



Dimensionnement et performances du RFNoC

Sommaire

4.1	Introduction	122
4.2	Dimensionnement de chaque composant du RFNoC	123
4.2.1	Topologie du RFNoC avec un seul émetteur et un seul récepteur	123
4.2.2	Topologie du RFNoC avec huit émetteurs et huit récepteurs	124
4.3	Performances du RFNoC	132
4.4	Optimisation de l'allocation de ressources spectrales du point de vue des produits d'intermodulations	134
4.5	Modèle compact et à très haut niveau d'abstraction du RFNoC	137
4.6	Conclusion	141

4.1 Introduction

L'ensemble des composants du RFNoC, qu'ils soient dans la partie émettrice ou réceptrice ou encore la ligne de transmission, sont tous modélisés en VHDL-AMS et permettent de prendre en considération pratiquement tous les défauts et imperfections susceptibles d'apparaître lors de la conception des vrais composants. Nous avons utilisé ces modèles afin d'analyser le concept du RFNoC. Ces simulations nous ont permis de trouver les paramètres limites des imperfections des composants qui permettent au RFNoC de fonctionner correctement. Cette opération est effectuée pour des topologies constituées par un ou plusieurs émetteurs/récepteurs.

Dans les sections suivantes, nous avons pour objectif de présenter une méthodologie permettant de déterminer les performances des composants du RFNoC nécessaires pour respecter un cahier des charges pour les communications effectuées à travers le réseau en question. Pour ce faire, nous commençons par montrer l'impact des paramètres définissant les imperfections des composants du RFNoC sur les performances du RFNoC. Ces performances sont évaluées en mesurant la qualité du signal en terme de rapport signal à bruit après le ou les récepteurs du RFNoC. La méthode de calcul de celui-ci est la même que celle présentée dans le paragraphe 2.5.1. La qualité du signal est montrée dans chaque cas par rapport à une référence de $(E_b/N_0)_{dB}$ qui vaut 11,32 dB. Cette valeur correspond à un BER maximum de 10^{-7} .

Afin de se mettre dans les conditions réelles du RFNoC, une topologie avec 8 émetteurs et 8 récepteurs est simulée en VHDL-AMS (l'architecture est montrée dans la figure 4.1). Les 8 fréquences porteuses de ce RFNoC sont uniformément réparties entre 50 et 100 GHz. Pour cette topologie et sans les imperfections des composants, le rapport signal à bruit pour tous les récepteurs est largement supérieur à celui de la référence ($E_b/N_0 = 11.32dB$).

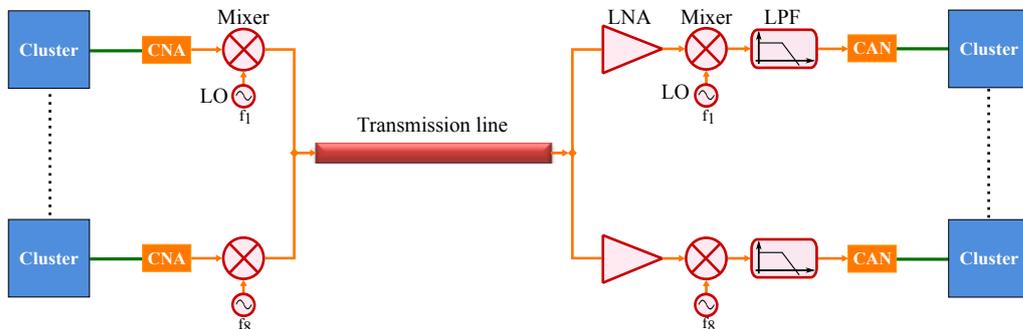


Figure 4.1 – Architecture de la topologie du RFNoC simulée.

Les paramètres des composants du RFNoC sont choisis parmi ceux répertoriés ci-dessous, selon l'objectif des simulations. Certaines de ces valeurs sont extraites

4.2 Dimensionnement de chaque composant du RFNoC

des datasheets, les autres, nous les cherchons dans des intervalles de valeurs proche de celles de l'état de l'art :

- ☑ **Cluster** modélisé par un générateur de données aléatoires dont le débit est de 1 Gbps.
- ☑ **Le CNA** a pour niveau du signal de sortie $\pm V_{DD} = \pm 0.8$ et correspond à la tension délivrée par la partie numérique (le cluster).
- ☑ **Le mélangeur** : Gain de conversion = 1.8 dB, Point de compression à 1dB = variable1, Point d'interception d'ordre trois = variable1 + 12dB (par choix), facteur de bruit = 1 dB à 10 dB.
- ☑ **Oscillateur local** : Puissance de 0.0 dBm, fréquence entre $50+n \cdot 7.14$ GHz avec $n=\{0, 1, \dots, 7\}$.
- ☑ **Ligne de transmission** : Longueur = de 20 mm à 80 mm (Ces longueurs permettent de balayer plusieurs longueurs de chemins de données que nous pouvons avoir sur les MPSoC), Atténuation=0.7 dB/mm, retard 7.5 ps/mm.
- ☑ **LNA** : Gain=16.7 dB, point de compression à 1 dB = variable2, point d'interception d'ordre trois= variable2+12 dB (par choix), Facteur de bruit= 1 dB à 10 dB.
- ☑ **Le filtre passe-bas** d'ordre deux et de fréquence de coupure de 3 GHz.
- ☑ **CAN** de seuil de décision de 0.

4.2 Dimensionnement de chaque composant du RFNoC

4.2.1 Topologie du RFNoC avec un seul émetteur et un seul récepteur

La topologie du RFNoC avec un seul émetteur et un seul récepteur est simulée. L'impact des différents composants du RFNoC sur les performances des transmissions est évalué en terme de non-linéarités et de bruit.

Le signal d'entrée de chaque composant du RFNoC est de type mono-porteuse. Ainsi, l'impact des non-linéarités de ses composants se réduit à celui du point de compression à 1 dB. Les simulations de cette topologie avec les non-linéarités des composants ont montré que la transmission n'est pas perturbée même si la puissance du signal d'entrée du composant en question dépasse largement celle du point de compression à 1 dB. Cela est dû au fait que la modulation du signal est à enveloppe constante et par conséquent robuste au fonctionnement en saturation des composants de la chaîne de transmission.

Concernant le bruit des composants du RFNoC, les simulations ont montré que la qualité du signal transmis n'est en aucun cas perturbée et cela pour tous les paramètres réalistes des composants. Cela s'explique par la puissance du signal d'entrée pour chaque composant qui est relativement élevée par rapport au niveau du bruit.

4.2.2 Topologie du RFNoC avec huit émetteurs et huit récepteurs

Pour les besoins de cette section, une topologie du RFNoC composée de huit émetteurs et de huit récepteurs (figure 4.1) est simulée en tenant compte des imperfections des composants séparément. La communication en half-duplex est retenue, c'est à dire que les communications bidirectionnelles sont possibles mais jamais au même instant. L'impact du LNA et des mélangeurs du RFNoC est évalué.

Remarque : Nous avons choisi une topologie du RFNoC relativement simple afin d'éviter le problème de désadaptation de la ligne de transmission qui serait due à la présence des émetteurs-récepteurs le long de la ligne de transmission [Sun 05]. Cette problématique n'est pas abordée dans ce travail.

