



HAL
open science

Etude du bruit électrique dans les dispositifs fonctionnant en régime non linéaire. Application à la conception d'amplificateurs micro-ondes faible bruit

Cédric Chambon

► **To cite this version:**

Cédric Chambon. Etude du bruit électrique dans les dispositifs fonctionnant en régime non linéaire. Application à la conception d'amplificateurs micro-ondes faible bruit. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2007. Français. NNT: . tel-00206284

HAL Id: tel-00206284

<https://theses.hal.science/tel-00206284>

Submitted on 17 Jan 2008

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

**UNIVERSITE TOULOUSE III – PAUL SABATIER
U.F.R. P.C.A.**

THESE

en vue de l'obtention du

**DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE TOULOUSE
délivré par l'Université Toulouse III – Paul Sabatier**

Ecole doctorale : GEET

Discipline : micro-onde et opto-électronique

présentée et soutenue

par
Cédric Chambon

le 18 décembre 2007

**Étude du bruit électrique dans les dispositifs
fonctionnant en régime non linéaire.
Application à la conception d'amplificateurs micro-ondes faible bruit.**

Directeur de thèse : M. Laurent ESCOTTE

JURY

**M. Jacques GRAFFEUIL, Président
M. Éric GONNEAU
M. Bernard HUYART
M. Olivier LLOPIS
Mme Christine MIQUEL
M. Édouard NGOYA
M. Joaquín PORTILLA**

Table des matières

Introduction générale	9
1 Modélisation des amplificateurs μondes en régime de fonctionnement NL	13
1.1 Introduction	15
1.2 Modèle théorique	16
1.2.1 Fonction polynomiale	16
1.2.2 Simplifications	18
1.2.3 Modèle Spice	20
1.2.4 Filtrage passe-bas du bruit blanc	20
1.2.5 Filtrage passe-bande du bruit blanc	25
1.2.6 Densité spectrale en puissance de bruit sans signal de pompe	26
1.3 Résultats expérimentaux	27
1.3.1 Dispositifs de mesure	28
1.3.1.1 Bruit et signal de pompe	28
1.3.1.2 Bruit sans signal de pompe	29
1.3.2 Filtrage passe-bas du bruit blanc	29
1.3.2.1 Fréquence de pompe $f_0 = 6$ GHz	30
1.3.2.2 Fréquence de pompe $f_0 = 3$ GHz	33
1.3.2.3 Fréquence de pompe $f_0 = 2$ GHz	36
1.3.3 Bruit type passe-bande	39
1.3.3.1 Résultats large bande	40
1.3.3.2 Résultats par bandes de fréquences	40
1.3.3.3 Caractéristiques AM-AM	42
1.3.4 Bruit sans signal de pompe	42
1.3.4.1 Préambule	42
1.3.4.2 Résultats large bande	44
1.3.4.3 Résultats par bandes de fréquences	45
1.4 Étude du bruit propre des amplificateurs	46
1.5 Propriétés statistiques du bruit en régime non-linéaire	48
1.6 Conclusion	49
2 Mesure des paramètres de bruit en régime non-linéaire	55
2.1 Introduction	57
2.2 Mesures de facteur de bruit	58
2.2.1 Mesure de facteur de bruit d'après la méthode du facteur Y	58
2.2.1.1 Généralités sur la mesure de bruit	58
2.2.1.2 La méthode du facteur Y	58
2.2.1.3 Correction de l'étage de réception	59
2.2.2 Caractérisation du facteur de bruit en régime non-linéaire	60
2.2.3 Résultats expérimentaux	62

2.2.3.1	Composants sous test	62
2.2.3.2	Amplificateurs	62
2.2.3.3	Transistors	63
2.2.3.4	Synthèse	65
2.3	Mesures des paramètres de bruit en régime non-linéaire	66
2.3.1	Dispositif de mesure	67
2.3.2	Résultats expérimentaux	69
2.3.2.1	Amplificateurs	69
2.3.2.2	Transistors	72
2.3.3	Validation de la technique sur des amplificateurs	74
2.3.4	Influence de la fréquence de pompe	76
2.3.5	Distorsions non-linéaires et problèmes de mesure	77
2.4	Conclusion	79
3	Conception d'amplificateurs faible bruit en régime NL	85
3.1	Introduction	87
3.2	Caractérisation et choix des composants	87
3.2.1	Paramètres de bruit en régime non-linéaire et endurance à la puissance	88
3.2.1.1	Influence des dimensions des composants	88
3.2.1.2	Influence des courants de polarisation	89
3.2.1.3	Synthèse	93
3.2.2	Paramètres de bruit en régime non-linéaire et polarisation faible bruit	93
3.2.2.1	BFY405	93
3.2.2.2	BFY420	94
3.2.3	Facteurs de mérite et choix des composants	96
3.2.3.1	Facteurs de mérite	96
3.2.3.2	Choix des composants	97
3.2.4	Paramètres S en régime non-linéaire	100
3.3	Conception d'amplificateurs faible bruit en régime non-linéaire.	102
3.3.1	Modélisation des transistors	102
3.3.2	Topologie et simulation des circuits	103
3.3.3	Résultats de simulation	104
3.3.3.1	Amplificateur conçu en régime linéaire	104
3.3.3.2	Amplificateur conçu en régime non-linéaire	105
3.4	Conclusion	106
	Conclusion générale	113
	Annexes	117
	Calcul de la fonction d'auto-corrélation en sortie du dispositif non-linéaire	117

Calcul du bruit dans le cas d'un filtrage passe-bande	120
Calcul du bruit sans signal de pompe	122
Résumé	127
Liste de publications	131

Introduction générale

Dans le domaine des télécommunications, la qualité de liaison dépend principalement de la puissance rayonnée par l'émetteur, ainsi que de la qualité de réception. Pour que le rapport signal à bruit soit le meilleur possible, il faut un bruit électrique minimum au niveau du récepteur, qui plus est lorsque les signaux reçus sont de très faibles amplitudes. De ce point de vue, l'étude du bruit électrique en régime linéaire dans les composants qui constituent ces chaînes de transmission est primordiale. Le bruit et le régime de fonctionnement non-linéaire sont étudiés conjointement depuis les années cinquante, et concernaient alors des recherches sur les oscillateurs [1]. Depuis peu de temps, un intérêt particulier se développe pour d'autres systèmes qui fonctionnent en régime fort signal. En effet, de nombreux amplificateurs opèrent en régime non-linéaire de manière délibérée : c'est le cas des amplificateurs d'émission pour générer le maximum de puissance avec un très bon rendement [2]. Une opération en régime non linéaire peut se produire également de manière inopinée. C'est le cas par exemple des récepteurs large bande désensibilisés par un signal bloquant de forte amplitude dans leur bande fréquentielle de fonctionnement. Des effets non-linéaires sont générés au niveau de l'étage de réception, occasionnant une augmentation du facteur de bruit [3, 4] et ainsi une dégradation des performances de l'amplificateur faible bruit.

Un étage d'émission-réception est décrit par la figure 1. On voit les deux branches Rx et Tx rejointes par le duplexeur jusqu'à l'antenne. Plusieurs phénomènes sont alors à prendre en compte :

- Un signal dit bloquant peut venir d'un émetteur voisin, et désensibiliser le récepteur. C'est un cas à étudier lorsque plusieurs antennes sont à considérer [5].
- L'amplificateur de puissance (PA) de la chaîne Tx peut lui-même perturber l'amplificateur faible bruit (LNA) de la chaîne Rx. Deux cas sont alors possibles : soit le PA envoie des signaux dans sa bande Tx et perturbe la bande Rx, soit le bruit amplifié du PA vient perturber le LNA. A ce titre des travaux sont effectués pour que le PA soit linéarisé dans la bande Tx [6]. Le bruit amplifié ainsi que les produits d'intermodulation sont alors diminués dans la bande Rx.

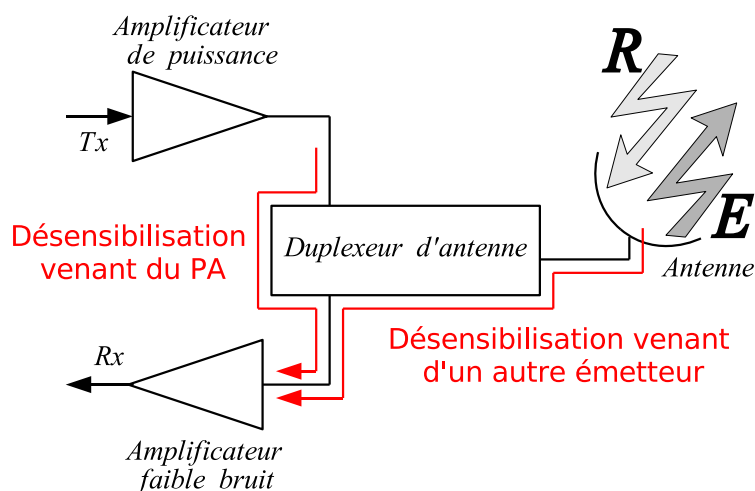


FIG. 1 – Désensibilisation de l'étage de réception.

Par ailleurs, d'autres applications demandent aussi de s'intéresser à l'interaction du bruit électrique avec un signal RF. C'est le cas par exemple des mélangeurs ou des oscillateurs à haute pureté spectrale [7]. Dans les transistors bipolaires à hétérojonction Si/SiGe fonctionnant en régime non-linéaire, le plancher de bruit de phase résiduel au delà de 10 kHz est fortement dépendant de l'interaction d'un signal de pompe sinusoïdal avec un bruit blanc Gaussien [8].

Le premier chapitre de cette thèse est consacré à l'élaboration d'un modèle comportemental permettant de décrire les interactions entre le bruit électrique et les signaux sinusoïdaux, dans des amplificateurs fonctionnant en régime non-linéaire. L'architecture mathématique de ce modèle comportemental est basé sur une fonction polynomiale et des calculs de densités spectrales de puissances. Les calculs théoriques sont étayés de nombreux cas expérimentaux afin de valider la modélisation, et plusieurs cas de figure sont considérés. Il s'agit d'étudier des filtrages de bruit passe-bas puis passe-bande, et de considérer plusieurs fréquences du signal de pompe. Le modèle est également capable de rendre compte de l'évolution en régime non-linéaire des distorsions dans le canal adjacent, lorsque seul le bruit blanc pompe le dispositif testé. D'abord négligé dans les calculs, le bruit propre des amplificateurs testés est ensuite investigué grâce au modèle comportemental. Cette étude nous permet de légitimer l'utilisation de la technique du facteur Y dans le chapitre suivant, pour mesurer le facteur de bruit de dispositifs actifs en régime non-linéaire. Une étude est aussi menée pour vérifier que le bruit électrique reste Gaussien lorsqu'il traverse un dispositif qui fonctionne en régime non-linéaire.

Le second chapitre explique comment nous avons développé des outils de caractérisation hyperfréquence, permettant de mesurer le facteur de bruit et les paramètres de bruit de dispositifs actifs fonctionnant en régime non-linéaire. La mesure de facteur de bruit est effectuée lorsqu'un signal de pompe est injecté à l'entrée du composant actif, en nous basant pour cela sur les travaux de Cibiel [8]. Il en résulte alors une étude du facteur de bruit de composants discrets ou d'amplificateurs micro-ondes fonctionnant en régime non-linéaire. Un premier lien entre variation du facteur de bruit en régime non linéaire et comportement des dispositifs actifs en régime de forts signaux est avancé. L'extraction des paramètres de bruit est ensuite effectuée à l'aide de la technique des impédances multiples, en présence d'un signal de pompe. L'évolution des paramètres de bruit est obtenue en fonction de la puissance injectée à l'entrée des composants actifs hyperfréquences. Deux types d'amplificateurs sont mesurés et les paramètres de bruit de transistors bipolaires sont caractérisés. Des conclusions sont amenées quant à la distorsion non-linéaire des dispositifs testés et la dégradation des performances faible bruit en régime non-linéaire. L'amplitude des distorsions ainsi que la disposition des impédances sur une abaque de Smith peut être d'une grande importance dans la détermination des paramètres de bruit.

Fort de l'étude du bruit électrique en régime non linéaire, puis du développement d'outils de caractérisation en bruit haute-fréquence sous un fort signal de pompe, nous allons mettre à profit toutes ces connaissances pour concevoir au troisième chapitre deux amplificateurs faible bruit fonctionnant en régime non-linéaire. Il s'agit ici de caractériser des transistors bipolaires de manière à connaître l'évolution de leurs paramètres de bruit et de leurs paramètres S en

fonction de la puissance injectée en entrée. Dans un premier temps, une étude liant taille des composants et évolution des paramètres de bruit est menée. Dans un second temps, une autre analyse qui concerne courants de polarisation et évolution des paramètres de bruit est abordée. Au terme de ces études, la mise en place de facteurs de mérite permet de choisir le meilleur composant permettant les performances faible bruit et le fonctionnement en régime non-linéaire. La modélisation du composant choisi et la simulation d'amplificateurs optimisés en bruit sont menées avec le logiciel ADS. Les résultats de simulation concernent alors des amplificateurs optimisés pour deux états de fonctionnement différents et qui permet de statuer sur la faisabilité de concevoir des circuits faible bruit en régime non-linéaire.

Références bibliographiques

- [1] A. Blaquière, « Effet du bruit de fond sur la fréquence des auto-oscillateurs », *Ann. Radio élect.*, vol. 8, pp. 36–80, Janvier 1953. 9
- [2] T. Ng, B. Ooi, M. Leong, J. Ma, H. Ong, and S. Chew, « High efficiency power amplifier design using a simplified approach », in *Asia Pacific Microwave Conference*, vol. 3, pp. 650–654 vol.3, 1999. 9
- [3] F. Hansen, « Desensitization in transistorized PM/FM-receivers », in *18th IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 18, pp. 78–86, 1967. 9
- [4] R. Meyer and A. Wong, « Blocking and desensitization in RF amplifiers », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, no. 8, pp. 944–946, 1995. 9
- [5] J. Gavan and E. Joffe, « An investigation of the desensitizing effects by high power HF broadcast transmitters on HF airborne receivers », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 34, no. 2, pp. 65–77, 1992. 9
- [6] S.-G. Jeong, S.-H. Jeong, J.-H. Cha, Y.-C. Jeong, and C.-D. Kim, « A Feedforward Power Amplifier with Loops that can reduce RX Band Noises Signals as well as Intermodulation Signals », in *31st European Microwave Conference*, pp. 1–4, 2001. 9
- [7] G. Cibiel, O. Llopis, L. Escotte, and G. Haquet, « Devices selection for S and X-bands low-phase noise oscillator design », *11th European Gallium Arsenide and other compound Semiconductors Application Symposium (GAAS'03)*, pp. 37–40, October 2003. 10
- [8] G. Cibiel, L. Escotte, and O. Llopis, « A study of the correlation between high-frequency noise and phase noise in low-noise silicon-based transistors », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 1, pp. 183–190, 2004. 10

Chapitre 1

Modélisation des amplificateurs micro-ondes en régime de fonctionnement non-linéaire

1.1 Introduction

Les phénomènes qui se produisent lorsque le bruit électrique est confronté aux effets non-linéaires d'un dispositif RF sont de mieux en mieux connus, même s'ils restent très difficilement modélisables. Citons par exemple le bruit haute-fréquence et celui proche des porteuses dans les mélangeurs [1], ou bien le bruit de phase dans les oscillateurs [2]. En revanche, loin de la porteuse, l'étude du bruit électrique lorsqu'un amplificateur fonctionne en régime non-linéaire, manque de données expérimentales. C'est à travers la mise en œuvre d'un modèle comportemental que nous comptons éclaircir ces zones d'ombre. A partir des phénomènes observés, la modélisation comportementale est un outil qui traduit mathématiquement un comportement, un phénomène. De ce point de vue il est l'élément de base qui permet d'interpréter les résultats.

Parmi les nombreux types de modèles comportementaux, nous nous intéressons aux modèles à série de puissance. Les modèles polynomiaux sont capables de prendre en compte les non-linéarités en amplitude et en phase au niveau système de communication [3, 4]. [5] propose une technique de prédiction du gain et de l'ACPR (de l'anglais *Adjacent Channel Power Ratio*) à la sortie d'un amplificateur fonctionnant en régime non-linéaire. Dans le même domaine, [6] présente une méthode théorique pour caractériser la distorsion des circuits RF en se basant sur une fonction polynomiale simple à l'ordre trois. Dernièrement, le recouvrement spectral à la sortie d'amplificateurs qui fonctionnent en régime non-linéaire est étudié [7, 8]. Un autre type de modèle à série de puissance est le modèle à série de Volterra. Les distorsions en amplitudes et en phase peuvent être prises en compte [9], ainsi que les distorsions d'intermodulation qui se produisent dans les amplificateurs de puissance [10, 11]. En allant plus loin une chaîne d'émission/réception complète peut être simulée [12]. Dès lors, le modèle comportemental est dans son domaine de prédilection : la macro modélisation de système complet. Un autre genre de modèle peut être cité : le modèle de Cann [13, 14]. Il s'agit de modéliser les saturations non-linéaires avec des fonctions « coudes ». Le point noir de ce genre de modèle reste le problème de définition des dérivées à l'origine, ce qui peut poser des problèmes lorsque les systèmes étudiés fonctionnent en régime non-linéaire.

