculés et leurs expressions sont données par l'équation 3.43. En intégrant ces coefficients dans la fonction de transfert de la résistance, nous obtenons une modélisation comportementale de l'effet de peau dans la ligne de transmission pour des simulations temporelles.

$$\begin{cases} \alpha_m = R_{DC}b_m + R_S a_m \quad pour \quad m = 0 \longrightarrow 5, \quad \alpha_6 = R_S a_6 \\ \beta_n = b_n \quad pour \quad n = 0 \longrightarrow 5 \end{cases}$$
(3.43)

3.6.2 Validation de l'effet de peau par simulation temporelle

En vue de l'évaluation des performances de notre modélisation de l'effet de peau, nous avons comparé les résultats d'une simulation temporelle incorporant le modèle que nous avons développé avec ceux d'une simulation fréquentielle utilisant le modèle initial de la ligne de transmission. La simulation temporelle est effectuée en VHDL-AMS tandis qu'en fréquentiel, le logiciel ADS [Agilent] est utilisé.

Le circuit utilisé lors de la validation du modèle de la ligne de transmission est représenté en figure 3.25. Une ligne de transmission (microstrip) de 2 mm de longueur est considérée. Cette ligne est implémentée en mettant en cascade 100 éléments similaires. Chaque élément a une longueur de 20 μ m et correspond au schéma électrique de la figure 3.22.b. La longueur de ces éléments est choisie suffisamment petite pour s'assurer qu'elle ne dépasse pas le dixième de la plus petite longueur d'onde s'y propageant.

Les deux extrémités de la ligne de transmission sont fermées sur des résistances de telle sorte à mieux l'adapter et par la même occasion, réduire les réflexions. Ainsi, les deux résistances $(R_g//R_{in})$ et R_{load} sont égales à la partie réelle de l'impédance caractéristique de la ligne de transmission, la partie imaginaire étant pratiquement nulle. En dehors des basses fréquences, la valeur de l'impédance caractéristique varie peu en fonction de la fréquence. La valeur fixée pour la simulation est celle correspondant au milieu de l'intervalle fréquentiel, en l'occurrence 20 GHz.



Figure 3.25 – Circuit de simulation pour la validation du modèle de la ligne de transmission.

Pour prendre en compte l'effet de peau, les expressions de R_1 et R_2 sont écrites sous la forme donnée en équation 3.41. La constante R_S est déterminée par identification entre l'expression donnée par l'équation 3.40 et les expressions de R_1 et R_2 données dans l'équation 3.38 et le tableau 3.7. Quant aux autres paramètres nécessaires pour le modèle distribué de la ligne de transmission, ceux du tableau 3.7 sont utilisés à l'exception du paramètre k. Pour obtenir la même constante de propagation que celle mesurée, le coefficient de couplage k doit avoir pour valeur 0,35 au lieu de valeur donnée dans le tableau 3.7 (0,285). Cela est dû à la partie imaginaire provenant de $\sqrt{2s}$ et qui n'apparait pas dans les expressions initiales de R_1 et R_2 données dans le tableau 3.7.

Les résultats des simulations sont montrés dans la figure 3.26. La figure illustre une comparaison entre les résultats de simulations temporelles et ceux des simulations fréquentielles. Les simulations sont effectuées en balayant les fréquences allant de 100 MHz à 40 GHz. Pour chaque simulation, l'atténuation en tension est calculée entre les points Pt_{in} et Pt_{out} par l'équation 3.44.



Figure 3.26 – Comparaison de l'atténuation dans la ligne de transmission pour des simulations temporelles et fréquentielles.

$$Att\acute{e}nuation = 100 \left(1 - \frac{mag\left(V_{Pt_{out}}\right)}{mag\left(V_{Pt_{in}}\right)} \right)$$
(3.44)

Avec $V_{Pt_{in}}$ et $V_{Pt_{out}}$ représentent les tensions du signal aux points Pt_{in} et Pt_{out} respectivement. mag désigne la fonction permettant de calculer l'amplitude du signal. la multiplication par 100 permet d'avoir le résultat en pourcentage.

La comparaison des résultats dans la figure 3.26 montre un excellent accord entre les atténuations produites par les modèles temporel et fréquentiel de la ligne de transmission. Ce constat valide notre modélisation de la ligne de transmission avec effet de peau pour des simulations temporelles.

Remarque La modélisation de la ligne de transmission tenant compte de l'effet de peau pour des simulations temporelles a été montrée pour des fréquences allant jusqu'à 40 GHz. Pour les fréquences plus élevées que 40 GHz, nous avons vérifié que l'approximation de la fonction $\sqrt{2s}$ reste valide pour des fréquences allant jusqu'à 100 GHz, avec une erreur relative de moins de 5%. Néanmoins, avant d'utiliser le modèle pour ces fréquences, il est nécessaire de s'assurer que le modèle fréquentiel de la ligne de transmission [Nguyen Tran 08] sur lequel notre approche se repose soit valide pour les fréquences allant de 40 à 100 GHz.

3.7 Conclusion

Des modèles des composants de l'émetteur et du récepteur ainsi que de la ligne de transmission ont été présentés. Lors du développement de ces modèles, nous avons pris en compte des paramètres essentiels caractérisant les imperfections des composants. Ces paramètres décrivent les non-linéarités, le bruit, la bande passante et éventuellement les fuites entres les ports pour ce qui est de l'amplificateur faible bruit et du mélangeur. Concernant l'oscillateur local, le bruit de phase est considéré. Les modèles que nous avons proposé constituent un approfondissement de la précision par rapport au modèles disponibles dans la littérature. En outre, chaque modèle est adapté pour des simulations en VHDL-AMS.

Tous les modèles développés sont validés, soit par correspondance avec les paramètres renseignés soit en comparaison avec des performances des modèles proposés par des logiciels commerciaux.

En plus du LNA et du mélangeur, nous avons adapté le modèle d'une ligne de transmission pour des simulations temporelles. Le modèle initial a été développé pour des simulations fréquentielles et tient compte, entre autres, de l'effet de peau, des courants de Foucault et des différents couplages capacitifs. Nous avons validé ce modèle en comparant les résultats de deux simulations, l'une temporelle et l'autre fréquentielle.

Les modèles développés doivent permettre d'analyser le concept du RFNoC dans des conditions de fonctionnement de ses composants très proches de la réalité. De plus, ils permettent également la co-simulation des parties numériques et analogiques du réseau sur puce basé sur des interconnexions RF.