4.2.2.1 Imperfections du mélangeur de l'émetteur

Le mélangeur de l'émetteur permet la transposition du signal d'entrée autour de la fréquence porteuse visée. La puissance du signal d'entrée de ce mélangeur est suffisamment élevée pour que le bruit de celui-ci ne détériore pas le signal à sa sortie. En revanche, les non-linéarités sont susceptibles de détériorer le signal de sortie du mélangeur. En effet, le mélangeur de chaque émetteur du RFNoC reçoit un signal mono-porteuse à son entrée par conséquent ses non-linéarités ne détériorent pas la qualité de signal (paragraphe 4.2.1). Cependant, la saturation du signal par ces mélangeurs (Point de compression à 1 dB) superposée aux interférences entre bande de transmission peut l'être.

La puissance d'entrée du mélangeur est fixe. En variant le point de compression à 1 dB et par conséquent l'IP3 (en entrée), sachant que $IP3 = P1dB + 12$, la qualité du signal obtenue après le récepteur, est montrée sur la figure 4.2. Cette qualité du signal est donnée en fonction de l'écart de la puissance d'entrée par rapport au point de compression à 1 dB. Pour rappel, la simulation est effectuée avec huit émetteurs et huit récepteurs, cependant les résultats montrés correspondent à l'un des huit récepteurs.

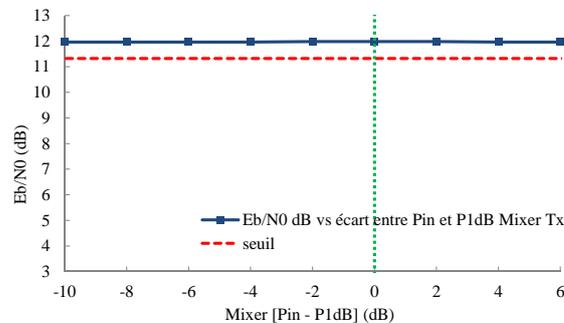


Figure 4.2 – Évolution de la qualité du signal en fonction des non-linéarités du mélangeur de l'émetteur du RFNoC.

4.2 Dimensionnement de chaque composant du RFNoC

La figure 4.2 montre que la qualité du signal reste constante malgré que la puissance du signal d'entrée du mélangeur dépasse largement le point de compression à 1 dB (en entrée) du même mélangeur. Ces résultats montrent que le cumul des non-linéarités du mélangeur de l'émetteur du RFNoC avec les interférences entre bandes ne détériore pas la qualité du signal échangé.

4.2.2.2 Imperfections du LNA

L'amplificateur faible bruit est l'un des éléments les plus sensibles de tout le récepteur RF. Le LNA est le premier composant du récepteur RF. Comme son nom l'indique, le LNA doit apporter le plus faible niveau de bruit possible et amplifier suffisamment le signal d'entrée. Les paramètres de bruit ainsi que les non-linéarités du LNA ont un impact sur les performances du RFNoC.

Facteur de bruit du LNA

Afin de quantifier l'impact du facteur de bruit du LNA sur les performances du RFNoC, nous avons simulé une topologie de celui-ci avec huit émetteurs et huit récepteurs (figure 4.1) et avec des longueurs de ligne de transmission différentes. Les longueurs de 60 mm, 70 mm et 80 mm sont considérées et permettent d'avoir des puissances à l'entrée du LNA de -44,6 dBm, -51.6 dBm et -58.6 dBm respectivement. Les résultats de ces simulations sont montrés sur la figure 4.3 et sur la figure 4.4.

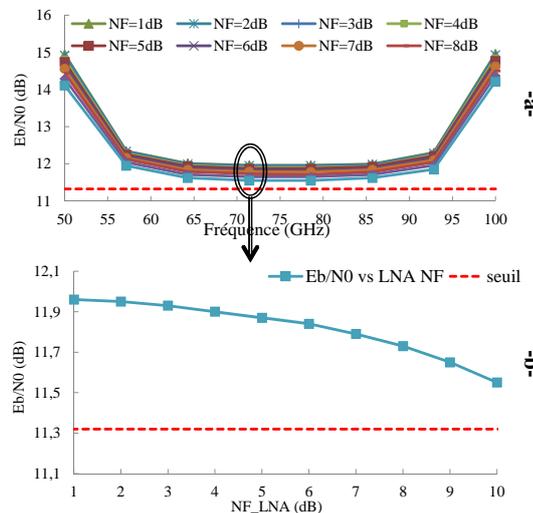


Figure 4.3 – Évolution de la qualité du signal en fonction du facteur de bruit du LNA du RFNoC dont la ligne de transmission est de 60 mm de longueur. a) pour les huit récepteurs. b) pour l'un des huit récepteurs

La figure 4.3 concerne la topologie avec une longueur de la ligne de transmission de 60 mm. En figure 4.3.a, les rapports signal à bruit des 8 récepteurs sont illustrés pour chaque valeur du facteur de bruit du LNA tandis qu'en figure 4.3.b est représentée l'évolution du rapport signal à bruit pour l'un des huit récepteurs en fonction

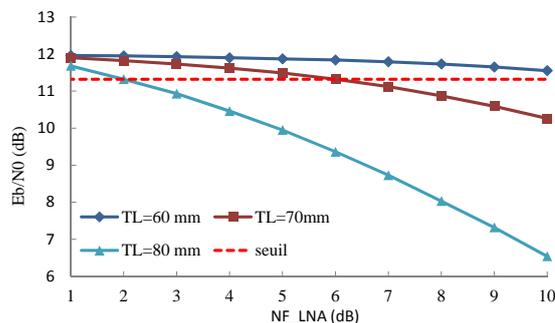


Figure 4.4 – Évolution de la qualité du signal en fonction du facteur de bruit du LNA du RFNoC dont la ligne de transmission est de 60 mm, 70 mm et 80 mm de longueur.

du facteur de bruit du LNA. Il faut noter que le bruit du LNA est superposé aux interférences entre les bandes des différentes transmissions.

La figure 4.4 concerne la simulation de la topologie du RFNoC avec les trois longueurs de ligne de transmission considérées, à savoir 60 mm, 70 mm et 80 mm. Chacune des courbes de cette figure représente l'évolution du rapport signal à bruit pour l'un des huit récepteurs en fonction du facteur de bruit du LNA.

Selon la longueur de la ligne, à partir d'une certaine valeur du facteur de bruit, le rapport signal à bruit commence à se dégrader considérablement. Pour un RFNoC dont la longueur de la ligne de transmission est de 60 mm, la dégradation apparaît mais ne parvient pas à faire passer le rapport signal à bruit au-dessous du seuil envisagé et cela pour toute valeur du facteur de bruit du LNA allant jusqu'à 10 dB. Concernant la configuration du RFNoC avec une ligne de transmission de longueur de 70 mm, le rapport signal à bruit dépasse le seuil envisagé pour toute valeur du facteur de bruit du LNA inférieure ou égale à 6 dB. Lorsque la longueur de la ligne de transmission passe à 80 mm, la valeur maximum tolérée du facteur de bruit du LNA est de 2dB.

Remarque : Dans le cas de la longueur de la ligne de transmission de 80 mm (figure 4.5), à partir d'une certaine valeur du facteur de bruit du LNA, la détérioration du signal utile par le bruit prend le dessus sur les interférences inter bandes de transmission. En effet, pour les valeurs faibles du facteur de bruit du LNA, le rapport signal à bruit des récepteurs dont les bandes de transmissions sont situées sur les bordures est plus élevé que celui des autres récepteur. Cela est dû au fait que ces deux bandes des signaux utiles ne sont interférées que par une seule bande adjacente contrairement aux bandes des signaux utiles situées au milieu de l'ensemble des bandes qui sont interférées par deux bandes adjacentes. A partir d'une certaine valeur du facteur de bruit du LNA (9 dB), la contribution du bruit de ce dernier devient dominante devant l'interférence entre les bandes. Par conséquent, la valeur du rapport signal à bruit devient la même pour l'ensemble des récepteurs.