En ce qui concerne l'étude du bruit électronique dans les systèmes non-linéaires, la littérature est riche d'études relatives aux détecteurs et aux limiteurs d'amplitude [15–20]. L'étude des effets du bruit s'est poursuivie dans les amplificateurs à tubes [21] et les systèmes FM [22, 23]. Ces études ciblent le bruit seul dans un système opérant en régime non-linéaire [17, 18, 20], mais traitent aussi de l'addition d'un signal avec le bruit Gaussien [15, 16, 19]. Le point commun de toutes ces publications est de présenter un travail théorique qui prend en compte le côté mathématique du signal, qu'il soit aléatoire comme le bruit Gaussien ou déterministe comme le signal de pompe. A ce jour, il y a très peu de données expérimentales qui rendent compte de l'interaction du bruit électrique avec un signal de pompe.

Le but du travail présenté dans les pages qui suivent est donc de modéliser les interactions du bruit électrique avec un signal de pompe dans les amplificateurs RF à l'aide d'un modèle comportemental. Le modèle théorique et les calculs mathématiques associés sont présentés

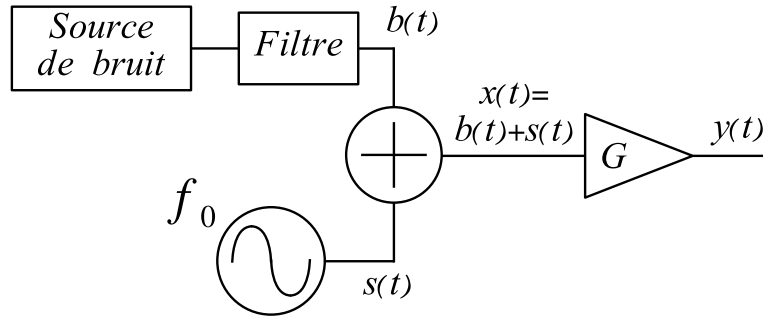


FIG. 1.1 – Modèle théorique servant au calcul du spectre de sortie d'un dispositif non-linéaire.

dans une première partie. Les simplifications effectuées sont décrites de manière à obtenir des expressions relativement simples pour de nombreux cas particuliers. Le modèle est comparé dans la deuxième partie à des données expérimentales effectuées sur une large gamme de fréquences et pour différentes configurations du système de mesure. Le bruit propre des amplificateurs est étudié dans la troisième partie à l'aide du modèle et de mesures de bruit à fréquence fixe. La dernière partie est consacrée aux propriétés statistiques du bruit dans les amplificateurs fonctionnant en régime de fort signal.

1.2 Modèle théorique

Cette partie décrit la méthodologie mathématique qui permet de modéliser le comportement en bruit d'un dispositif actif fonctionnant en régime non-linéaire. La figure 1.1 illustre le modèle théorique capable de calculer les puissances de bruit à la sortie d'un dispositif sous test (DST) de gain G , fonctionnant en régime non-linéaire. Dans un premier temps, un bruit blanc supposé Gaussien $b(t)$ est filtré de manière à être limité en fréquence. Il est ensuite ajouté à un signal de pompe sinusoïdal $s(t)$, avant d'être injecté à l'entrée du DST dont le bruit propre est négligé dans un premier temps.

1.2.1 Fonction polynomiale

Le comportement non-linéaire du dispositif testé est représenté par la fonction polynomiale G , de la manière suivante :

$$\begin{aligned} y(t) &= G[x(t)] \\ &= \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha_3 x^3(t) + \alpha_4 x^4(t) \end{aligned} \quad (1.1)$$

Les coefficients α_1 , α_2 , α_3 et α_4 sont des coefficients réels qui pondèrent l'importance des puissances de $x(t)$. Cette fonction polynomiale est limitée à l'ordre quatre, correspondant à un bon compromis entre précision et lourdeur de calcul. Les choix de la fonction et de l'ordre se justifient depuis que les dispositifs étudiés sont des amplificateurs faible bruit, et sont en général caractérisés par des niveaux de puissances relativement faible lorsqu'il s'agit de les faire

fonctionner en régime non-linéaire (comparés par exemple à des amplificateurs de puissance). De plus, les signaux qui sont pris en compte sont un bruit coloré (bruit blanc filtré) et un signal de pompe sinusoïdal. La modélisation ne présente pas de difficultés majeures, et peut être remplie grâce à une fonction polynomiale simple à l'ordre quatre. L'équation 1.1 donnant accès au signal de sortie $y(t)$, la fonction d'auto-corrélation est calculée de la façon suivante :

$$R_{yy}(\tau) = E[y(t) y(t + \tau)] = E[y_1 y_2] \quad (1.2)$$

L'espérance mathématique des signaux est représentée par $E[\]$, elle correspond à la valeur moyenne d'un signal déterministe ou à la moyenne statistique d'un processus aléatoire. Dans l'expression 1.2, l'intervention des indices 1 et 2 fait référence aux temps t et $t + \tau$. En allant plus loin, cette expression se développe en faisant apparaître les mélanges qui se produisent au niveau du signal d'entrée $x(t) = b(t) + s(t)$:

$$\begin{aligned} R_{yy}(\tau) &= E[(\alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_1^2 + \alpha_3 x_1^3 + \alpha_4 x_1^4)((\alpha_1 x_2 + \alpha_2 x_2^2 + \alpha_3 x_2^3 + \alpha_4 x_2^4))] \\ &= \alpha_1^2 E[x_1 x_2] + \alpha_2^2 E[x_1^2 x_2^2] + \alpha_3^2 E[x_1^3 x_2^3] + \alpha_4^2 E[x_1^4 x_2^4] \\ &\quad + 2\alpha_1 \alpha_3 E[x_1 x_2^3] + 2\alpha_2 \alpha_4 E[x_1^2 x_2^4] \end{aligned} \quad (1.3)$$

L'annexe 1 donne l'intégralité du calcul de la fonction d'auto-corrélation. La densité spectrale de puissance (DSP) à la sortie du dispositif $S_y(f)$ est obtenue en calculant la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation.

$$\begin{aligned} S_y(f) &= \delta(f) [\alpha_2^2 (\frac{\sigma_s^4}{2} + 2\sigma_s^2 \sigma_b^2 + \sigma_b^4) + 2\alpha_2 \alpha_4 (\frac{\sigma_s^6}{2} + 4\sigma_s^4 \sigma_b^2 + 7\sigma_s^2 \sigma_b^4 + 3\sigma_b^6) \\ &\quad + \alpha_4^2 (3\frac{\sigma_s^8}{8} + 6\sigma_s^6 \sigma_b^2 + 20\sigma_s^4 \sigma_b^4 + 36\sigma_s^2 \sigma_b^6 + 9\sigma_b^8)] \\ &\quad + S_s(f) [\alpha_1^2 + 6\alpha_1 \alpha_3 (\frac{\sigma_s^2}{2} + \sigma_b^2) + 3\alpha_3^2 (\frac{\sigma_s^4}{2} + 3\sigma_s^2 \sigma_b^2 + 3\sigma_b^4)] \\ &\quad + S_s(f) * S_s(f) [\alpha_2^2 + 4\alpha_2 \alpha_4 (\sigma_s^2 + 3\sigma_b^2) + \alpha_4^2 (3\sigma_s^4 + 24\sigma_s^2 \sigma_b^2 + 36\sigma_b^4)] \\ &\quad + S_s(f) * S_s(f) * S_s(f) [\alpha_3^2] \\ &\quad + S_s(f) * S_s(f) * S_s(f) * S_s(f) [\alpha_4^2] \\ &\quad + S_b(f) [\alpha_1^2 + 6\alpha_1 \alpha_3 (\sigma_s^2 + \sigma_b^2) + 9\alpha_3^2 (\frac{\sigma_s^4}{2} + 2\sigma_s^2 \sigma_b^2 + \sigma_b^4)] \\ &\quad + S_b(f) * S_b(f) [2\alpha_2^2 + 24\alpha_2 \alpha_4 (\sigma_s^2 + \sigma_b^2) + 36\alpha_4^2 (\sigma_s^4 + 4\sigma_s^2 \sigma_b^2 + 2\sigma_b^4)] \\ &\quad + S_b(f) * S_b(f) * S_b(f) [6\alpha_3^2] \\ &\quad + S_b(f) * S_b(f) * S_b(f) * S_b(f) [24\alpha_4^2] \\ &\quad + S_s(f) * S_b(f) [4\alpha_2^2 + 24\alpha_2 \alpha_4 (\sigma_s^2 + 2\sigma_b^2) + 24\alpha_4^2 (\sigma_s^4 + 6\sigma_s^2 \sigma_b^2 + 6\sigma_b^4)] \\ &\quad + S_s(f) * S_s(f) * S_b(f) [9\alpha_3^2] \\ &\quad + S_s(f) * S_b(f) * S_b(f) [18\alpha_3^2] \\ &\quad + S_s(f) * S_s(f) * S_b(f) * S_b(f) [72\alpha_4^2] \\ &\quad + S_s(f) * S_s(f) * S_s(f) * S_b(f) [16\alpha_4^2] \\ &\quad + S_s(f) * S_b(f) * S_b(f) * S_b(f) [96\alpha_4^2] \end{aligned} \quad (1.4)$$

$S_s(f)$ et $S_b(f)$ représentent respectivement la DSP du signal et celle du bruit. Le produit de convolution est noté $*$ et δ représente l'impulsion de Dirac. Les variances du signal σ_s^2 et du bruit σ_b^2 sont exprimées comme suit :

$$\sigma_s^2 = \frac{V^2}{2} \quad (1.5)$$

$$\sigma_b^2 = BN \quad (1.6)$$

Dans ces équations, V représente l'amplitude du signal sinusoïdal, B représente la bande passante du bruit et $N = kT$ représente la DSP de bruit à l'entrée (T étant la température ambiante et k la constante de Boltzmann).

1.2.2 Simplifications

La DSP établie dans l'équation 1.4 ne tient compte d'aucune simplification. Il s'agit du calcul brut issu de la fonction d'auto-corrélation à la sortie du dispositif non-linéaire.

L'ordre de grandeur de N étant très inférieur à celui de V , la conséquence logique est de constater que σ_b^2 est très petit devant σ_s^2 . Il convient donc de négliger σ_b^2 devant σ_s^2 , et $\sigma_s^2\sigma_b^2$ devant σ_s^4 . La deuxième simplification consiste à remarquer que les produits de convolution $S_b(f) * S_b(f)$, $S_b(f) * S_b(f) * S_b(f)$ et $S_b(f) * S_b(f) * S_b(f) * S_b(f)$ dépendront de N^2 , N^3 et N^4 respectivement. Comme l'ordre de grandeur de N est très faible, toutes les puissances de N qui sont supérieures ou égales à l'ordre 2 sont négligées [24]. Compte tenu de ces remarques, la DSP en sortie du dispositif non-linéaire est la somme de deux composantes. L'une est notée $S_{ys}(f)$ et concerne uniquement le signal, l'autre est notée $S_{yb}(f)$ et représente le bruit mélangé à la sortie du dispositif. On a :

$$\begin{aligned} S_{ys}(f) \simeq & \delta(f) \left[\frac{\alpha_2^2}{2} \sigma_s^4 + \alpha_2 \alpha_4 \sigma_s^6 + 3 \frac{\alpha_4^2}{8} \sigma_s^8 \right] \\ & + S_s(f) \left[\alpha_1^2 + 3 \alpha_1 \alpha_3 \sigma_s^2 + 3 \frac{\alpha_3^2}{2} \sigma_s^4 \right] \\ & + S_s(f) * S_s(f) \left[\alpha_2^2 + 4 \alpha_2 \alpha_4 \sigma_s^2 + 3 \alpha_4^2 \sigma_s^4 \right] \\ & + S_s(f) * S_s(f) * S_s(f) \left[\alpha_3^2 \right] \\ & + S_s(f) * S_s(f) * S_s(f) * S_s(f) \left[\alpha_4^2 \right] \end{aligned} \quad (1.7)$$

et :

$$\begin{aligned}
S_{yb}(f) \simeq & +S_b(f)[\alpha_1^2 + 6\alpha_1\alpha_3\sigma_s^2 + 9\frac{\alpha_3^2}{2}\sigma_s^4] \\
& +S_s(f) * S_b(f)[4\alpha_2^2 + 24\alpha_2\alpha_4\sigma_s^2 + 24\alpha_4^2\sigma_s^4] \\
& +S_s(f) * S_s(f) * S_b(f)[9\alpha_3^2] \\
& +S_s(f) * S_s(f) * S_s(f) * S_b(f)[16\alpha_4^2]
\end{aligned} \tag{1.8}$$

En ce qui concerne le bruit, l'équation 1.8 indique que la DSP $S_{yb}(f)$ est composée de plusieurs termes. Le premier correspond au bruit « amplifié » par le dispositif et les autres composantes traduisent l'interaction entre le bruit et le signal et ses harmoniques. Au niveau des calculs, ceux-ci se compliquent car plusieurs cas sont à considérer. La nature du filtre est à prendre en compte, sa bande passante ainsi que la valeur de la fréquence du signal de pompe.

Le développement de la DSP du signal de sortie 1.7 se fait à partir des expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
S_s(f) &= \frac{\sigma_s^2}{2}[\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0)] \\
S_s(f) * S_s(f) &= \frac{\sigma_s^4}{2}\delta(f) + \frac{\sigma_s^4}{4}[\delta(f - 2f_0) + \delta(f + 2f_0)] \\
S_s(f) * S_s(f) * S_s(f) &= 3\frac{\sigma_s^6}{8}[\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0)] + \frac{\sigma_s^6}{8}[\delta(f - 3f_0) + \delta(f + 3f_0)] \\
S_s(f) * S_s(f) * S_s(f) * S_s(f) &= 3\frac{\sigma_s^8}{8}\delta(f) + \frac{\sigma_s^8}{4}[\delta(f - 2f_0) + \delta(f + 2f_0)] \\
&+ \frac{\sigma_s^8}{16}[\delta(f - 4f_0) + \delta(f + 4f_0)]
\end{aligned} \tag{1.9}$$

En ramenant les bandes de fréquences négatives vers les bandes de fréquences positives, l'expression suivante est obtenue. Elle caractérise donc la DSP du signal sinusoïdal en bande latérale unique (BLU), à la sortie d'un dispositif fonctionnant en régime non-linéaire.

$$\begin{aligned}
S_{ys}(f) \simeq & \delta(f)[\alpha_2^2\sigma_s^4 + 3\alpha_2\alpha_4\sigma_s^6 + 9\frac{\alpha_4^2}{4}\sigma_s^8] \\
& +\delta(f - f_0)[\alpha_1^2\sigma_s^2 + 3\alpha_1\alpha_3\sigma_s^4 + 9\frac{\alpha_3^2}{4}\sigma_s^6] \\
& +\delta(f - 2f_0)[\frac{\alpha_2^2}{2}\sigma_s^4 + 2\alpha_2\alpha_4\sigma_s^6 + 2\alpha_4^2\sigma_s^8] \\
& +\delta(f - 3f_0)[\frac{\alpha_3^2}{4}\sigma_s^6] \\
& +\delta(f - 4f_0)[\frac{\alpha_4^2}{8}\sigma_s^8]
\end{aligned} \tag{1.10}$$

La première ligne représente le signal continu. Parce qu'il n'est pas quantifié par les appareils de mesure, son expression ne sera pas gardée dans les calculs suivants. La seconde ligne est l'expression du fondamental à f_0 . Les phénomènes de compression qui apparaissent à forts niveaux d'entrée pour le fondamental sont modélisables en considérant un coefficient α_3 négatif. Aux lignes suivantes, le modèle décrit les expressions des harmoniques deux, trois et quatre.

L'harmonique deux peut lui aussi être compressé avec un coefficient α_4 négatif. En revanche pour les harmoniques trois et quatre, un seul coefficient est à même de traduire les évolutions en puissance, il n'y a donc pas de compressions représentables théoriquement. Ce jeu de coefficients n'est significatif que pour un seul DST, puisque chaque coefficient retranscrira le comportement d'un amplificateur.

Le compromis qui a été trouvé ici était de traduire les effets non-linéaires tout en gardant un modèle de faible complexité. Le choix a donc été de traduire la saturation des deux premiers harmoniques avec un modèle polynomial à l'ordre 4.