4.2 Dimensionnement de chaque composant du RFNoC

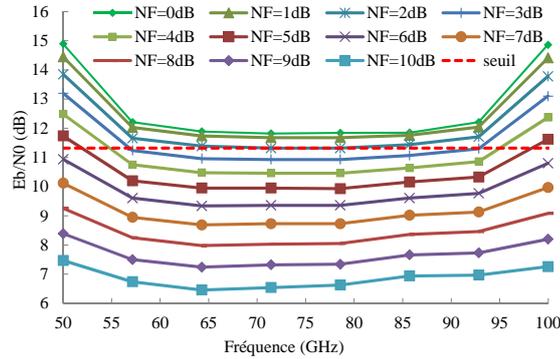


Figure 4.5 – Évolution de la qualité du signal en fonction du facteur de bruit du LNA du RFNoC dont la ligne de transmission est de 80 mm de longueur.

Non-linéarités du LNA

Nous avons évalué l'impact des non-linéarités (seules, sans le bruit) du LNA sur les performances du RFNoC. Nous avons fixé la valeur du point de compression à 1 dB en entrée ($P_{1dB} = -13$ dBm) et celle du point d'interception d'ordre trois ($IP_3 = -1$ dBm). En maintenant constante la puissance du signal émis, nous varions la longueur de la ligne de transmission du RFNoC afin d'obtenir une variation de la puissance du signal à l'entrée du LNA. La variation du rapport signal à bruit en fonction de la longueur de la ligne de transmission du RFNoC est montrée en figure 4.6. En figure 4.6.a, les rapports signal à bruit des huit récepteurs sont représentés pour toutes les longueurs de la ligne de transmission considérées tandis qu'en figure 4.6.b, la courbe représente l'évolution du rapport signal à bruit pour uniquement un des huit récepteurs.

La figure 4.6 montre que, tant que la longueur de la ligne est élevée, l'impact des non-linéarités est très faible, voire nul, car la puissance du signal à l'entrée du LNA est relativement faible. Dans notre cas, c'est à dire la topologie choisie ainsi que les paramètres du LNA que nous avons fixés, à partir d'une longueur de ligne de transmission du RFNoC de 38 mm, le rapport signal à bruit de chaque récepteur se détériore et diminue lorsque la ligne de transmission est plus courte.

Ces résultats montrent également que pour des longueurs de la ligne de transmission supérieures à 38 mm, le rapport signal à bruit est dominé par les interférences inter-bandes de transmission (figure 4.6.a).

Nous avons constaté auparavant qu'en intégrant les non-linéarités dans le mélangeur de l'émetteur, la compression du gain de conversion ne détériore pas le rapport signal à bruit du signal démodulé. De ce fait, la détérioration du signal montrée sur la figure 4.6 est due exclusivement aux intermodulations.

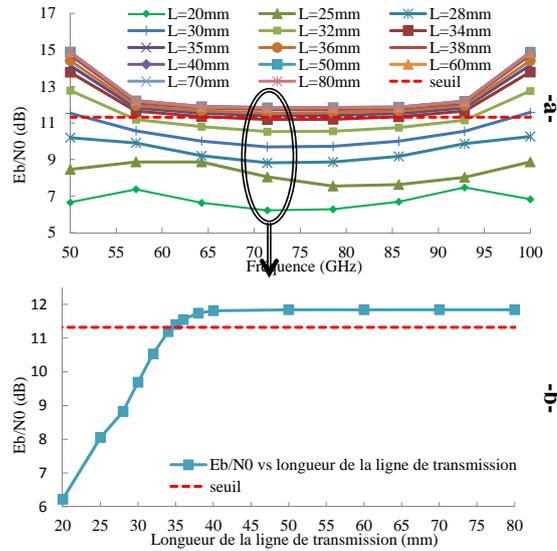


Figure 4.6 – Évolution de la qualité du signal avec la variation de la longueur de ligne de transmission du RFNoC.

Nous présentons les résultats de la figure 4.6.b sous une autre forme. Pour chacune des longueurs de ligne de transmission considérées, nous avons mesuré la puissance du signal d’entrée du LNA. Ainsi, l’évolution du rapport signal à bruit est présentée en fonction de l’écart entre la puissance du signal à l’entrée du LNA et le point de compression à 1 dB (figure 4.7). Cette figure montre que la dégradation du signal à cause des non-linéarités du LNA commence à partir d’une puissance du signal à l’entrée de celui-ci dont la valeur est à environ -16 dB de la puissance correspondant au point de compression à 1 dB. Cependant, les résultats montrés nous permettent de conclure que le rapport signal à bruit requis pour les performances ciblées est assuré pour toute valeur du point de compression à 1 dB du LNA située à 14 dB plus élevée que la puissance du signal à l’entrée du LNA.

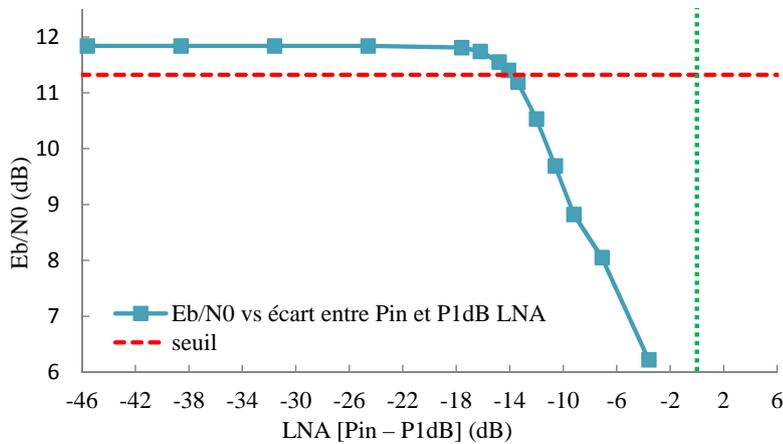


Figure 4.7 – Évolution de la qualité du signal en fonction de l’écart entre la puissance du signal d’entrée du LNA et le P1dB en entrée.

4.2 Dimensionnement de chaque composant du RFNoC

4.2.2.3 Imperfections du mélangeur du récepteur

Après amplification par le LNA, le récepteur transpose le signal reçu en bande de base grâce à son mélangeur. Ainsi, les non-linéarités et éventuellement le bruit du mélangeur du récepteur sont susceptibles de provoquer des dégradations de la qualité du signal du RFNoC. Pour analyser les paramètres relatifs à ces dégradations, nous avons simulé le RFNoC avec une topologie de huit émetteurs et huit récepteurs et en ne tenant compte que des imperfections des mélangeurs des récepteurs.

Facteur du bruit

Généralement, le facteur du bruit du mélangeur du récepteur de tout système de transmission ne provoque que très peu de dégradations sur le signal reçu. L'objectif des simulations de cette partie est d'analyser l'impact du cumul du facteur de bruit du mélangeur du récepteur et des interférences entre bandes de transmission.