1.2.3 Modèle Spice

Les figures 1.2 à 1.5 représentent les caractéristiques en puissance d'un transistor bipolaire à hétérojonction (TBH) SiGe. Le modèle comportemental a été comparé à un modèle non-linéaire de type Spice implanté sous ADS (Agilent Design System) par Gribaldo [25] au cours de sa thèse. Ce dernier permet de décrire correctement le fonctionnement du transistor en régime non-linéaire jusqu'à l'harmonique 4, même pour les singularités visibles sur les figures 1.3 à 1.5 à fort niveau. Le modèle comportemental permet de modéliser correctement la compression du gain (figure 1.2) et la caractéristique linéaire des harmoniques 2 et 4. Il faut signaler toutefois que l'exercice de modélisation du transistor est difficile pour le modèle polynomial et qu'il est plus performant pour des applications de type circuit ou système.

Une illustration des calculs des DSP de bruit mélangé au signal est présentée dans les pages qui suivent, dans le cas d'un bruit filtré passe-bas et dans le cas d'un bruit filtré passe-bande. Finalement, le modèle est également étudié en l'absence de signal de pompe.

1.2.4 Filtrage passe-bas du bruit blanc

Afin de finaliser le calcul de la DSP de bruit en sortie, il faut modéliser le bruit $b(t)$ introduit à l'entrée du modèle théorique. Pour cela, le bruit de type passe-bas de densité spectrale $S_b(f)$ est décrit par la fonction suivante :

$$S_b(f) = \frac{N}{2} \text{rect}_{2B}(f) \quad (1.11)$$

La fonction rectangle *rect* est aussi appelée fonction porte. Elle signifie ceci :

$$S_b(f) = \begin{cases} 0 & \text{pour } f \in]-\infty; -B] \cup]B; +\infty[\\ \frac{N}{2} & \text{pour } f \in [-B; B] \end{cases} \quad (1.12)$$

Sa représentation est donnée à la figure 1.6 dans le cas pratique où la bande équivalente de bruit B est égale à 2,3 GHz.

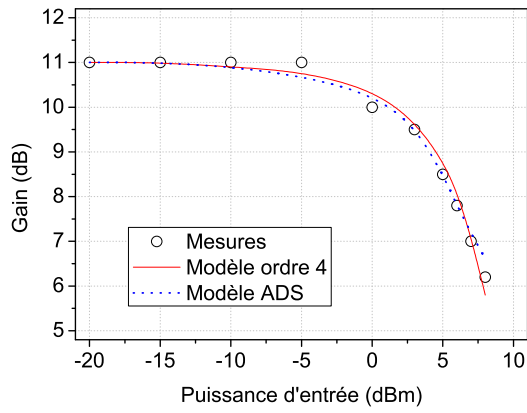


FIG. 1.2 – Comparaison entre mesures, simulation ADS et modèle polynomial pour le gain en puissance à $f_0=5$ GHz.

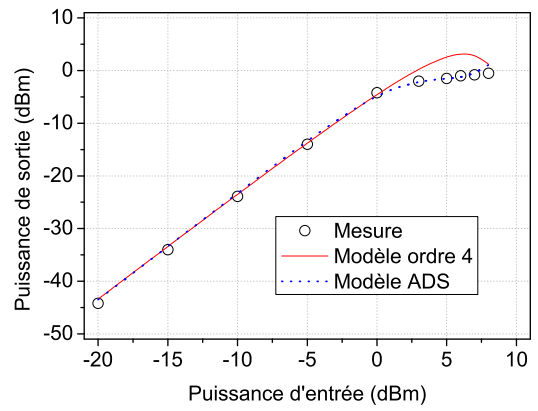


FIG. 1.3 – Comparaison entre mesures, simulation ADS et modèle polynomial pour l'harmonique 2 à $2f_0=10$ GHz.

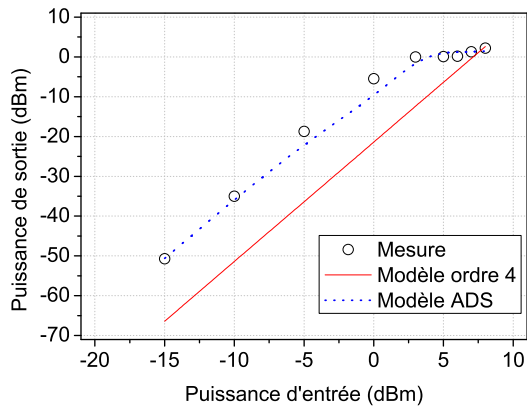


FIG. 1.4 – Comparaison entre mesures, simulation ADS et modèle polynomial pour l'harmonique 3 à $3f_0=15$ GHz.

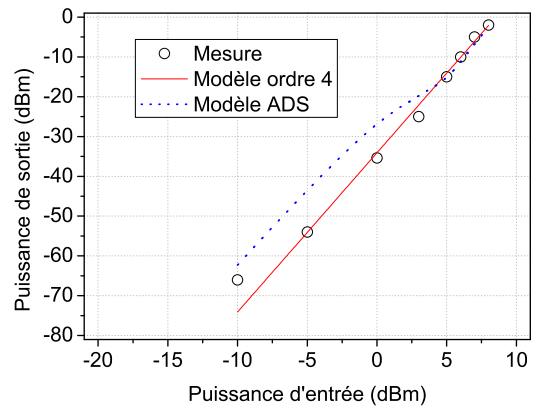


FIG. 1.5 – Comparaison entre mesures, simulation ADS et modèle polynomial pour l'harmonique 4 à $4f_0=20$ GHz.

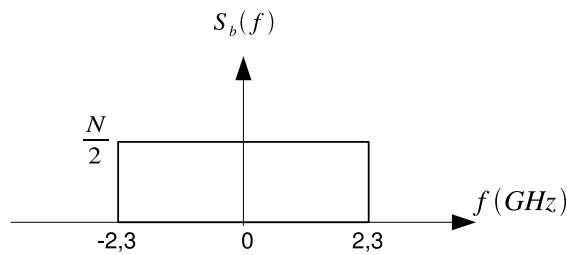
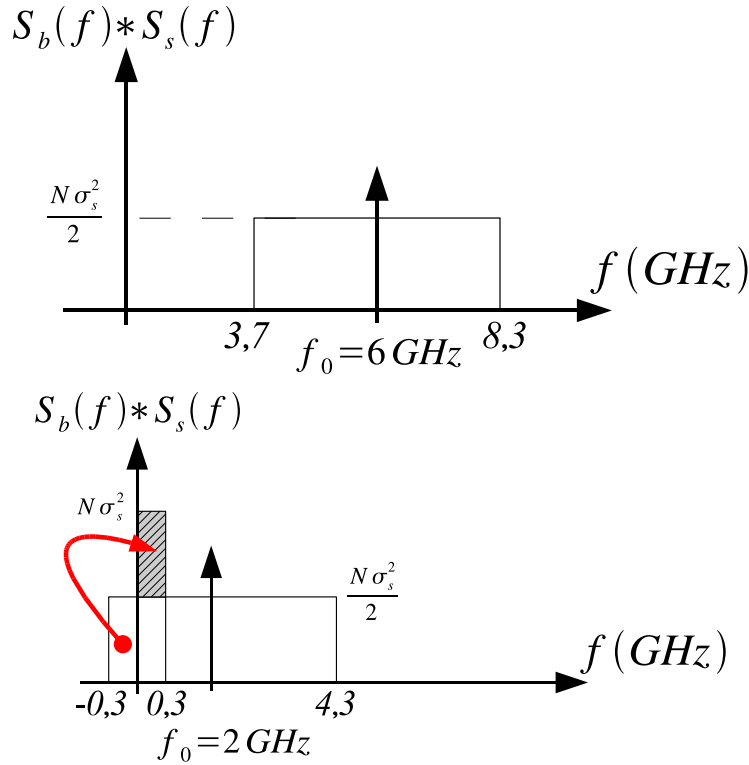


FIG. 1.6 – DSP en entrée de type passe-bas.


 FIG. 1.7 – DSP en BLU de $S_b(f) * S_s(f)$ pour $f_0 = 6$ et 2 GHz.

Avec l'aide de l'équation 1.11 et des équations 1.9, les différents produits de convolution rencontrés dans l'équation 1.8 s'écrivent :

$$\begin{aligned}
 S_b(f) * S_s(f) &= \frac{N}{4} \sigma_s^2 [\text{rect}_{2B}(f - f_0) + \text{rect}_{2B}(f + f_0)] \\
 S_b(f) * S_s(f) * S_s(f) &= \frac{N}{4} \sigma_s^4 \text{rect}_{2B}(f) \\
 &\quad + \frac{N}{8} \sigma_s^4 [\text{rect}_{2B}(f - 2f_0) + \text{rect}_{2B}(f + 2f_0)] \\
 S_b(f) * S_s(f) * S_s(f) * S_s(f) &= 3 \frac{N}{16} \sigma_s^6 [\text{rect}_{2B}(f - f_0) + \text{rect}_{2B}(f + f_0)] \\
 &\quad + \frac{N}{16} \sigma_s^6 [\text{rect}_{2B}(f - 3f_0) + \text{rect}_{2B}(f + 3f_0)]
 \end{aligned} \tag{1.13}$$

Ces expressions traduisent mathématiquement le mélange du bruit d'entrée avec le signal de pompe. Les niveaux de puissances de bruit dépendent alors des valeurs propres à B et à f_0 . Les figures 1.7 à 1.9 présentent les résultats obtenus pour $S_b(f) * S_s(f)$, $S_b(f) * S_s(f) * S_s(f)$ et $S_b(f) * S_s(f) * S_s(f) * S_s(f)$. A chaque fois les résultats sont présentés pour une fréquence de pompes différente et pour des fréquences positives pour plus de clarté.

La figure 1.7 montre que le repliement du spectre est obtenu quand la fréquence de pompe f_0 est à l'intérieur de la bande de bruit. Le recouvrement est illustré à la figure 1.8 où le bruit converti autour de la composante continue et de l'harmonique 2 se superposent quand $f_0 < B$. La figure 1.9 montre que les deux phénomènes sont présents.

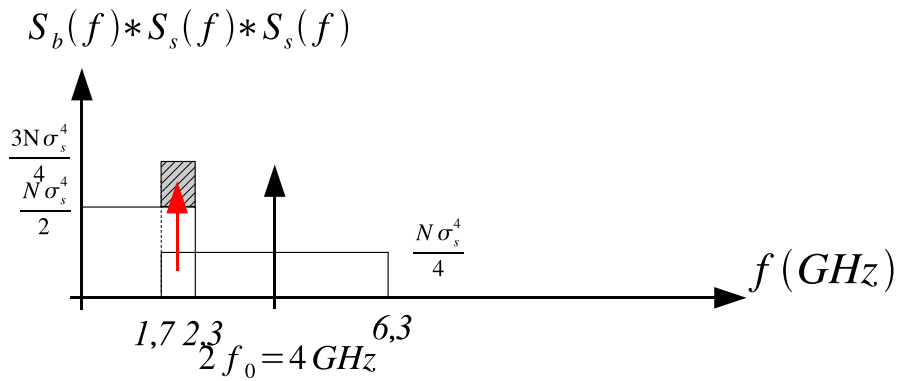
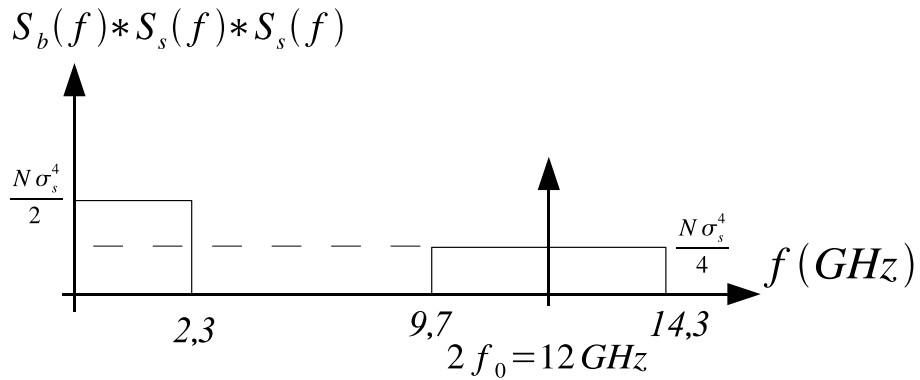


FIG. 1.8 – DSP en BLU de $S_b(f) * S_s(f) * S_s(f)$ pour $f_0 = 6$ et 2 GHz .

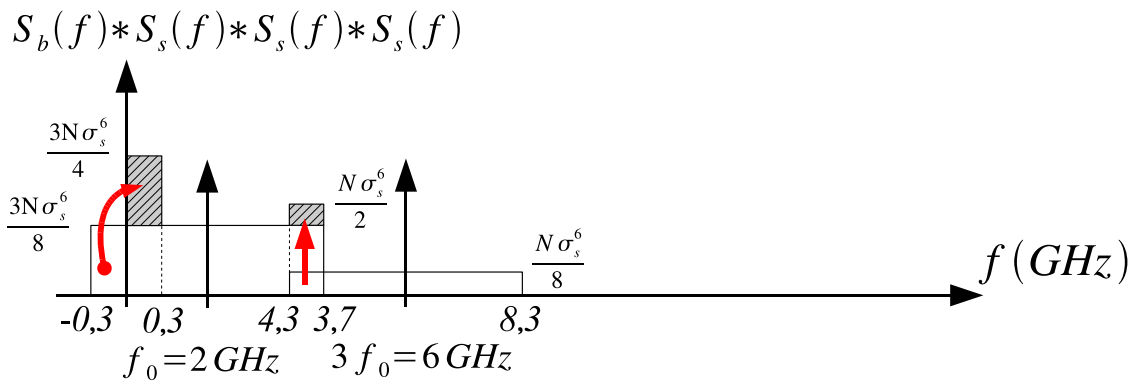
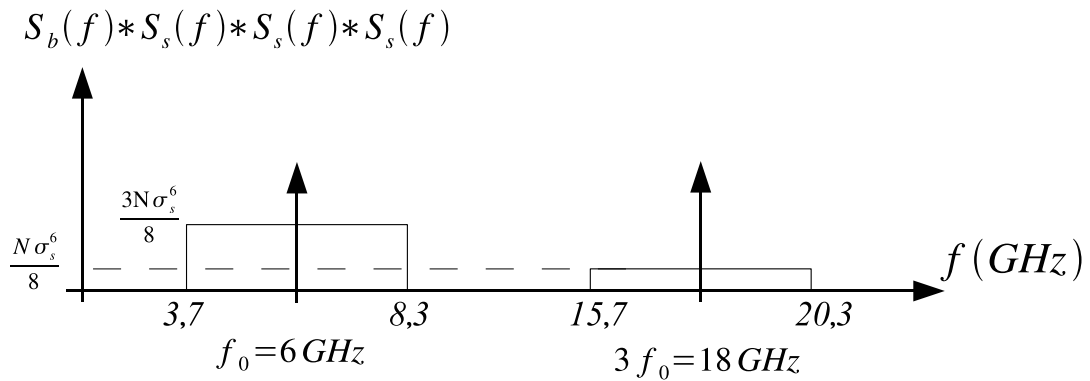


FIG. 1.9 – DSP en BLU de $S_b(f) * S_s(f) * S_s(f) * S_s(f)$ pour $f_0 = 6$ et 2 GHz .

Bande de bruit (GHz)	Densité spectrale de puissance de bruit
0 - 2,3	$K_{1n}N + \frac{9}{2}\alpha_3^2N\sigma_s^4$
3,7 - 8,3	$\frac{1}{2}K_{2n}N\sigma_s^2 + 6\alpha_4^2N\sigma_s^6$
9,7 - 14,3	$\frac{9}{4}\alpha_3^2N\sigma_s^4$
15,7 - 20,3	$2\alpha_4^2N\sigma_s^6$

 TAB. 1.1 – DSP en BLU du bruit en sortie pour une fréquence de pompe f_0 de 6 GHz.

Bande de bruit (GHz)	Densité spectrale de puissance de bruit
0 - 0,7	$K_{1n}N + \frac{9}{2}\alpha_3^2N\sigma_s^4$
0,7 - 2,3	$K_{1n}N + \frac{1}{2}K_{2n}N\sigma_s^2 + \frac{9}{2}\alpha_3^2N\sigma_s^4 + 6\alpha_4^2N\sigma_s^6$
2,3 - 3,7	$\frac{1}{2}K_{2n}N\sigma_s^2 + 6\alpha_4^2N\sigma_s^6$
3,7 - 5,3	$\frac{1}{2}K_{2n}N\sigma_s^2 + \frac{9}{4}\alpha_3^2N\sigma_s^4 + 6\alpha_4^2N\sigma_s^6$
5,3 - 6,7	$\frac{9}{4}\alpha_3^2N\sigma_s^4$
6,7 - 8,3	$\frac{9}{4}\alpha_3^2N\sigma_s^4 + 2\alpha_4^2N\sigma_s^6$
8,3 - 11,3	$2\alpha_4^2N\sigma_s^6$

 TAB. 1.2 – DSP en BLU du bruit en sortie pour une fréquence de pompe f_0 de 3 GHz.

Les tableaux 1.1, 1.2 et 1.3 synthétisent les DSP par bandes de fréquences en introduisant deux constantes pour trois fréquences différentes du signal de pompe. Nous pouvons observer que le nombre de bandes de fréquence augmente quand la fréquence du signal de pompe diminue. Les coefficients K_{1n} et K_{2n} sont données par :

$$K_{1n} = \alpha_1^2 + 6\alpha_1\alpha_3\sigma_s^2 + \frac{9}{2}\alpha_3^2\sigma_s^4 \quad (1.14)$$

$$K_{2n} = 4\alpha_2^2 + 24\alpha_2\alpha_4\sigma_s^2 + 24\alpha_4^2\sigma_s^4 \quad (1.15)$$

Comme pour les DSP relatives au signal et à ses harmoniques, les coefficients α_3 et α_4 sont capables de compresser les puissances de bruit. De plus, les mélanges des niveaux de bruit apparaissent plus fréquemment dans la bande équivalente de bruit entre 0 et 2,3 GHz quand

Bande de bruit (GHz)	Densité spectrale de puissance de bruit
0 - 0,3	$K_{1n}N + K_{2n}N\sigma_s^2 + \frac{9}{2}\alpha_3^2N\sigma_s^4 + 12\alpha_4^2N\sigma_s^6$
0,3 - 1,7	$K_{1n}N + \frac{1}{2}K_{2n}N\sigma_s^2 + \frac{9}{2}\alpha_3^2N\sigma_s^4 + 6\alpha_4^2N\sigma_s^6$
1,7 - 2,3	$K_{1n}N + \frac{1}{2}K_{2n}N\sigma_s^2 + \frac{27}{4}\alpha_3^2N\sigma_s^4 + 6\alpha_4^2N\sigma_s^6$
2,3 - 3,7	$\frac{1}{2}K_{2n}N\sigma_s^2 + \frac{9}{4}\alpha_3^2N\sigma_s^4 + 6\alpha_4^2N\sigma_s^6$
3,7 - 4,3	$\frac{1}{2}K_{2n}N\sigma_s^2 + \frac{9}{4}\alpha_3^2N\sigma_s^4 + 8\alpha_4^2N\sigma_s^6$
4,3 - 6,3	$\frac{9}{4}\alpha_3^2N\sigma_s^4 + 2\alpha_4^2N\sigma_s^6$
6,3 - 8,3	$2\alpha_4^2N\sigma_s^6$

 TAB. 1.3 – DSP en BLU du bruit en sortie pour une fréquence de pompe f_0 de 2 GHz.

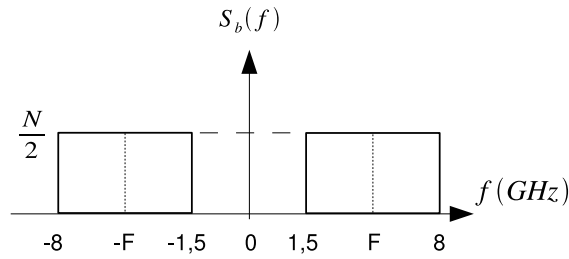


FIG. 1.10 – DSP en entrée de type passe-bande.

$f_0 < B$. Ce phénomène est tout à fait normal, car cette bande contient à la fois le bruit filtré qui se trouve amplifié par le dispositif testé et aussi le bruit mélangé par les harmoniques du signal de pompe.

1.2.5 Filtrage passe-bande du bruit blanc

Cette section est consacrée au cas d'un bruit blanc passant au travers d'un filtre passe-bande avant d'être injecté à l'entrée d'un dispositif en présence d'un signal de pompe. Nous limiterons le développement théorique au cas où la fréquence de pompe se situe dans la bande équivalente de bruit ce qui constitue de nombreux cas pratiques. La densité spectrale en puissance du bruit filtré est donnée par :

$$S_b(f) = \frac{N}{2} [\text{rect}_B(f - F) + \text{rect}_B(f + F)] \quad (1.16)$$

La fréquence centrale F de la forme passe-bande est introduite. Dans le cas pratique où $F = \pm 4,75$ GHz et $B = 6,5$ GHz, la DSP est la suivante :

$$S_b(f) = \begin{cases} \frac{N}{2} & \text{pour } f \in [-8; -1,5] \cup [1,5; 8] \\ 0 & \text{pour } f \in]-\infty; -8] \cup]-1,5; 1,5] \cup]8; +\infty[\end{cases} \quad (1.17)$$

Les calculs du cas pratique sont détaillés dans l'annexe 2 et les résultats sont synthétisés dans le tableau 1.4.

Bande de bruit (GHz)	Densité spectrale de puissance de bruit
0 - 1,5	$K_{2n}N\sigma_s^2 + 12\alpha_4^2N\sigma_s^6$
1,5 - 2	$K_{1n}N + K_{2n}N\sigma_s^2 + \frac{9}{2}\alpha_3^2N\sigma_s^4 + 12\alpha_4^2N\sigma_s^6$
2 - 3	$K_{1n}N + K_{2n}N\sigma_s^2 + \frac{27}{4}\alpha_3^2N\sigma_s^4 + 12\alpha_4^2N\sigma_s^6$
3 - 3,5	$K_{1n}N + \frac{1}{2}K_{2n}N\sigma_s^2 + \frac{27}{4}\alpha_3^2N\sigma_s^4 + 6\alpha_4^2N\sigma_s^6$
3,5 - 6,5	$K_{1n}N + \frac{27}{4}\alpha_3^2N\sigma_s^4$
6,5 - 7	$K_{1n}N + \frac{1}{2}K_{2n}N\sigma_s^2 + \frac{27}{4}\alpha_3^2N\sigma_s^4 + 6\alpha_4^2N\sigma_s^6$
7 - 8	$K_{1n}N + \frac{1}{2}K_{2n}N\sigma_s^2 + \frac{27}{4}\alpha_3^2N\sigma_s^4 + 8\alpha_4^2N\sigma_s^6$
8 - 8,5	$\frac{1}{2}K_{2n}N\sigma_s^2 + \frac{9}{4}\alpha_3^2N\sigma_s^4 + 6\alpha_4^2N\sigma_s^6$
8,5 - 11,5	$\frac{1}{2}K_{2n}N\sigma_s^2 + 6\alpha_4^2N\sigma_s^6$
11,5 - 13	$\frac{1}{2}K_{2n}N\sigma_s^2 + \frac{9}{4}\alpha_3^2N\sigma_s^4 + 6\alpha_4^2N\sigma_s^6$
13 - 13,5	$\frac{9}{4}\alpha_3^2N\sigma_s^4 + 2\alpha_4^2N\sigma_s^6$
13,5 - 16,5	$\frac{9}{4}\alpha_3^2N\sigma_s^4$
16,5 - 18	$\frac{9}{4}\alpha_3^2N\sigma_s^4 + 2\alpha_4^2N\sigma_s^6$
18 - 23	$2\alpha_4^2N\sigma_s^6$

 TAB. 1.4 – DSP en BLU du bruit en sortie pour une fréquence de pompe f_0 de 5 GHz.

1.2.6 Densité spectrale en puissance de bruit sans signal de pompe

Le signal de pompe est maintenant retiré. Au niveau du calcul théorique, il s'agit de calculer l'équation 1.4 dans le cas où $\sigma_s^2 = 0$. La DSP suivante est obtenue :

$$\begin{aligned}
 S_y(f) = & S_b(f)[\alpha_1^2 + 6\alpha_1\alpha_3\sigma_b^2 + 9\alpha_3^2\sigma_b^4] \\
 & + S_b(f) * S_b(f)[2\alpha_2^2 + 24\alpha_2\alpha_4\sigma_b^2 + 72\alpha_4^2\sigma_b^4] \\
 & + S_b(f) * S_b(f) * S_b(f)[6\alpha_3^2] \\
 & + S_b(f) * S_b(f) * S_b(f) * S_b(f)[24\alpha_4^2]
 \end{aligned} \tag{1.18}$$

Le bruit injecté à l'entrée du DST est un bruit de type passe-bande, identique à celui utilisé jusqu'à présent. L'annexe 3 donne les DSP du bruit jusqu'à l'ordre 3. Les ordres supérieurs ne sont pas donnés compte tenu de leurs valeurs de plus en plus négligeables, et de la difficulté de calcul qui est croissante en fonction de l'ordre.

La figure 1.11 représente l'allure des différents spectres calculés (sans respecter les échelles verticales).

Pour $S_b(f) * S_b(f)$ la convolution de deux rectangles fait apparaître une fonction triangle, deux fois plus large. Le décalage de cette nouvelle forme spectrale à $\pm 2F$ et celle centrée à $F=0$, permet des recouvrements de bandes de bruit qui sont représentés par des équations de droite. Enfin pour $S_b(f) * S_b(f) * S_b(f)$, les choses se compliquent puisque une troisième fonction rectangle vient se convoluer aux deux précédentes. La forme spectrale qui en résulte est alors une fonction parabolique par tranche, qui s'apparente à une fonction gaussienne puisqu'elle tend vers 0 aux extrémités. Cette nouvelle forme spectrale est alors retardée à $\pm F$ et à $\pm 3F$, réalisant par conséquent de nombreux recouvrements dont les expressions sont symbolisées par

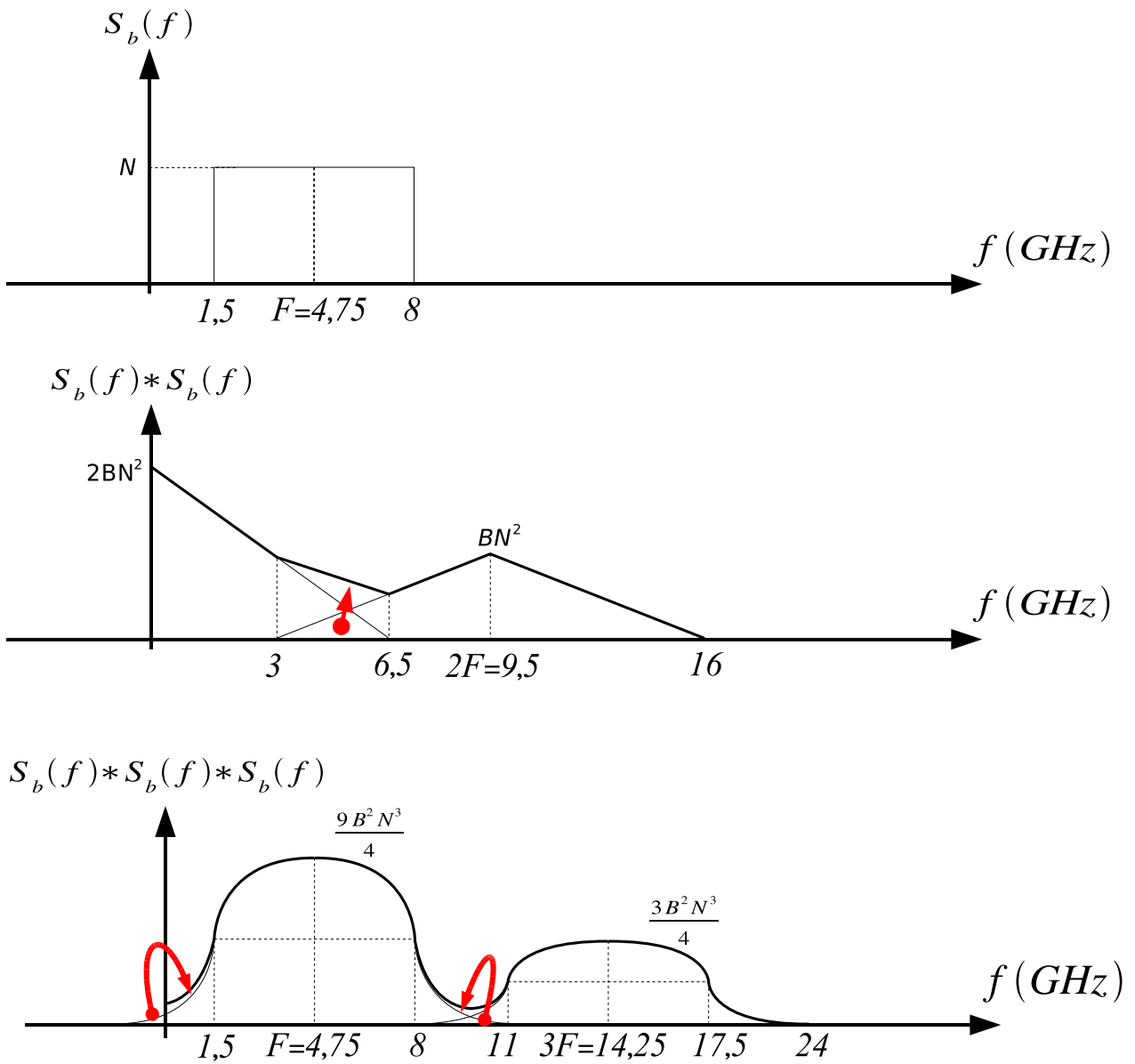


FIG. 1.11 – DSP en BLU du bruit jusqu'à l'ordre trois.

des équations du second degré.

1.3 Résultats expérimentaux

Dans cette étude, le dispositif sous test est un amplificateur large bande faible bruit, dont les caractéristiques en régime linéaire sont présentées dans le tableau 1.5. Les différents calculs théoriques abordés aux paragraphes précédents seront comparés à des mesures effectuées à l'aide des manipulations décrites ci-dessous.

Amplificateurs	#1
Bande de fréquence (GHz)	2 - 22
Gain en puissance (dB)	29
Facteur de bruit (dB)	2,05
$P_{\text{entrée 1dB}}$ (dBm)	-15

TAB. 1.5 – Caractéristiques de l’amplificateur #1 à 2 GHz.

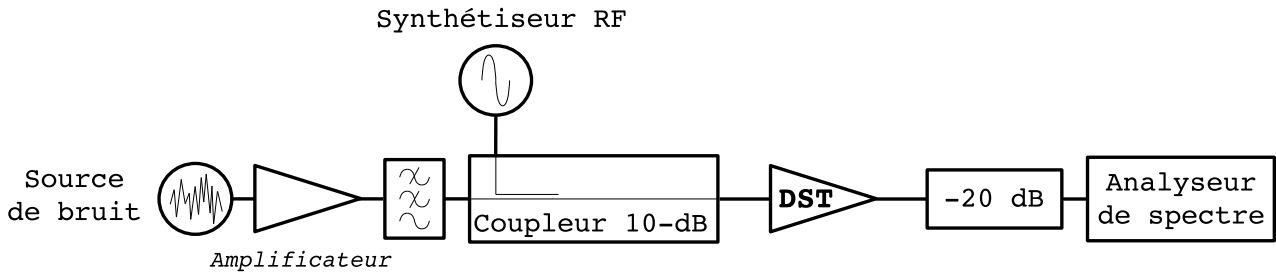


FIG. 1.12 – Banc de mesure des DSP de bruit en sortie des DST.

1.3.1 Dispositifs de mesure

1.3.1.1 Bruit et signal de pompe

Le banc de mesure des DSP de bruit à la sortie d’amplificateurs fonctionnant en régime non-linéaire est représenté figure 1.12. Le bruit blanc et Gaussien d’une source de bruit à l’état solide est amplifié puis filtré avant d’être injecté à l’entrée du DST. Dans ces conditions, le bruit borné en fréquence a une puissance finie et son niveau est plus important que le plancher de bruit des appareils de mesure. C’est aussi un moyen de négliger le bruit propre des amplificateurs sous test, et d’étudier ainsi la réponse d’un circuit non-linéaire à un bruit Gaussien injecté à son entrée. En sélectionnant le type de filtre ainsi que le type d’amplificateur, différentes allures de bruit sont obtenues : un bruit de type passe-bas (amplificateur 0 - 4 GHz et filtre passe-bas 0 - 2,3 GHz) et un bruit de type passe-bande (amplificateur 2 - 8 GHz et filtre passe-bas 0 - 8 GHz). Dans le cas du bruit passe-bande, ne disposant pas de filtre adapté, nous avons choisi un amplificateur dont la forme du gain était suffisamment sélective pour ne nécessiter qu’un filtrage passe-bas à 8 GHz. Le gain de l’amplificateur qui relève le niveau de bruit doit être bien choisi de sorte à ne pas saturer le DST et un atténuateur peut être ajouté en sortie si besoin est. Un coupleur 10 dB est placé en amont du DST afin de coupler le bruit amplifié (avec une faible atténuation) et un signal de pompe qui provient d’un synthétiseur RF. C’est alors ce signal de pompe qui a pour mission d’exciter le DST et de le placer dans un état non-linéaire. Un atténuateur de 20 dB est ensuite placé à la sortie du DST en amont de l’analyseur de spectre. Celui-ci assure une puissance toujours faible au niveau des détecteurs de l’analyseur et du mélangeur d’entrée.