Nous avons simulé le RFNoC avec des lignes de transmission dont les longueurs sont de 70 mm et 80 mm, tout en maintenant la puissance à l'émission constante. Cela engendre des niveaux de puissance différents à l'entrée du mélangeur du récepteur. Les résultats de ces simulations sont montrés sur la figure 4.8 et la figure 4.9.

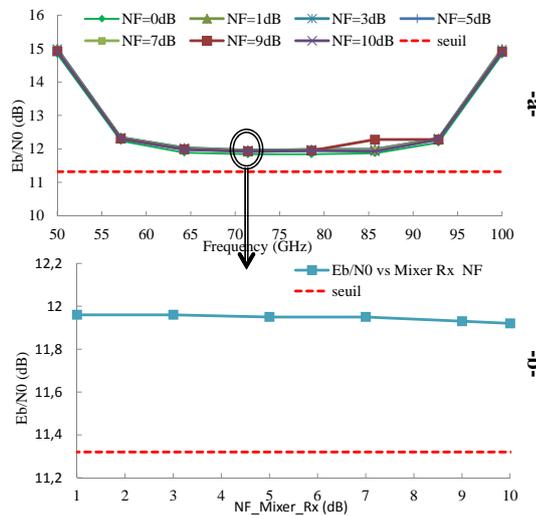


Figure 4.8 – Évolution de la qualité du signal en fonction du facteur de bruit du mélangeur du récepteur du RFNoC dont la ligne de transmission est de 70 mm de longueur. a) pour les huit récepteurs. b) pour un seul récepteur

La figure 4.9 représente les résultats relatifs à l'un des huit récepteurs du RFNoC. Cette figure montre que lorsque la longueur de la ligne est de 70 mm, le facteur de bruit du mélangeur du récepteur ne dégrade que très légèrement la qualité du signal. En revanche, lorsque la longueur de la ligne de transmission passe à 80 mm,

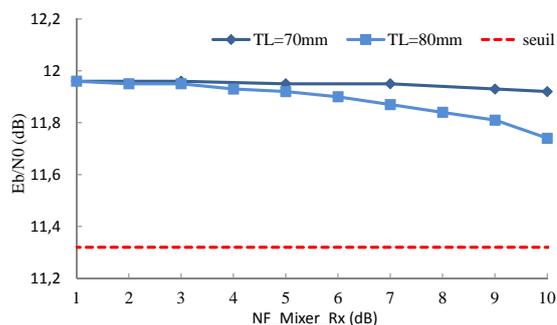


Figure 4.9 – Évolution de la qualité du signal en fonction du facteur de bruit du mélangeur du récepteur du RFNoC dont la ligne de transmission est de 70mm et 80 mm de longueur.

la qualité du signal est dégradée davantage mais en aucun cas ne parvient à faire passer le rapport signal à bruit au-dessous du seuil ciblé et cela pour toute valeur du facteur de bruit du mélangeur inférieure ou égale à 10 dB.

Non-linéarités

Le signal d’entrée du mélangeur du récepteur est généralement de puissance légèrement élevée grâce à l’amplification du LNA. Cela représente un avantage du point de vue du bruit du mélangeur, cependant, cela est susceptible d’accentuer l’effet des non-linéarités.

Pour quantifier l’impact des non-linéarités du mélangeur du récepteur sur la qualité du signal et ainsi déterminer les valeurs limites des paramètres définissant ces non-linéarités afin de respecter le cahier des charges, nous avons maintenu constante la valeur du paramètre du point de compression à 1 dB (P1dB) du mélangeur du récepteur à une valeur arbitraire ainsi que la valeur du point d’interception d’ordre trois (IP3), sachant que $IP3 - P1dB = 12dB$ et avons fait varier la longueur de la ligne de transmission. La puissance émise par les émetteurs étant maintenue constante, cela varie la puissance du signal à l’entrée du mélangeur. Les résultats de ces simulations sont montrés en figure 4.10.a pour les huit récepteurs et en figure 4.10.b pour l’un des huit récepteurs. Ces résultats sont présentés en fonction de l’écart entre la puissance d’entrée du mélangeur du récepteur et son point de compression à 1 dB.

Les résultats de la figure 4.10.b montrent que déjà pour des puissances d’entrée du mélangeur à -16 dB du point de compression à 1 dB, le rapport signal à bruit commence à se dégrader, néanmoins, le seuil est dépassé par le rapport signal à bruit pour toute puissance d’entrée du mélangeur inférieure ou égale à -14 dB du point de compression à 1 dB du même mélangeur. Ce résultat confirme que ces dégradations sont dues aux intermodulations plutôt qu’à la compression du gain, d’autant plus que nous avons déjà observé ce résultat lors des simulations dans lesquels nous avons analysé les imperfections des composants du RFNoC dans le cadre d’un seul émetteur et d’un seul récepteur, cas où il n’y a pas d’intermodulations (cf paragraphe 4.2.1).

4.2 Dimensionnement de chaque composant du RFNoC

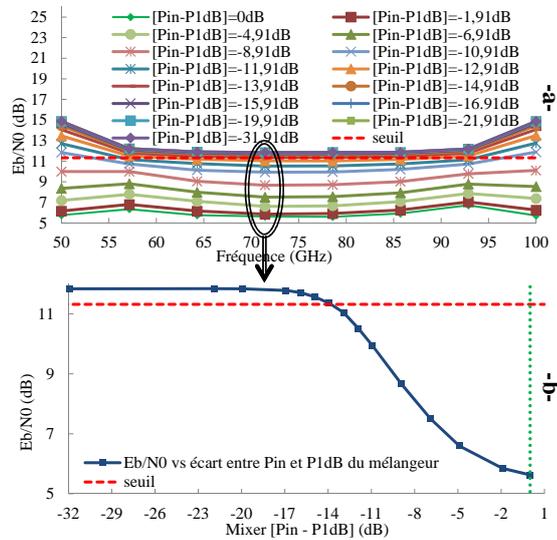


Figure 4.10 – Évolution de la qualité du signal en fonction des non-linéarités du mélangeur du récepteur du RFNoC. a) pour les huit récepteurs. b) pour l'un des récepteurs.

4.2.2.4 Combinaison des facteurs de bruit du LNA et du mélangeur du récepteur

Une fois que nous avons analysé séparément l'impact des facteurs de bruit du LNA et du mélangeur du récepteur sur la qualité du signal échangé à travers le RFNoC, nous avons pour but dans cette section d'analyser les résultats de combinaison de ces deux paramètres d'imperfection.

Lors de l'analyse exclusive de l'impact du facteur du bruit du LNA sur la qualité du signal échangé à travers le RFNoC (cf paragraphe 4.2.2.2), nous avons constaté que pour une valeur de 3 dB de ce paramètre et pour la longueur de la ligne de transmission de 70 mm, le rapport signal à bruit de l'ensemble des récepteurs est largement supérieur au seuil. En effet, dans ce cas, pour l'un des huit récepteurs du RFNoC, le rapport signal à bruit vaut 11,73 dB. Sans le bruit du LNA, ce rapport signal à bruit vaut environ 12 dB. Quant à l'impact relatif exclusivement au bruit du mélangeur du récepteur (cf paragraphe 4.2.2.3), nous avons constaté que la qualité du signal reste quasiment constante pour la longueur de la ligne de transmission de longueur de 70 mm et pour toute valeur du facteur de bruit du mélangeur allant jusqu'à 10 dB.