La bande de fréquence de résolution de l’analyseur de spectre (« résolution bandwidth » RBW) a été fixée à 3 MHz et la bande de fréquence vidéo (« video bandwidth » VBW) à 30 kHz. D’après

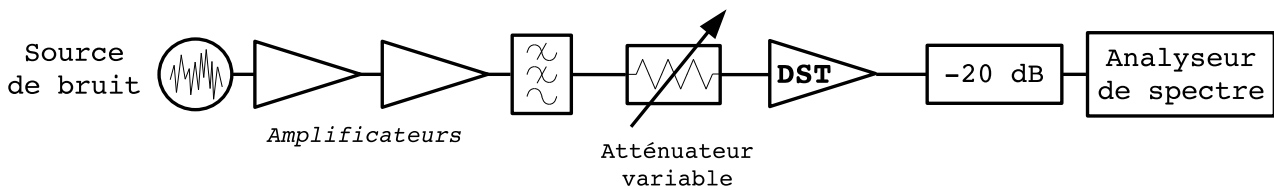


FIG. 1.13 – Banc de mesure des DSP de bruit en sortie des DST sans signal de pompe.

la documentation technique de l'analyseur utilisé (Rhode & Schwartz FSEK 20 Hz - 40 GHz), la condition de rapport supérieur à 30 entre la RBW et la VBW est respectée, ce qui nous garantit une précision de mesure optimale. Les niveaux de puissance de bruit présentés par la suite sont ramenés dans 1 Hz de bande, ce qui correspond bien à des DSP.

1.3.1.2 Bruit sans signal de pompe

De manière à placer le DST en régime non-linéaire sans signal de pompe, un autre banc de mesure a été mis en place. En effet, la précaution précédente qui consistait à ne pas générer une puissance de bruit trop importante devient maintenant un moyen qui permet d'augmenter les effets non-linéaires. Sur une large bande de fréquence, le bruit ainsi injecté peut atteindre une puissance suffisante pour compresser l'amplificateur sous test. C'est aussi un moyen de simuler les signaux numériques de télécommunication [5, 7], en considérant que la multitude de porteuses s'apparente à un bruit blanc borné en fréquence. Le banc de mesure schématisé par la figure 1.13 est donc peu différent du précédent. Le coupleur et le synthétiseur RF sont retirés et un amplificateur est ajouté pour augmenter le niveau de bruit, ainsi qu'un atténuateur variable (ou un jeu d'atténuateurs) afin de contrôler la puissance de bruit d'entrée. L'association des amplificateurs en cascade est très importante compte tenu des effets non-linéaires. Il faut faire en sorte que le second amplificateur n'entre pas en compression.

1.3.2 Filtrage passe-bas du bruit blanc

Pour un filtre passe-bas de bande passante $B = 2,3$ GHz ayant une réjection maximale à 3,4 GHz, trois fréquences de pompe sont injectées à l'entrée du DST. Les coefficients α_1 , α_2 , α_3 et α_4 sont recherchés afin d'ajuster au mieux les mesures de DSP de bruit de sortie, et les mesures de puissances de sortie des harmoniques en fonction des puissances d'entrée. Les mesures et les calculs théoriques sont traités dans un tableur de données scientifiques, et les valeurs de α_i sont trouvées à partir de la procédure suivante :

- α_1 est trouvé sachant que α_1^2 correspond au gain en puissance du fondamental en régime linéaire. Il permet également de modéliser la DSP de bruit amplifié par le DST dans la bande passante.
- α_2 est le coefficient qui modélise les puissances de l'harmonique deux. De plus, il permet de calculer la DSP de bruit issue du mélange entre le bruit d'entrée et le fondamental.

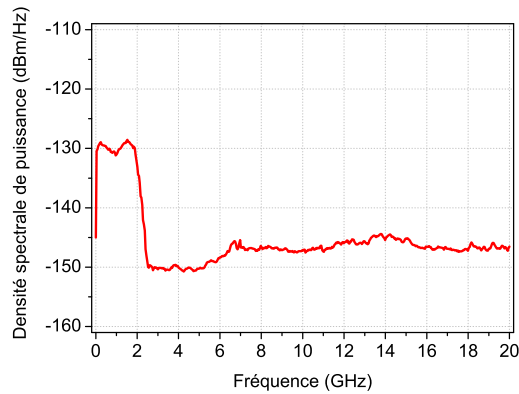


FIG. 1.14 – Bruit de type passe bas, injecté à l'entrée du DST.

Coefficients	Valeurs
α_1	31,5
α_2	170
α_3	-700
α_4	-4300

TAB. 1.6 – Coefficients ajustant les DSP de bruit et les caractéristiques en amplitudes pour $f_0 = 6$ GHz, et un bruit type passe-bas.

- α_3 permet de compresser correctement le gain en puissance du fondamental tout en représentant les DSP de l'harmonique trois. Il modélise aussi les DSP de bruit se mélangeant avec l'harmonique deux, et permet la représentation de la compression de la DSP de bruit amplifié par le DST dans la bande passante.
- α_4 décrit l'évolution en puissance du quatrième harmonique, tout en permettant de compresser l'harmonique deux. Finalement il modélise la DSP de bruit de sortie issue du mélange du bruit d'entrée avec l'harmonique trois, ainsi que la compression de la DSP de bruit venant du mélange entre le fondamental et la DSP de bruit d'entrée.

Les résultats seront présentés pour une fréquence de pompe de 6, puis 3 et enfin 2 GHz. Pour ces fréquences, repliements et recouvrements sont de plus en plus importants. Le bruit injecté à l'entrée du DST est représenté par le graphique de la figure 1.14.

1.3.2.1 Fréquence de pompe $f_0 = 6$ GHz

i Résultats large bande

Dans ce cas particulier, le signal de pompe est très extérieur à la bande passante de bruit. A l'échelle d'un système de télécommunication, il est question de modéliser un récepteur de bande passante 0 - 2,3 GHz désensibilisé par le signal bloquant d'un émetteur adjacent à la fréquence de 6 GHz.

Il s'agit de mesurer à l'analyseur de spectre les DSP de bruit en sortie du DST pour les

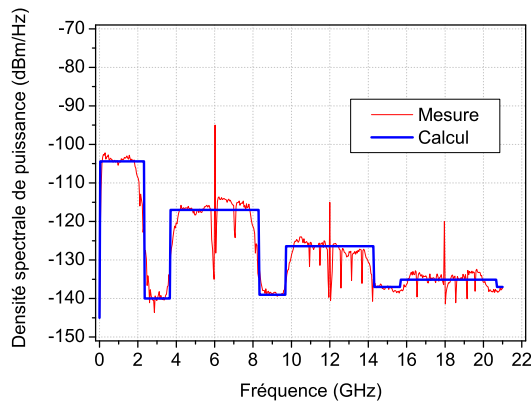


FIG. 1.15 – Spectre en sortie du DST lorsque $P_{\text{entrée}} = -13$ dBm (état faiblement non-linéaire : 1 dB de compression.)

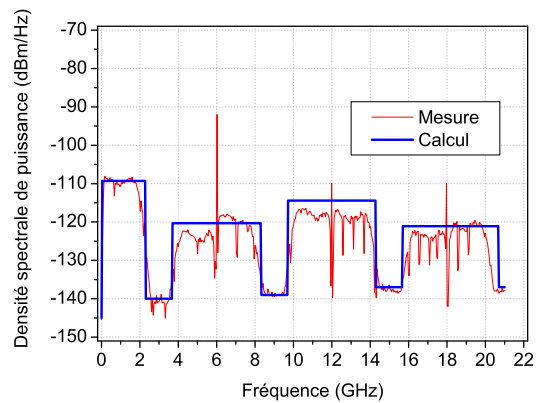


FIG. 1.16 – Spectre en sortie du DST lorsque $P_{\text{entrée}} = -8$ dBm (état fortement non-linéaire : 3 dB de compression.)

bandes de fréquences décrites par le tableau 1.1, et de les relever sachant que les puissances sont fluctuantes dans le temps et que les niveaux sont idéalisés par des fonctions portes dans le modèle. Un nombre de mesures important associé à un fort moyennage permet de palier à cette difficulté. Les coefficients du polynôme sont répertoriés dans le tableau 1.6.

La représentation du spectre à la sortie du DST est donnée aux figures 1.15 et 1.16. La figure de gauche concerne une puissance du signal de pompe pour laquelle le comportement est faiblement non-linéaire, correspondant au point à 1 dB de compression du gain en puissance ($P_{\text{entrée}} = -13$ dBm). La comparaison mesure/calculs de la DSP de bruit amplifiée dans la bande 0 - 2,3 GHz est très correct. En revanche les niveaux de bruit ne sont pas symétriques de part et d'autre de la raie de puissance (fondamentale ou harmoniques). Ceci est sans doute dû aux effets mémoires qui ne sont pas modélisés par le calcul et qui apparaissent pourtant lors de la mesure [11]. La figure de droite est relative à une puissance qui comprime à au moins 3 dB le gain ($P_{\text{entrée}} = -8$ dBm est caractéristique d'un comportement fortement non-linéaire). Les dissymétries augmentent et l'écart entre le modèle et la mesure est assez important autour de 12 GHz (dû à l'ordre limité du polynôme). Les raies du signal de pompe et de ses harmoniques ne sont pas significatives sur toutes ces figures. En effet, sur des bandes de fréquences aussi larges, la résolution de l'analyseur n'est pas assez fine pour pouvoir mesurer avec précision des porteuses.

ii Résultats par bandes de fréquences

Les figures 1.17 à 1.20 illustrent les DSP de bruit dans les différentes bandes de fréquences décrites par la table 1.1. De cette manière, la comparaison entre modèle et mesures est plus précise que lors de la représentation spectrale large bande. Il est à signaler que le plancher de bruit de l'appareil de mesure est visible sur tous les graphiques qui suivent sauf sur le premier : il s'agit du plancher à environ -130 dBm/Hz pour les très faibles puissances d'entrée. Aux figures 1.18 à 1.20, certains points de mesure sont difficilement modélisables : il s'agit des

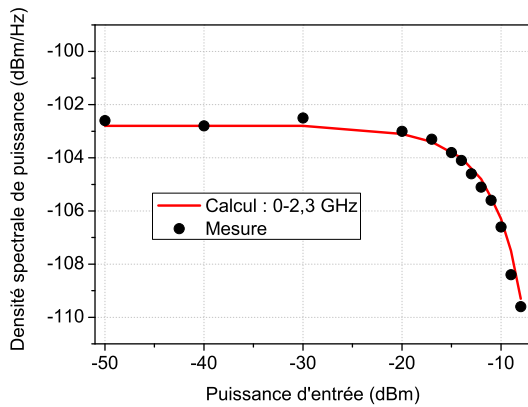


FIG. 1.17 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 0 - 2,3 GHz.

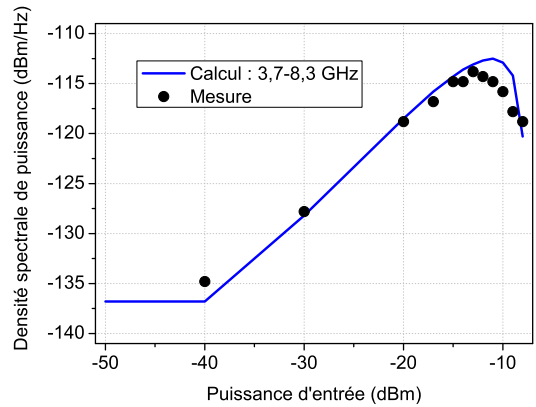


FIG. 1.18 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 3,7 - 8,3 GHz.

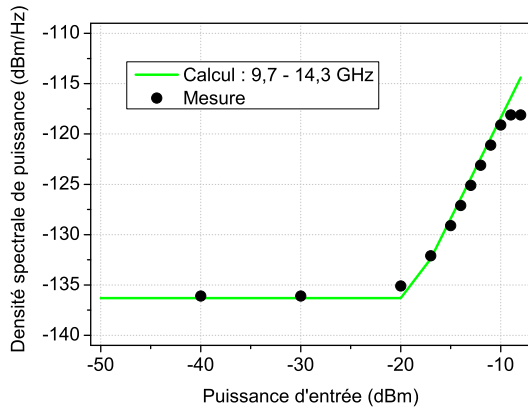


FIG. 1.19 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 9,7 - 14,3 GHz.

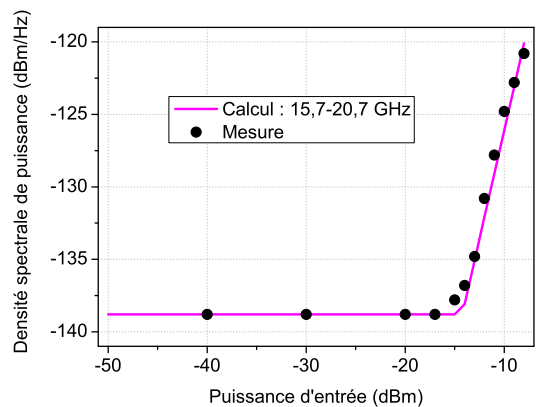


FIG. 1.20 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 15,7 - 20,7 GHz.

quelques points qui émergent du plancher de mesure. Cette incapacité du modèle est justifiée en expliquant que les puissances de ces niveaux de bruit sont très proches du plancher de l'appareil et restent donc difficilement discernables. Compte tenu des effets mémoires et des dissymétries qui se produisent pour les DSP mélangées autour des harmoniques, nous faisons également remarquer que les DSP de ce cas particulier sont toujours mesurées à droite des harmoniques. La figure 1.17 représente la DSP de bruit dans la bande passante qui s'apparente à celle du gain de l'amplificateur, nous pouvons voir de fortes similitudes entre mesures et calculs. La comparaison entre mesure et théorie est visible à la figure 1.18, et donne de bons résultats à -8 dBm de puissance d'entrée. Seuls les coefficients à indices pairs rentrent en compte dans le calcul de ces niveaux de puissance, et ce n'est qu'avec un très fort coefficient α_4 , que la courbe calculée suit la tendance des points de mesure. Concernant les deux dernières courbes aux figures 1.19 et 1.20, l'évolution des DSP de sortie ne sont calculables que d'après α_3 et α_4 , respectivement. La compression qui est visible à la figure 1.19 n'est donc pas représentable, toutefois la modélisation est satisfaisante.

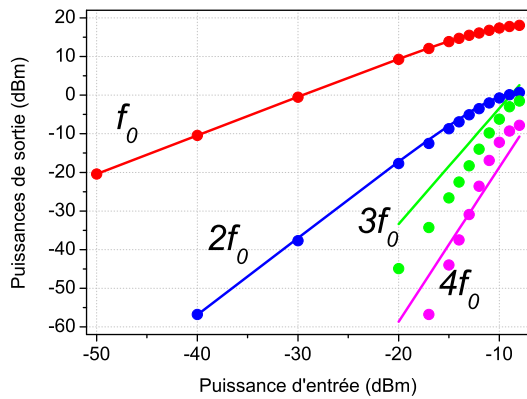


FIG. 1.21 – Caractéristiques AM-AM calculées et mesurées pour les quatre premières harmoniques et $f_0 = 6$ GHz.

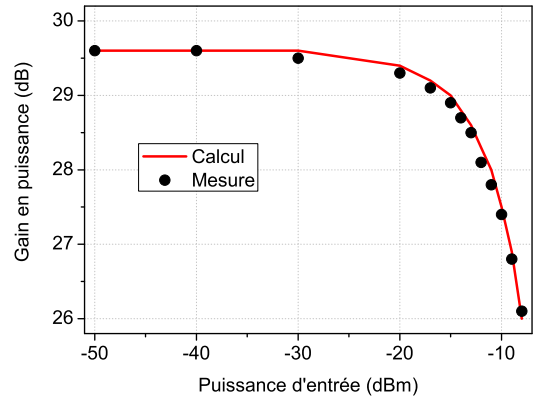


FIG. 1.22 – Gain en puissance du fondamental calculé et mesuré à $f_0 = 6$ GHz.

iii Caractéristiques AM-AM

Les dernières représentations (figures 1.21 et 1.22) illustrent le comportement en puissance de cet amplificateur. Lorsque les raies du fondamental et des harmoniques sont à caractériser, la bande de fréquence est fortement réduite autour de chaque porteuse, de manière à avoir la meilleure précision de mesure compte tenu de la résolution de l'analyseur de spectre. A partir du graphique 1.21, le très bon accord du modèle avec les points expérimentaux est visible pour le fondamental ainsi que pour l'harmonique deux : les écarts entre la mesure et les calculs sont inférieurs à 0,2 dB pour le premier cas et inférieur à 0,8 dB dans le second cas. La figure 1.22 représente le gain en puissance calculé et mesuré sur une dynamique plus faible pour une précision plus grande. En ce qui concerne le troisième et le quatrième harmonique, les modélisations sont un peu moins bonnes. Ici encore le modèle est contraint d'ajuster les mesures avec un seul coefficient.