Pour les raisons évoquées ci-dessus, afin d'analyser l'impact du cumul des imperfections en terme du facteur de bruit du LNA et du mélangeur du récepteur, nous avons fixé la valeur du facteur de bruit du LNA à 3 dB et nous avons varié le facteur du bruit du mélangeur du récepteur. Ces simulations sont effectuées pour la longueur de la ligne de transmission de 70 mm uniquement. Les résultats de ces simulations sont donnés en figure 4.11.a pour les huit récepteurs et en figure 4.11.b pour l'un de ces récepteurs.

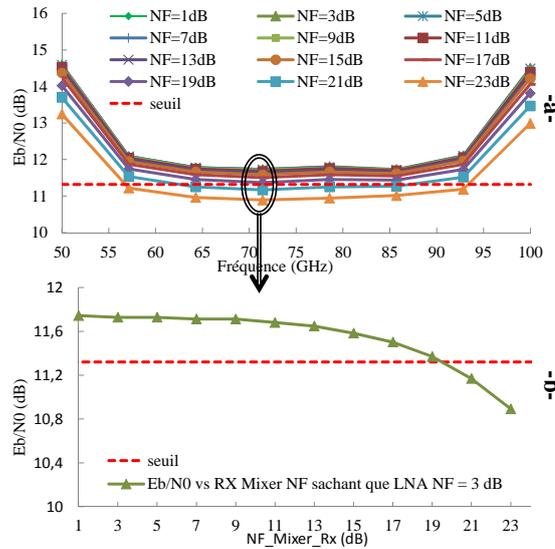


Figure 4.11 – Évolution de la qualité du signal en fonction du facteur de bruit du mélangeur du récepteur sachant que celui du LNA vaut 3 dB et la longueur de la ligne de transmission est de 70 mm. a) pour les huit récepteurs. b) pour l’un des récepteurs

Les conséquences du cumul des bruits du LNA et du mélangeur du récepteur commencent à apparaître lorsque le facteur de bruit du mélangeur dépasse une dizaine de Décibels. Lorsque le facteur de bruit du mélangeur dépasse les 19 dB, le rapport signal à bruit passe au-dessous du seuil envisagé. Pour rappel, les imperfections en bruit du LNA et du mélangeur se superposent aux dégradations du signal dues aux interférences entre les bandes de transmission.

Remarque 1 Certaines valeurs du facteur de bruit du mélangeur considérées sont très élevées et ne correspondent pas à un circuit réaliste. L’objectif des résultats de la figure 4.11 est de trouver la valeur limite du facteur de bruit.

Remarque 2 Nous avons effectué les mêmes simulations que celles décrites ci-dessus afin d’analyser l’impact du cumul du bruit du mélangeur de l’émetteur du RFNoC avec celui du LNA. Les résultats ont montré que ce cumul ne varie pas la qualité du signal à la sortie du récepteur. Cela est vrai pour des longueurs de la ligne de transmission allant de 60 mm jusqu’à 80 mm et pour des facteurs de bruit du mélangeur de l’émetteur et du LNA allant jusqu’à 10 dB pour chacun des deux composants.

4.3 Performances du RFNoC

Dans cette section nous simulons l’architecture du RFNoC donnée en figure 4.1 avec le cumul des imperfections du RFNoC. Les paramètres des composants du RFNoC sont choisis dans un premier temps à leurs limites tolérables pour respecter le cahier des charge en terme de BER (de 10^{-7} qui correspond à un $E_b/N_0 = 11.32dB$).

4.3 Performances du RFNoC

Ces valeurs sont déterminées dans les sections précédentes.

- ☑ **Cluster** modélisé par un générateur de données aléatoires dont le débit est de 1 Gbps.
- ☑ **Le CNA** a pour niveau du signal de sortie $\pm V_{DD} = \pm 0.8$.
- ☑ **Le mélangeur de l'émetteur** : Gain de conversion = 1.8 dB, Point de compression à 1dB = 12 dBm, Point d'interception d'ordre trois = 24 dBm, facteur de bruit = 15 dB.
- ☑ **Oscillateur local** : Puissance de 0.0 dBm, fréquence entre $50+n7.14$ GHz avec $n=\{0, 1, \dots, 7\}$.
- ☑ **Ligne de transmission** : Longueur = 70 mm, Atténuation=0.7 dB/mm, retard 7.5 ps/mm.
- ☑ **LNA** : Gain=16.7 dB, point de compression à 1 dB = -36 dBm, point d'interception d'ordre trois= -24 dBm, Facteur de bruit= 3 dB.
- ☑ **Le mélangeur du récepteur** : Gain de conversion = 1.8 dB, Point de compression à 1dB = -19 dBm, Point d'interception d'ordre trois = -7 dBm, facteur de bruit = 18 dB.
- ☑ **Le filtre passe-bas** d'ordre deux et de fréquence de coupure de 3 GHz.
- ☑ **CAN** de seuil de décision de 0.

En figure 4.12 sont présentés les résultats des simulations cumulant les imperfections du RFNoC. Les résultats du cumul des non-linéarités uniquement, des bruits uniquement et des deux au même temps sont présentés. Dans ce dernier cas, le rapport signal à bruit passe au dessous du seuil ciblé (cas1 de la figure 4.12). En baissant le facteur de bruit du mélangeur du récepteur à 10 dB, le rapport signal à bruit est ramené au même niveau que le seuil (cas2).

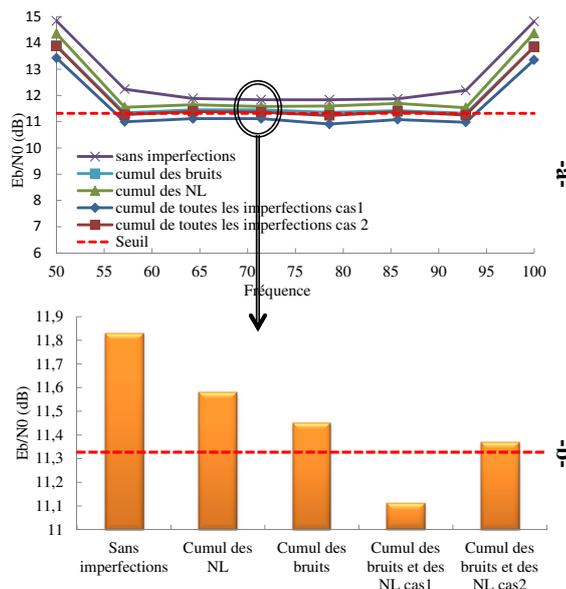


Figure 4.12 – Simulation du RFNoC avec cumul des imperfections

Les modèles développés permettent de dimensionner le RFNoC afin de répondre à un cahier des charges concernant les communications sur puce. Quelques valeurs limites des spécifications des composants du RFNoC sont également données dans le cas de huit émetteurs et huit récepteurs. La méthodologie de dimensionnement présentée dans cette partie pour la topologie choisie du RFNoC est applicable sur toute autre topologie et éventuellement dans d'autres applications que le RFNoC.

4.4 Optimisation de l'allocation de ressources spectrales du point de vue des produits d'intermodulations

Tout circuit électronique non-linéaire (LNA, mélangeur,...) produit des intermodulations. En effet, pour une excitation par un signal multi-porteuse, le circuit non-linéaire produit à sa sortie, en plus du signal utile, des raies à des fréquences très proches de celles du signal utile. Le RFNoC s'insère complètement dans ce contexte. La figure 4.13 illustre les produits d'intermodulation d'ordre trois et d'ordre cinq d'un circuit non-linéaire. Ainsi, une optimisation de l'allocation des ressources spectrales par rapport aux intermodulations est nécessaire.