1.3.2.2 Fréquence de pompe $f_0 = 3$ GHz

i Résultats large bande

Comparé au cas précédent, le signal de pompe se rapproche de la bande passante de bruit. Nous avons vu que dans ce cas de figure les recouvrements des DSP de bruit sont plus nombreux. Concrètement, ce cas représente la désensibilisation que l'émetteur réalise au niveau du récepteur de son propre système de télécommunication. En effet, comme les bandes Tx et Rx sont différentes mais très proches, il se peut qu'un signal de fort niveau émis dans la bande Tx se retrouve malheureusement couplé dans la bande Rx.

A la figure 1.23 lorsque le gain en puissance compresse de 1 dB, les DSP du bruit mélangé aux harmoniques du signal de pompe émergent du plancher de mesure. Compte tenu des coefficients donnés au tableau 1.7, le modèle arrive à ajuster de manière très satisfaisante les niveaux de ces différentes DSP. Entre 8,3 et 11 GHz, le niveau théorique de la DSP de bruit est rehaussé de

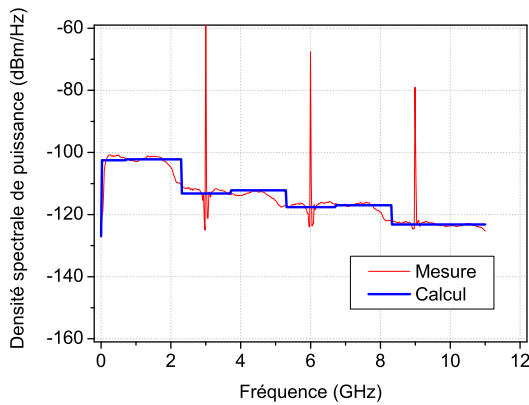


FIG. 1.23 – Spectre en sortie du DST lorsque $P_{\text{entrée}} = -11$ dBm (état faiblement non-linéaire : 1 dB de compression.)

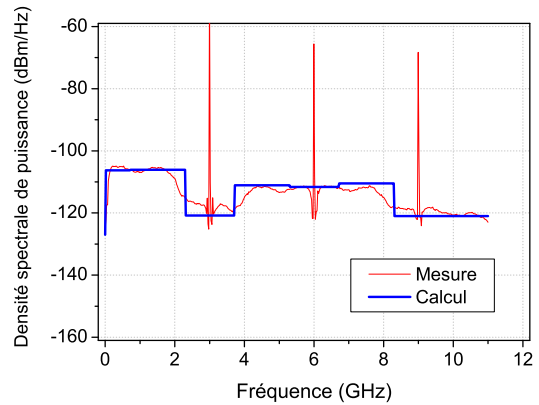


FIG. 1.24 – Spectre en sortie du DST lorsque $P_{\text{entrée}} = -8$ dBm (état fortement non-linéaire : 3 dB de compression.)

Coefficients	Valeurs
α_1	29
α_2	115
α_3	-850
α_4	-5000

TAB. 1.7 – Coefficients ajustant les DSP de bruit et les caractéristiques en amplitudes pour $f_0 = 3$ GHz, et un bruit type passe-bas.

la valeur de la puissance du plancher de bruit de l'appareil. Comme ces densités de puissances sont du même ordre de grandeur, il convient de ne pas négliger l'une par rapport à l'autre. La figure 1.24 illustre un fort comportement non-linéaire. Dans cette configuration, le modèle arrive tout de même à suivre très correctement le comportement en puissance des niveaux de bruit. Entre 8,3 et 11 GHz, le coefficient α_4 modélise correctement le mélange du bruit et de l'harmonique deux car cette DSP ne compresse pas encore.

ii Résultats par bandes de fréquences

Les puissances de bruit sont représentées d'après les bandes de fréquences décrites auparavant dans le tableau 1.2, en fonction de la puissance d'entrée. La comparaison mesures/calcul pour le bruit amplifié dans la bande passante à la figure 1.25 donne toujours d'aussi bons résultats. Aux figures 1.26 à 1.30, les DSP de bruit en sortie sont correctement décrites et les compressions même très fortes restent modélisables.

iii Caractéristiques AM-AM

Les dernières figures 1.31 et 1.32 illustrent le comportement en puissance du dispositif et exhibent toujours d'aussi bonnes caractéristiques pour les deux premiers harmoniques. Le modèle est donc capable de rendre compte de la compression pour ces deux ordres tout en

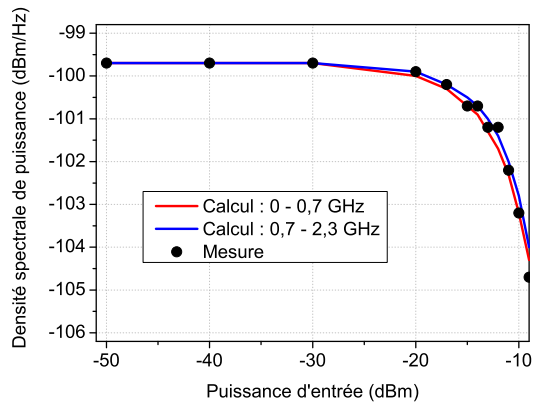


FIG. 1.25 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 0 - 2,3 GHz.

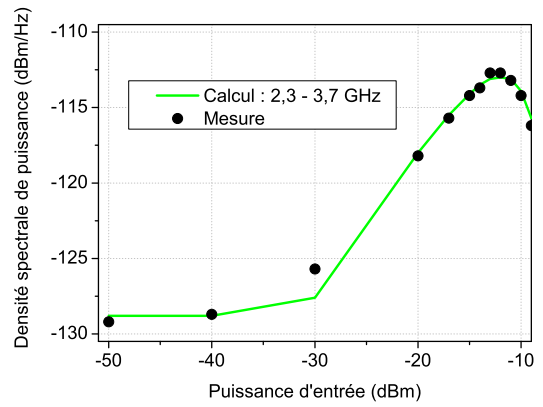


FIG. 1.26 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 2,3 - 3,7 GHz.

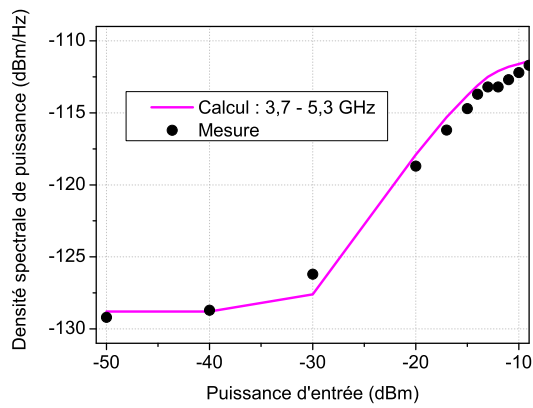


FIG. 1.27 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 3,7 - 5,3 GHz.

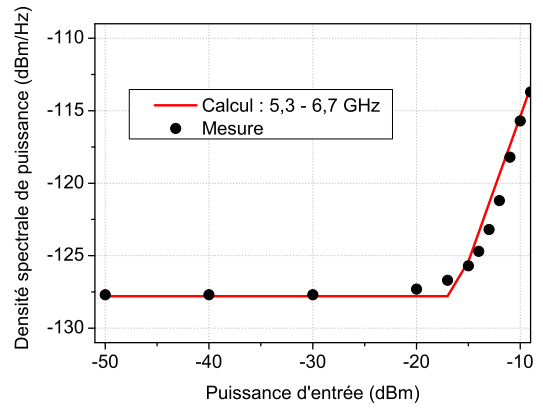


FIG. 1.28 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 5,3 - 6,7 GHz.

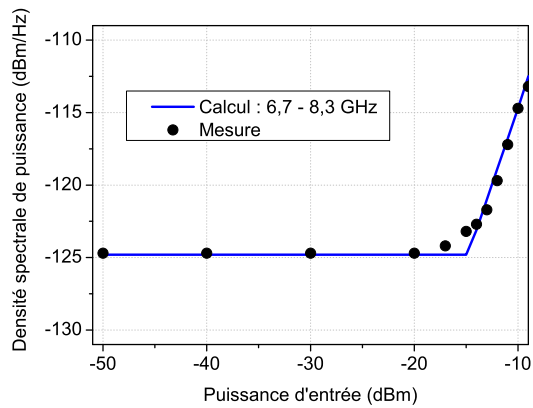


FIG. 1.29 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 6,7 - 8,3 GHz.

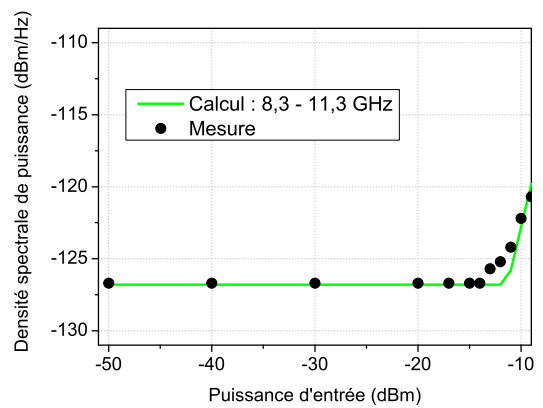


FIG. 1.30 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 8,3 - 11,3 GHz.

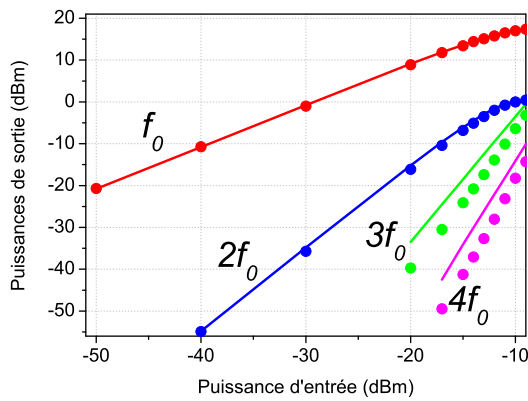


FIG. 1.31 – Caractéristiques AM-AM calculées et mesurées pour les quatre premières harmoniques et $f_0 = 3$ GHz.

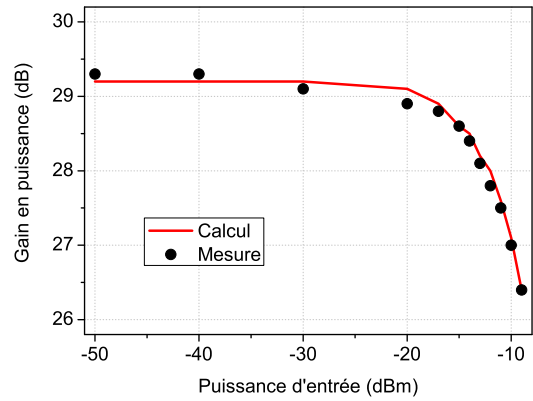


FIG. 1.32 – Gain en puissance du fondamental calculé et mesuré à $f_0 = 3$ GHz.

Coefficients	Valeurs
α_1	31,5
α_2	145
α_3	-900
α_4	-7000

TAB. 1.8 – Coefficients ajustant les DSP de bruit et les caractéristiques en amplitudes pour $f_0 = 2$ GHz, et un bruit type passe-bas.

donnant une tendance pour les puissances générées aux deux ordres supérieurs.

1.3.2.3 Fréquence de pompe $f_0 = 2$ GHz

i Résultats large bande

Il s'agit dans ce cas particulier de décrire la désensibilisation du récepteur à l'intérieur de sa bande passante, ce qui est le cas le plus défavorable. Les recouvrements sont ici très nombreux, et le signal bloquant vient d'un émetteur adjacent. En effet, les bandes de fréquences Tx et Rx peuvent être proches, mais sont rarement les mêmes.

Le tableau 1.8 récapitule les coefficients permettant de modéliser le comportement en bruit et en amplitude de l'amplificateur pour une fréquence de pompe de 2 GHz, comprise dans la bande passante de bruit. Pour un régime faiblement non-linéaire, à la figure 1.33, le modèle retranscrit très bien les DSP de bruit en sortie du DST qui ont alors l'allure de marches d'escalier lorsqu'elles sont idéalisées. Pour une puissance d'entrée de -9 dBm, à la figure 1.34, le modèle a toujours de très bons résultats. En revanche la modélisation est délicate pour les DSP après 6 GHz, la raison est l'ordre trop faible de la fonction polynomiale.

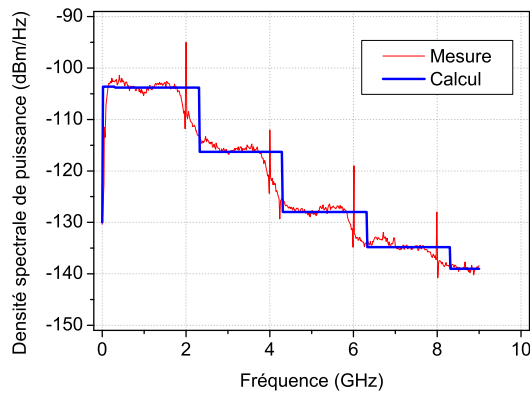


FIG. 1.33 – Spectre en sortie du DST lorsque $P_{\text{entrée}} = -15$ dBm (état faiblement non-linéaire : 1 dB de compression.)

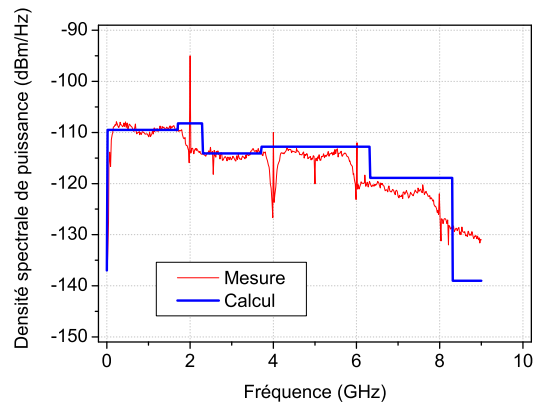


FIG. 1.34 – Spectre en sortie du DST lorsque $P_{\text{entrée}} = -9$ dBm (état fortement non-linéaire : 3 dB de compression.)

ii Résultats par bandes de fréquences

Les figures 1.35 à 1.39 rassemblent les comparaisons mesures/modèle qui se déclinent à toutes les bandes de fréquences présentées au tableau 1.3. Nous avons regroupé les trois premières bandes de fréquence de ce tableau sur le graphique 1.35 (de 0 à 2,3 GHz). Ceci est dû au fait qu'il est très difficile, compte tenu des incertitudes de mesure et des faibles écarts mis en jeu, de discerner expérimentalement ces trois bandes de fréquences. Les deux graphiques suivants (figures 1.36 et 1.37) représentent les DSP issues du mélange du bruit avec le fondamental mais aussi des recouvrements amenés par les mélanges du bruit avec les harmoniques deux et trois. Ces niveaux de bruit sont alors dépendants des quatre coefficients et notamment de α_4 . C'est alors la forte valeur de ce dernier coefficient ainsi que sa forte pondération dans les équations du modèle qui font que celui-ci n'arrive plus à ajuster correctement les mesures lorsque la puissance d'entrée est trop importante (voir le dernier point de mesure). Les résultats de modélisation sont tout de même très corrects, et, sur les dernières courbes (figures 1.38 et 1.39), le modèle n'est toujours pas capable de décrire les derniers points de mesure compte tenu du manque de coefficients.

iii Caractéristiques AM-AM

Nous nous intéressons finalement au comportement en puissance du dispositif. Dans ce cas, comme le montrent les figures 1.40 et 1.41, la modélisation est très correcte, puisque les écarts entre mesures et calculs n'excèdent pas 0,1 dB pour le fondamental et 0,2 dB pour l'harmonique deux (figure 1.40). Les harmoniques trois et quatre ont toujours autant de difficulté à être représentés et le gain en puissance est donné à la figure 1.41.

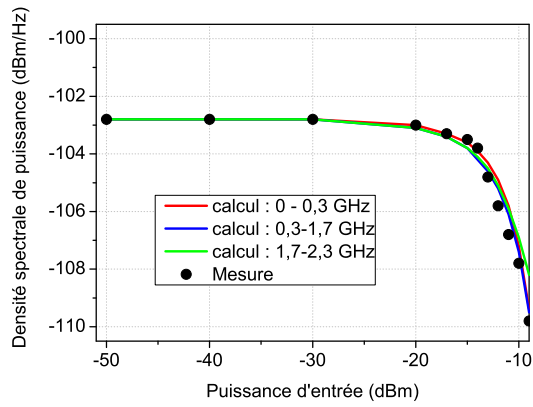


FIG. 1.35 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 0 - 2,3 GHz.

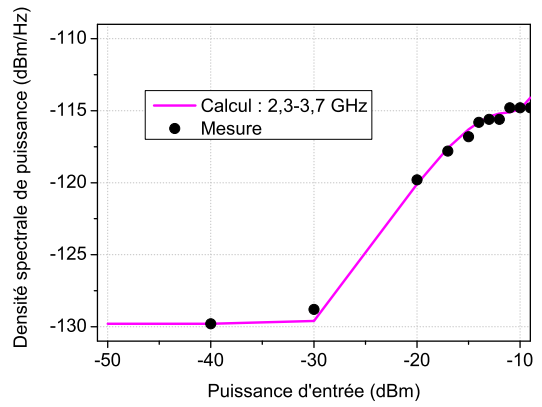


FIG. 1.36 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 2,3 - 3,7 GHz.

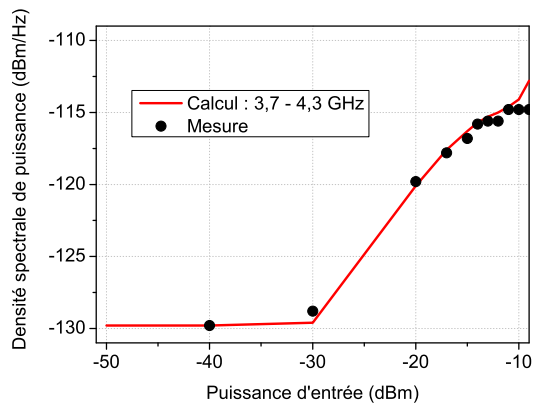


FIG. 1.37 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 3,7 - 4,3 GHz.

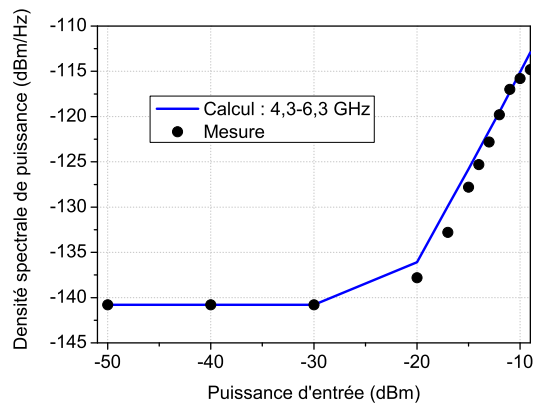


FIG. 1.38 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 4,3 - 6,3 GHz.

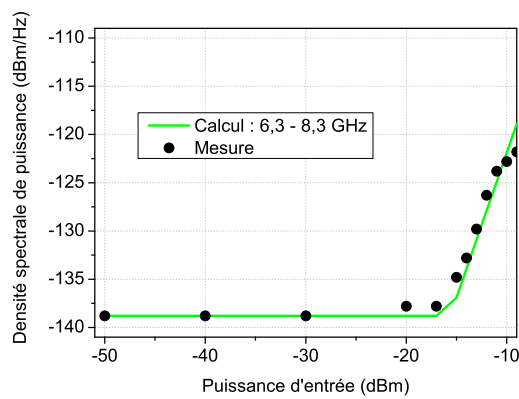


FIG. 1.39 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 6,3 - 8,3 GHz.

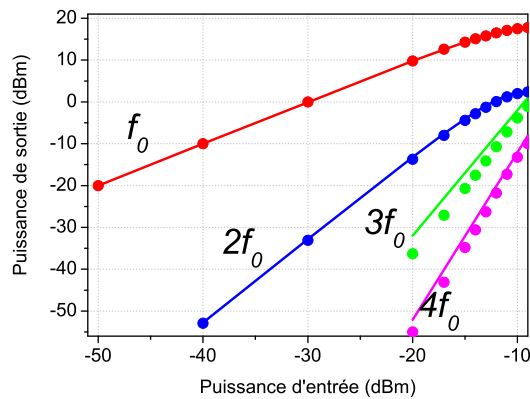


FIG. 1.40 – Caractéristiques AM-AM calculées et mesurées pour les quatre premières harmoniques et $f_0 = 2$ GHz.

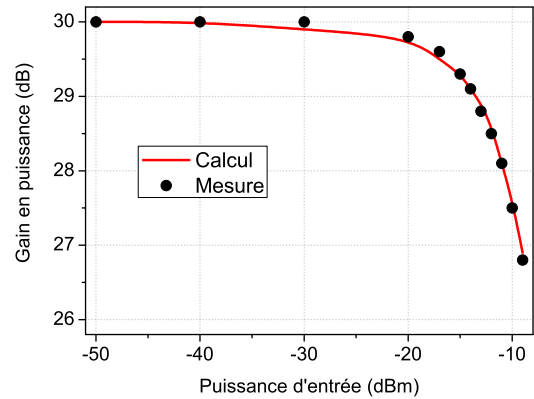


FIG. 1.41 – Gain en puissance du fondamental calculé et mesuré à $f_0 = 2$ GHz.

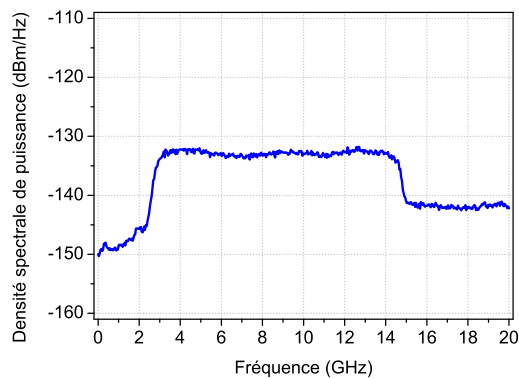


FIG. 1.42 – Bruit de type passe bande, injecté à l'entrée du DST.

1.3.3 Bruit type passe-bande

Le dispositif sous test est le même que précédemment, et le bruit injecté à son entrée représenté par la figure 1.42 est de forme passe-bande. Le fonctionnement non-linéaire de l'amplificateur est assuré par un signal de pompe à la fréquence de 5 GHz. Il est intéressant de noter que le signal de pompe est à l'intérieur de la bande équivalente de bruit, comme pour une pompe à 2 GHz dans le cas du bruit filtré passe-bas. Les recouvrements sont ainsi beaucoup plus importants pour cette configuration. Les coefficients du polynôme ajustant les mesures de niveaux de bruit et de puissances d'harmoniques sont donnés dans le tableau 1.9.

Ce cas particulier rejoint le cas précédent, où le bruit filtré de type passe-bas était mélangé à un signal de pompe proche de la bande passante de bruit. Nous décrivons donc le cas d'un signal bloquant issu de l'émetteur et désensibilisant le récepteur de son propre système de télécommunication, ou bien la désensibilisation effectuée par un émetteur adjacent.

Coefficient	Valeur
α_1	30
α_2	215
α_3	-1400
α_4	-15000

TAB. 1.9 – Coefficients ajustant les DSP de bruit et les caractéristiques en amplitudes pour $f_0 = 5$ GHz, et un bruit type passe-bande.

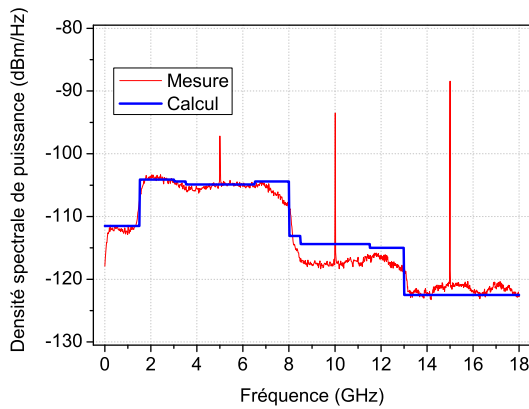


FIG. 1.43 – Spectre en sortie du DST lorsque $P_{\text{entrée}} = -15$ dBm (état faiblement non-linéaire : 1 dB de compression.)

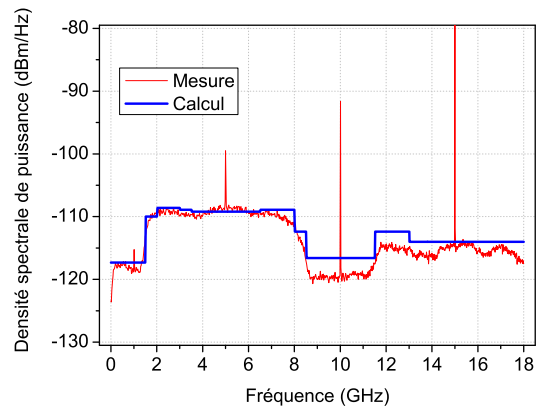


FIG. 1.44 – Spectre en sortie du DST lorsque $P_{\text{entrée}} = -11$ dBm (état fortement non-linéaire : 3 dB de compression.)

1.3.3.1 Résultats large bande

Pour ce qui est de l'état faiblement non-linéaire (puissance d'entrée de -15 dBm) représenté à la figure 1.43, la modélisation est correcte en dehors des DSP dans la bande 8 - 13,5 GHz. Pour une puissance d'entrée de -11 dBm à la figure 1.44, le modèle tend à surestimer encore plus les DSP de bruit entre 8 et 13,5 GHz même si les coefficients du modèle sont importants. La même remarque est réalisable aux fréquences plus importantes compte tenu du manque de coefficients.

1.3.3.2 Résultats par bandes de fréquences

Afin d'expliquer ces écarts entre mesures et simulation, nous analysons le comportement du modèle par bandes de fréquences aux figures 1.45 à 1.50. Les premières courbes donnent d'excellents résultats (figures 1.45 et 1.46) : que ce soit avant la bande de bruit où les variations sont complexes ou bien dans la bande de bruit elle-même. Il n'y a pas de problèmes de recouvrements, et les niveaux de bruit générés par le modèle sont en parfait accord avec les résultats mesurés. Les deux graphiques qui suivent (figures 1.47 et 1.48), représentant les niveaux de bruit entre 8 et 13 GHz sont plus problématiques. En effet le modèle est incapable de rendre compte des valeurs expérimentales et ce malgré des coefficients α_3 et α_4 très forts. Nous pouvons toutefois remarquer que la capacité du modèle à rendre compte très correctement de

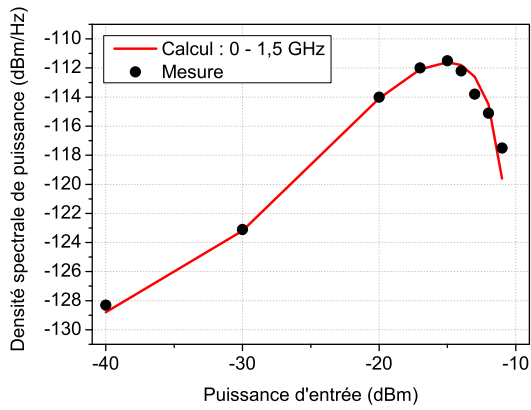


FIG. 1.45 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 0 - 1,5 GHz.

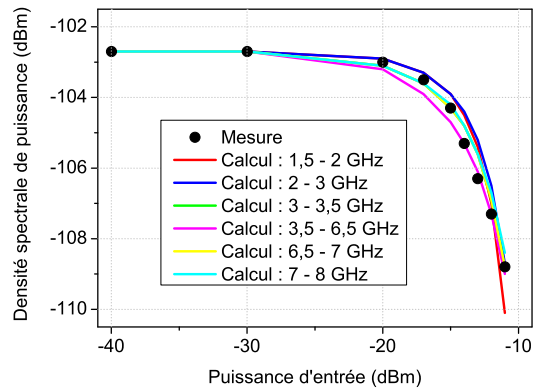


FIG. 1.46 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 1,5 - 8 GHz.

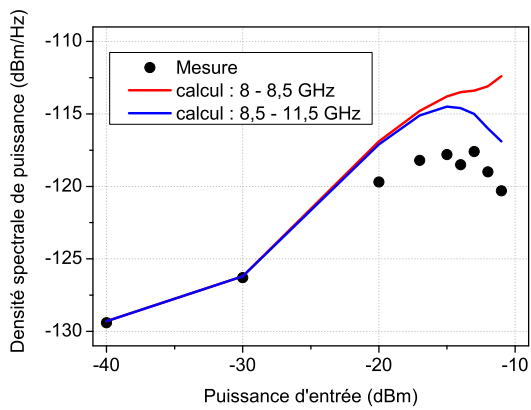


FIG. 1.47 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 8 - 11,5 GHz.

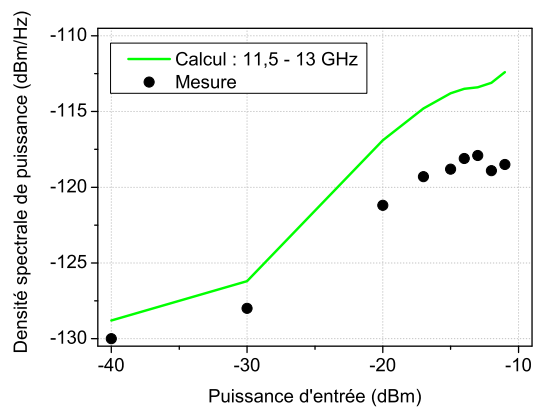


FIG. 1.48 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 11,5 - 13 GHz.

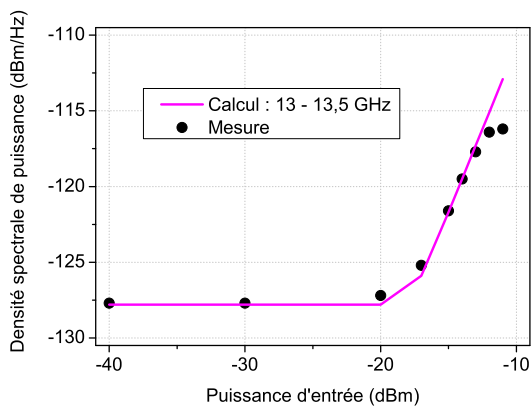


FIG. 1.49 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 13 - 13,5 GHz.

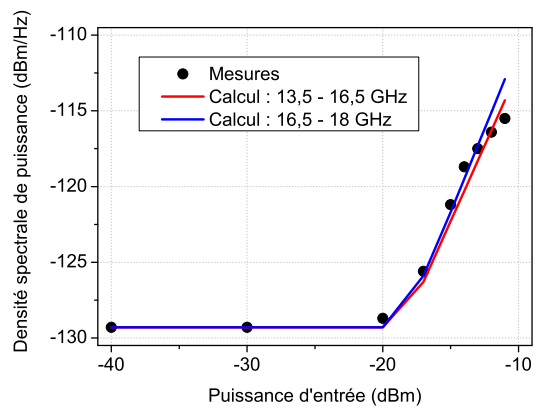


FIG. 1.50 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 13,5 - 18 GHz.

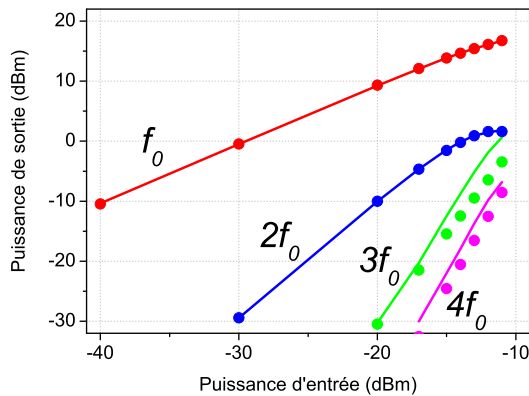


FIG. 1.51 – Caractéristiques AM-AM calculées et mesurées pour les quatre premières harmoniques et $f_0 = 5$ GHz.