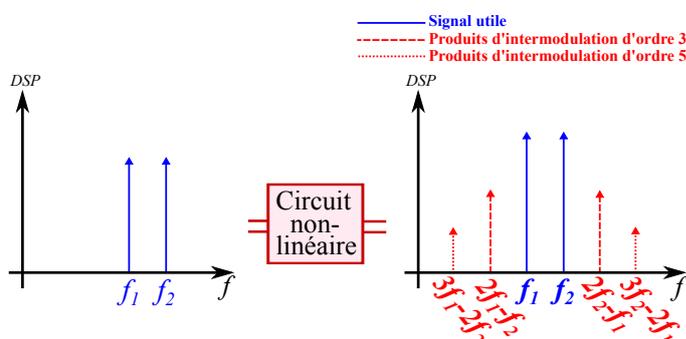


Figure 4.13 – Spectre du signal à l'entrée et à la sortie d'un circuit non-linéaire.

Chaque récepteur du RFNoC est confronté à la problématique des produits d'intermodulation dus à ses non-linéarités ainsi qu'à la présence, à son entrée, des bandes transmises par tous les émetteurs du RFNoC. La contribution des unes et des autres à l'ensemble de ces produits d'intermodulation n'est pas la même. Les contributions de huit bandes uniformément allouées sont représentées en figure 4.14 et en figure 4.15. La première figure correspond aux produits d'intermodulations d'ordre 3 tandis que la seconde correspond au produits d'intermodulation d'ordre cinq.

Sur la figure 4.14 et la figure 4.15, chaque rectangle placé sur une bande **Bi** signifie que la bande **Bi**, avec une autre bande **Bj** a créé un produit d'intermodulation à la bande **Bk**, sachant que **Bi**, **Bj** et **Bk** sont toutes des bandes de transmission de données (**B1** à **B8**).

4.4 Optimisation de l'allocation de ressources spectrales du point de vue des produits d'intermodulations

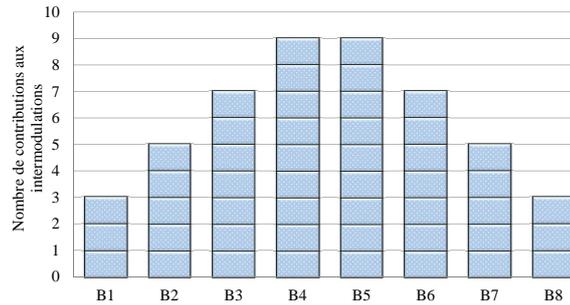


Figure 4.14 – Contribution aux produits d'intermodulation d'ordre 3, sur les bandes utiles, de huit bandes allouées uniformément.

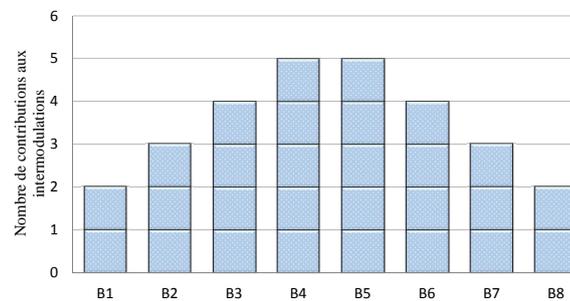


Figure 4.15 – Contribution aux produits d'intermodulation d'ordre 5, sur les bandes utiles, de huit bandes allouées uniformément.

Il est clair que les bandes allouées au milieu de la bande totale disponible contribuent plus que celles allouées aux bordures. Dans le cas considéré, c'est à dire de huit bandes, elles sont trois fois plus élevées pour les produits d'intermodulation d'ordre trois tandis que pour les produits d'intermodulations d'ordre cinq, elles sont 2,5 fois plus élevées.

L'ensemble des produits d'intermodulation d'ordre trois qui sont créés par les huit bandes, sont uniformément répartis sur ces mêmes huit bandes (Figure 4.16). Quant aux produits d'intermodulation d'ordre cinq, ils sont également uniformément répartis sur l'ensemble des bandes à l'exception des bandes **B3** et **B6**. Sur ces deux bandes, seulement la moitié est produite en terme de parts de produits d'intermodulation d'ordre cinq (Figure 4.17).

Sur la figure 4.16 et la figure 4.17, chaque rectangle placé sur une bande **Bi** signifie qu'un produit d'intermodulation est créé sur la bande **Bi**. Les bandes impliquées dans la création de ce produit d'intermodulation sont **Bj** et **Bk** données en légendes des figures (**Bj_Bk**). **Bi**, **Bj** et **Bk** sont toutes des bandes de transmission de données (**B1** à **B8**).

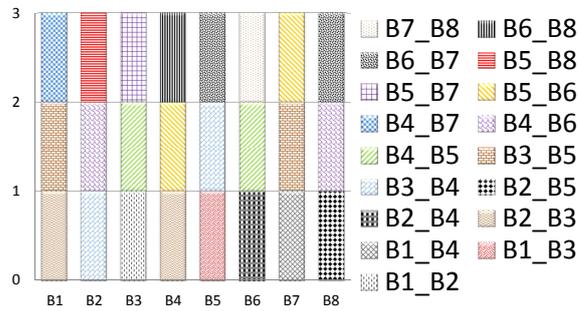


Figure 4.16 – Emplacement des produits d’intermodulation d’ordre trois, sur les bandes utiles, de huit bandes allouées uniformément.

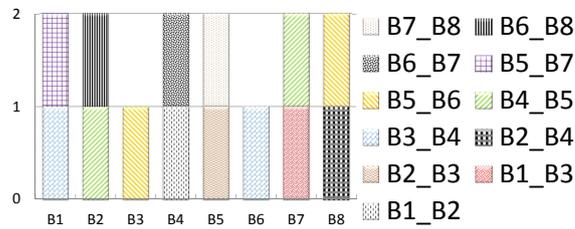


Figure 4.17 – Emplacement des produits d’intermodulation d’ordre cinq, sur les bandes utiles, de huit bandes allouées uniformément..

Les résultats montrés ci-dessus montrent que lors de l’allocation des ressources spectrales disponibles, dans le cas où l’utilisation de l’intégralité des bandes n’est pas indispensable, il est judicieux de commencer d’attribuer les bandes situées vers les deux limites (minimum et maximum) des ressources spectrales disponibles. Prenons l’exemple dans lequel huit bandes de transmission sont disponibles et que seules quatre bandes de transmission sont nécessaires pour les communications du MPSoC. dans ce cas, l’allocation uniforme de ces quatre bande sur les huit disponibles (sur **B1**, **B3**, **B5** et **B7**) crée quatre produits d’intermodulation situés dans les bandes allouables tandis que l’allocation avec notre recommandation (**B1**, **B2**, **B7** et **B8**) ne crée que deux produit d’intermodulation situés dans les bandes allouables.

Remarque : Lors du dimensionnement du RFNoC vis à vis des non-linéarités de ses composants, le rapport signal à bruit requis par le cahier des charges est assuré. L’optimisation présentée dans cette section n’a de but que pour améliorer la qualité du signal. Cela pourrait permettre de ne pas utiliser (temporairement) de code correcteur d’erreur. La mise en œuvre de la décision sur l’allocation et par conséquent l’utilisation (ou non) des codes correcteurs d’erreurs, n’est pas abordée dans ce travail.

4.5 Modèle compact et à très haut niveau d'abstraction du RFNoC

La simulation des signaux RF nécessite un pas de simulation très court. Par conséquent, la durée de ce type de simulation peut s'avérer très long dans certains cas. Dans la suite de cette section, nous présentons une solution pour les simulations de durée longues.

Quelles que soient les détériorations que provoquent les imperfections des imperfections des différents composants du RFNoC, elles peuvent être résumées à un taux d'erreur binaire (BER) et un retard pour le signal numérique. Ainsi, pour les simulations de très longues durées, notamment les co-simulations matériel-logiciel, nous proposons un modèle d'un bus bruité qui transmet les données avec un taux d'erreur binaire et un retard, tous les deux paramétrables. Les simulations de ce type se feront comme suit :

1. Simuler en VHDL-AMS la topologie envisagée du RFNoC avec de simple générateurs de bits aléatoires à la place des clusters et en tenant compte de toutes les imperfections des composants.
2. Pour chaque bande de transmission, mesurer le retard de transmission de données ainsi que la qualité du signal en terme de $(E_b/N_0)_{dB}$.
3. Modéliser chaque bande de transmission de données par un bus bruité paramétré avec le retard et le taux d'erreur binaire (correspondant à $(E_b/N_0)_{dB}$) extraits lors de la simulation globale de la topologie du RFNoC ciblée (comme indiqué en 1).

Au final, la simulation globale de la topologie du RFNoC (figure 4.18) est remplacée par une simulation d'un ensemble de bus bruités (figure 4.19) avec des taux d'erreur binaire et des retards dont les valeurs sont extraites d'une seule simulation préalable de la topologie globale. Cette modélisation simplifiée de la topologie considérée du RFNoC est valide tant que le scénario de communication n'est pas changé, sinon une nouvelle et unique simulation de la topologie avec le nouveau scénario sera nécessaire afin d'extraire les performances de transmission de données.

Un modèle de bus bruité et tenant compte d'un retard est représenté en figure 4.20. Les données d'entrée du bus sont converties en signal réel (-1 et +1 volt) par le CNA. Ce signal est ensuite additionné avec un bruit blanc Gaussien, puis retardé de τ et enfin converti en données sous forme binaire par le CAN. Le bruit blanc Gaussien est généré comme présenté dans le paragraphe 3.3.1. Un échantillon est généré toutes les T_S qui est égale à la durée du bit des données d'entrée et dont la valeur est à renseigner au modèle du bus. Quant à l'écart type σ_b , il est défini en fonction de la valeur du BER. Son expression est donnée en équation 4.1. La valeur à renseigner au modèle du bus est le rapport signal à bruit à savoir $(E_b/N_0)_{dB}$ au lieu

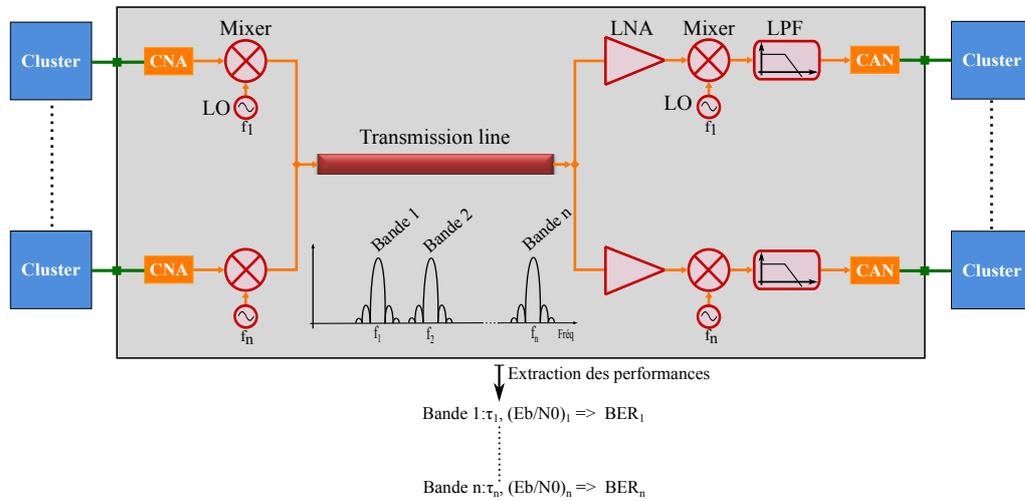


Figure 4.18 – Simulation globale d'une topologie du RFNoC avec tous les composants le constituant

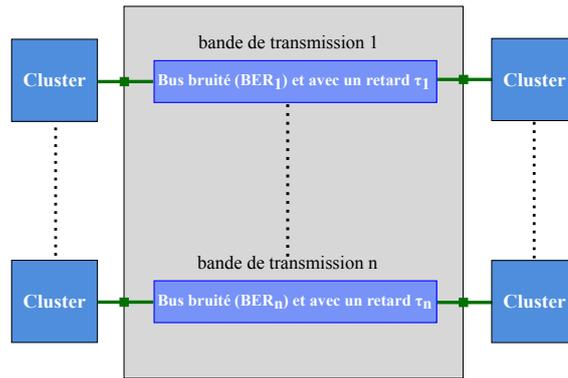


Figure 4.19 – Simulation simplifiée de la topologie du RFNoC présentée en figure 4.18

de la valeur du BER. Ce choix est dû au fait qu'il n'existe qu'une approximation de l'expression de $(E_b/N_0)_{dB}$ (dont nous avons besoin pour le modèle du bus bruité) en fonction du taux d'erreur binaire. Cependant, en utilisant simplement la courbe de la figure 4.21, il est possible d'extraire la valeur de $(E_b/N_0)_{dB}$ pour toute valeur du taux d'erreur binaire désiré.

$$\sigma_b = 10^{\frac{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{dB} + 3,01}{-20}} \quad (4.1)$$

Pour valider le modèle du bus bruité, nous l'avons simulé en renseignant plusieurs valeurs du $(E_b/N_0)_{dB}$ correspondantes aux valeurs du BER ciblées et avons comparé à chaque fois la valeur ciblée à celle mesurée du BER. Les valeurs ciblées du BER vont de 10^{-2} à 10^{-7} . Comme expliqué précédemment, pour simuler chacune de ces valeurs du BER, nous renseignons sa valeurs équivalente en terme de $(E_b/N_0)_{dB}$ extraite de

4.5 Modèle compact et à très haut niveau d'abstraction du RFNoC

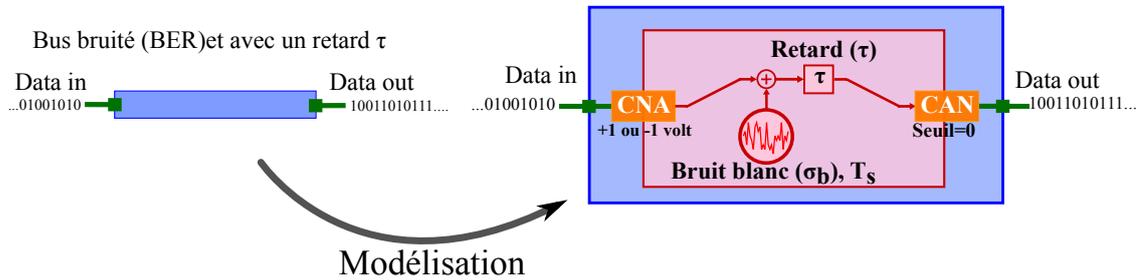


Figure 4.20 – Modèle d'un bus transmettant les données à un BER et un retard sont paramétrables

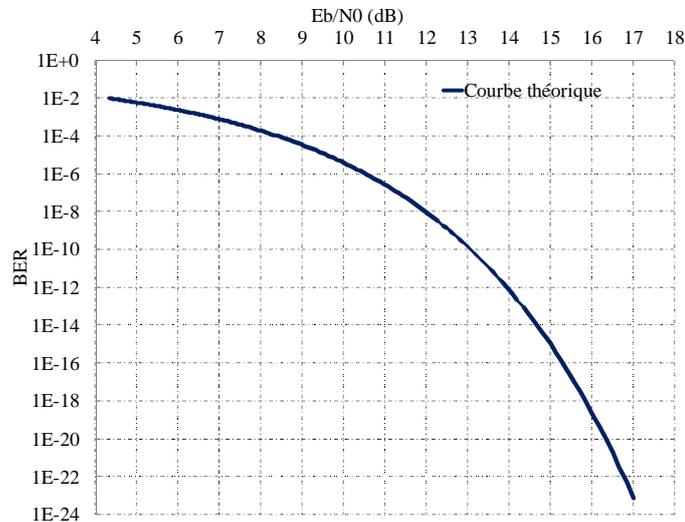


Figure 4.21 – Courbe reliant le taux d'erreur binaire BER au rapport signal à bruit $(E_b/N_0)_{dB}$ pour un bruit Gaussien

la figure 4.21. Ensuite, le bus est simulé de façon à pouvoir mesurer le BER pour les données le traversant. Les résultats des simulations sont présentés en figure 4.22 et montrent qu'ils correspondent fidèlement aux valeurs ciblées du BER.

Un modèle compact du RFNoC plus générique que précédemment a été développé. En effet, ce modèle paramétrable avec un nombre de bandes de transmission (\mathbf{n}) et génère le nombre d'entrées et de sorties nécessaire (\mathbf{n}). Comme la largeur des ressources spectrales disponibles est fixe (50 GHz), selon le nombre de transmission \mathbf{n} , le rapport signal à bruit et par conséquent le BER varie et le modèle tient compte de cette variation et fait subir un BER différent aux données d'entrée pour chaque valeur de \mathbf{n} . La table reliant le nombre de bandes de transmissions \mathbf{n} aux BER (ou de $(E_b/N_0)_{dB}$) est extraite à partir de la section 2.5.2 du chapitre deux. Cette table, données sur le tableau 4.1 ne tient compte que des interférences entre bandes de transmission.

Pour valider le modèle compact du RFNoC ainsi développé, plusieurs simulations

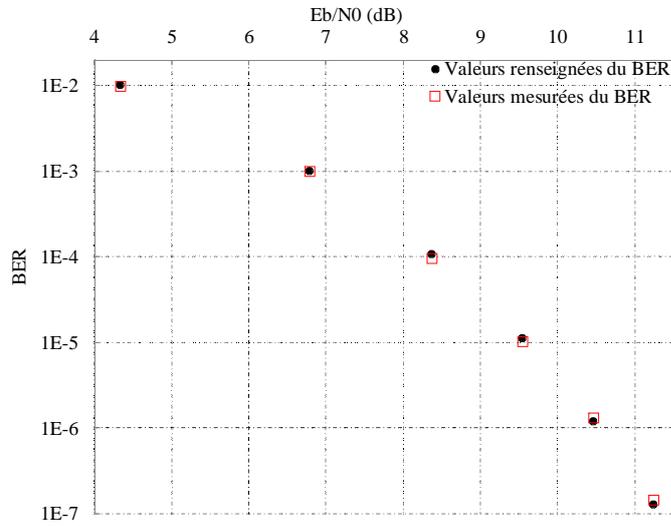


Figure 4.22 – Comparaison entre les valeurs du BER ciblées (renseignées) et celles mesurées sur le modèle du bus bruité

Table 4.1 – BER et $(E_b/N_0)_{dB}$ correspondants aux différents nombres de bandes de transmission en tenant compte uniquement des interférences.

Nombre de bandes de transmission n	$(E_b/N_0)_{dB}$	BER
≤ 6	17,7	$9,97e^{-28}$
7	14,57	$1,79e^{-14}$
8	11,93	$1,38e^{-8}$
9	9,67	$8,15e^{-6}$
≥ 10	7,73	$2,82e^{-4}$

sont effectuées avec différentes valeurs du nombre de bandes de transmission n . Pour chacune de ces valeurs de n , le BER est mesuré et est comparé à celui de la table de référence (tableau 4.1). Dans chaque cas, la valeur mesurée du BER correspond bien à celle correspondante aux nombre n introduit au modèle générique du RFNoC.

Remarque Lors de la simulation du modèle générique avec $n=10$, c'est à dire 10 émetteurs et dix récepteurs, nous avons comparé le temps nécessaire pour sa simulation (moins d'une minute) au temps équivalent nécessaire pour la simulation de la même topologie du RFNoC en utilisant les modèles comportementaux des composants (plus de deux heures). Après l'unique simulation longue, une réduction du temps de simulation de 99,8% est obtenue.

4.6 Conclusion

La modélisation comportementale des différents composants du RFNoC nous a permis d'analyser l'impact des imperfections de ces différents composants sur les performances du RFNoC en terme de qualité du signal à la sortie des récepteurs. La méthodologie montrée permet également de dimensionner les composants du RFNoC pour répondre à un cahier des charges.

Les résultats des simulations ont bien confirmé les tendances traditionnelles et attendues de l'impact des imperfections des composants du RFNoC sur ses performances globales, que ce soit en terme de bruit ou de non-linéarités.

La méthodologie présentée permet de dimensionner les composants du RFNoC pour assurer un BER minimum pour les données échangées. En effet, le dimensionnement se fait à travers quelques simulations temporelles, incluant les imperfections des composants ainsi que les interférences entre bandes de transmission. D'une part, les modèles temporels des différents composants que nous avons développés et présentés dans le chapitre trois, tiennent compte des imperfections classiques, d'autre part, le fait qu'ils soient développés en VHDL-AMS donne la possibilité de les co-simuler avec les parties numériques du MPSoC ainsi que de rajouter toute autre imperfection non traditionnelle aux modèles tel que la problématique liée à la compatibilité électromagnétique.

L'allocation la plus optimale de point de vue des interférences entre bandes de transmission (notamment en half-duplex) est la répartition uniforme des ressources spectrales disponibles avec un écart fréquentiel constant entre les bandes de transmissions adjacentes. En revanche, cette allocation accentue la dégradation du signal utile par les non-linéarités des composants du récepteur du RFNoC, notamment le LNA et le mélangeur.

Dans le cas où l'allocation de la totalité des bandes de transmission possibles n'est pas nécessaire, nos analyses ont montré qu'il faut commencer par l'allocation des bandes situées vers les deux extrémités des ressources spectrales disponibles.

Pour les simulations de longue durée de la même topologie du RFNoC, incorporé dans une simulation du MPSoC par exemple pour différents algorithmes, nous avons présenté une procédure consistant à utiliser des bus bruités et permettant de réduire le temps et les ressources de calcul. Un modèle générique du RFNoC paramétrable en nombre de bande de transmission est également développé et tient compte des interférences entre bandes de transmission.