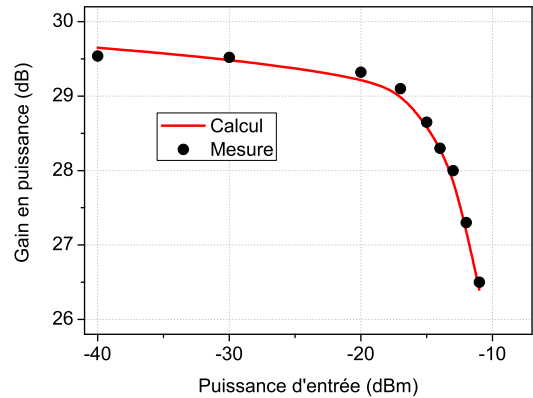


FIG. 1.52 – Gain en puissance du fondamental calculé et mesuré à $f_0 = 5$ GHz.

la compression des DSP du bruit amplifié par le DST est plus importante comparée aux écarts qui sont visibles hors bande de bruit amplifié. Il semble néanmoins que pour ces bandes de fréquences, la limite de validité du modèle soit atteinte. La simplicité du modèle polynomial ne suffit plus à calculer les particularités non-linéaires de l'amplificateur considéré. En ce qui concerne les figures 1.49 et 1.50, les résultats sont très corrects en considérant que les courbes sont ajustées avec un seul coefficient.

1.3.3.3 Caractéristiques AM-AM

Les deux dernières courbes sont dédiées à l'illustration du comportement AM-AM de l'amplificateur pour une fréquence de pompe de 5 GHz (figures 1.51 et 1.52). Il est alors clairement visible que pour ce jeu de coefficients, la modélisation des puissances du signal et de ses harmoniques est réussie, comme en atteste la figure 1.51. Ainsi, pour une précision habituelle, le gain du fondamental (figure 1.52) et l'harmonique deux sont parfaitement représentés.

1.3.4 Bruit sans signal de pompe

1.3.4.1 Préambule

Pour calculer la puissance de bruit injectée à l'entrée du DST, la densité de puissance en dBm/Hz est multipliée par la bande équivalente du bruit de type passe-bande (6,5 GHz). Le balayage en puissance obtenu grâce au jeu d'atténuateurs (représenté figure 1.13) est visible sur la figure 1.53. Le plancher de bruit au delà de 8 GHz ne varie pas, indiquant que les amplificateurs placés après la source de bruit fonctionnent en petit signal. Cette source de bruit étant placée à l'entrée de l'amplificateur sous test, la DSP du bruit à la sortie de l'amplificateur est visualisable à la figure 1.54. Nous assistons alors clairement à l'étalement du spectre en bruit, quand la puissance de bruit d'entrée augmente. Alors que le gain en puissance compresse, le niveau de bruit dans la bande passante stagne et n'augmente plus. Cette mesure est à l'image

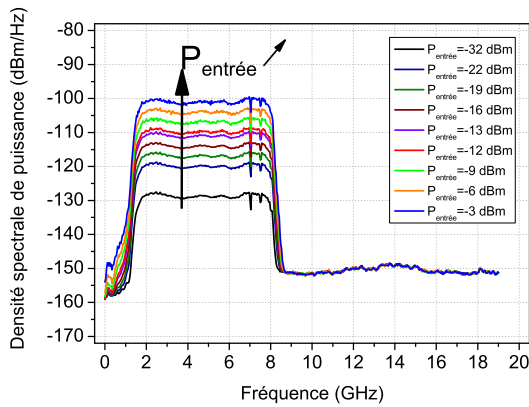


FIG. 1.53 – Bruit amplifié, filtré, injecté à l’entrée du DST.

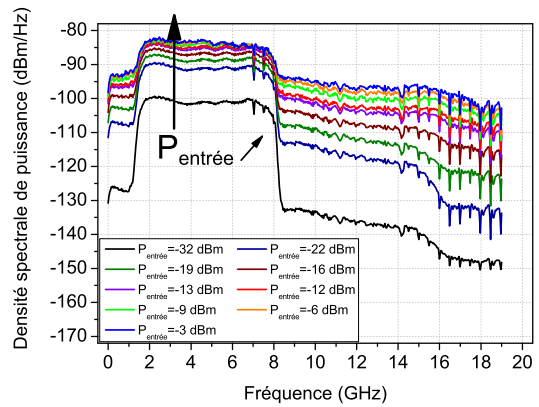


FIG. 1.54 – Bruit à la sortie du DST.

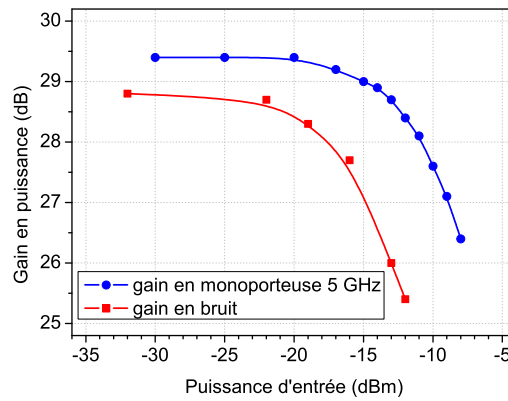


FIG. 1.55 – Comparaison du gain en bruit et du gain mono porteuse à 5 GHz.

des vases communicants : lorsque la puissance de bruit compresse dans la bande passante, les niveaux de bruit autour de cette bande augmentent.

La figure 1.55 représente les variations du gain en puissance de cet amplificateur en fonction de la puissance d’entrée. Le gain obtenu à partir des mesures de bruit est comparé à celui mesuré en mono porteuse à 5 GHz. Le gain obtenu à partir des mesures de bruit est légèrement plus faible à faible niveau et il compresse plus vite en puissance. Par exemple, en mono porteuse, le gain maximal est de 29,5 dB avec une puissance d’entrée au décibel de compression de -12 dBm. A partir des mesures de bruit, le gain maximal est de 29 dB et la compression d’un décibel est obtenue pour -16 dBm à l’entrée. C’est un fonctionnement normal car le bruit peut être considéré comme une infinité de porteuses sur une certaine bande passante. Ainsi le dispositif est plus contraint lorsqu’il amplifie plusieurs porteuses, comparé à son fonctionnement avec une seule. En revanche le gain qu’il soit mesuré en mono porteuse ou bien à partir du bruit blanc devrait être le même en régime linéaire. Comme nous pouvons le voir aux figures 1.12 et 1.13, le signal issu du synthétiseur de fréquence et le bruit issu de la source n’empruntent pas les mêmes voies. De ce point de vue, le coefficient de réflexion qui est présenté au DST varie, et la

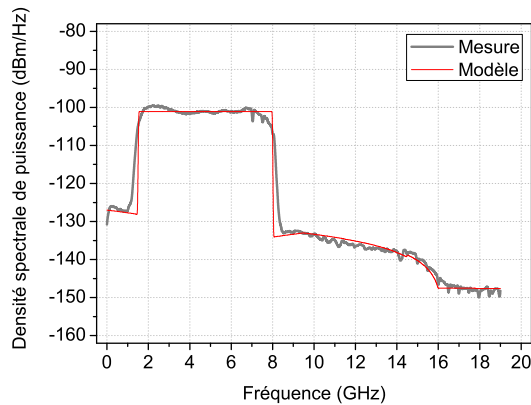


FIG. 1.56 – Comparaison DSP mesure/modèle à la sortie du DST en régime linéaire.

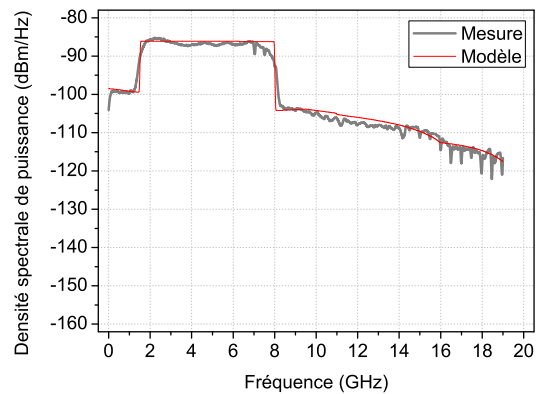


FIG. 1.57 – Comparaison DSP mesure/modèle à la sortie du DST au décibel de compression.

puissance transmise avec lui. L'écart de 0,5 dB entre ces deux gains peuvent donc s'expliquer de par ce phénomène.

1.3.4.2 Résultats large bande

Les comparaisons entre les mesures large bandes effectuées plus haut, et les calculs du modèle sont présentées aux figures 1.56, 1.57 et 1.58. Le premier graphique est relatif à des conditions de fonctionnement linéaire, la puissance d'entrée est de -32 dBm. Le bruit mélangé qui s'extrait hors du plancher de mesure entre 8 et 16 GHz est visible et le modèle rend fidèlement compte de ce phénomène. Pour une compression du gain en bruit de 1 dB (puissance d'entrée de -18 dBm), les niveaux de bruit à l'extérieur de la bande passante (en dehors de 1,5 - 8 GHz) augmentent fortement. Le modèle est aussi capable de modéliser la hausse de bruit dans ces conditions. Finalement, pour 3 dB de compression (puissance de -12 dBm à l'entrée), nous pouvons voir que les résultats du modèle ne sont plus valables pour une fréquence supérieure à 10 GHz.

L'ACPR décrit le niveau de puissance entre le canal adjacent et le canal principal. Dans un premier temps, la DSP dans le canal principal augmente compte tenu du gain que l'amplificateur apporte. Lorsque la puissance d'entrée augmente trop, le gain compresse et la DSP du canal principal n'augmente que très légèrement. Dans un second temps, les effets non-linéaires font apparaître des lobes secondaires qui se positionnent autour du canal principal, dans le canal adjacent. Ces effets sont de plus en plus importants lorsque la puissance d'entrée croît. La figure 1.59 représente l'évolution de l'ACPR en fonction de la puissance d'entrée, et compte tenu de ces deux phénomènes, la variation décroissante de l'ACPR est vérifiée. Une modélisation polynomiale à l'ordre 3 de ce phénomène a déjà été présentée par le passé dans [6]. La modélisation que nous proposons s'appuie sur une fonction polynomiale à l'ordre 4. la comparaison de ces deux modèles sur la figure 1.59 permet de dire que plus l'ordre du modèle est grand, plus le modèle sera capable de modéliser l'ACPR pour de plus fortes puissances d'entrée.

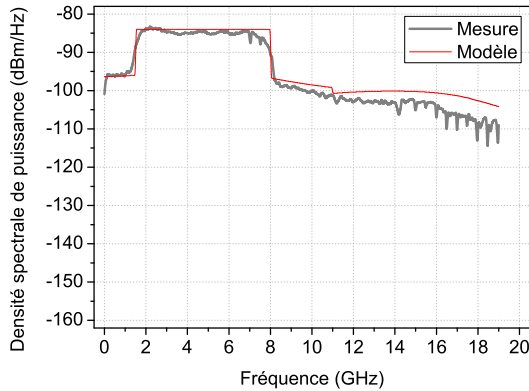


FIG. 1.58 – Comparaison DSP mesure/modèle à la sortie du DST à 3 dB de compression.

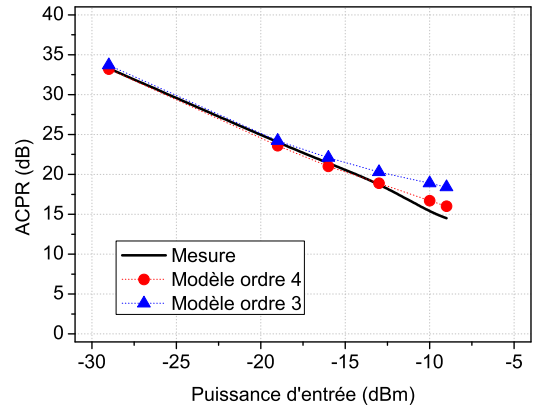


FIG. 1.59 – Comparaison de l'ACPR mesure/modèle pour deux ordres.

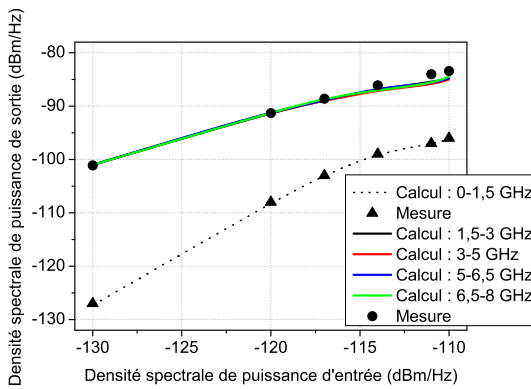


FIG. 1.60 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 0 - 8 GHz.

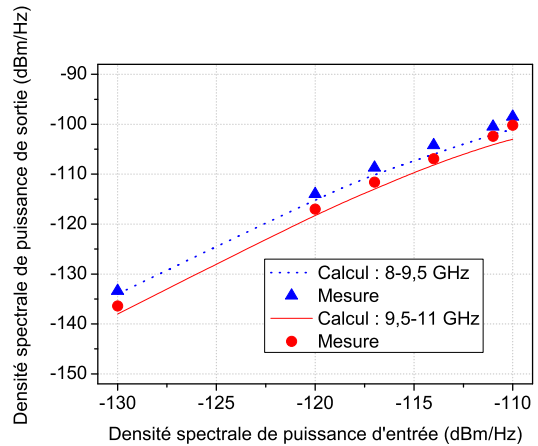


FIG. 1.61 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 8 - 11 GHz.

1.3.4.3 Résultats par bandes de fréquences

A partir de la figure 1.60, de fortes similitudes entre mesures et modèle sont visibles pour les fréquences allant de 0 à 8 GHz. La compression de la DSP de bruit en sortie entre 0 et 1,5 GHz est très bien représentée. Par contre pour la bande 1,5 - 8 GHz la saturation à haute puissance d'entrée présente un écart de l'ordre de 2 dB. Cet écart se justifie par le fait que les coefficients α_3 et α_4 sont très importants de manière à ajuster les bandes de fréquences supérieures, et créent certaines incertitudes dans ces bandes de fréquences plus basses. Aux figures 1.61 et 1.62 la modélisation est correct jusqu'aux hautes puissances où les écarts avoisinent 4 dB. Enfin, même constat à la figure 1.63 où les écarts atteignent 5 dB en régime fortement non-linéaire.

Jusqu'au décibel de compression, la modélisation est satisfaisante et retranscrit correctement les mélanges du bruit avec lui-même. En revanche à forte puissance, la complexité des phénomènes observés est trop importante pour que le modèle arrive à ajuster correctement les DSP de sortie.

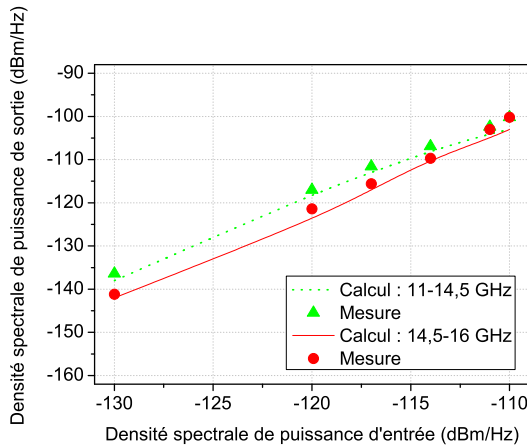


FIG. 1.62 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 11 - 16 GHz.

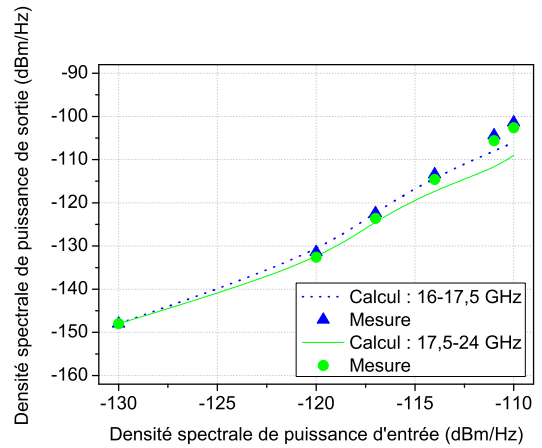


FIG. 1.63 – Comparaison calcul/mesure pour la bande 16 - 24 GHz.

1.4 Étude du bruit propre des amplificateurs

Le modèle présenté dans les pages précédentes ne tient pas compte du bruit propre ajouté par l'amplificateur sous test. Par contre, il est utilisé dans ce paragraphe pour séparer celui-ci du bruit injecté à l'entrée du dispositif dans le système expérimental [24]. Nous avons pu vérifier à travers de nombreux exemples la validité du modèle comportemental dans la bande passante du filtre utilisé après la source de bruit. Cette dernière était « allumée » pour générer la plus grande puissance de bruit possible afin de négliger le bruit propre de l'amplificateur sous test. Le principe de mesure du facteur de bruit par la méthode du facteur Y qui sera détaillé au prochain chapitre nécessite de mesurer également la puissance de bruit quand la source est « éteinte ». Dans ce cas, le bruit propre de l'amplificateur n'est plus négligeable devant le niveau de bruit injecté à son entrée.

Les mesures sont effectuées à une fréquence fixe située dans la bande de bruit (cas où le filtrage est de type passe-bas avec $B = 2,3$ GHz) et pour un signal de pompe de fréquence $f_0 = 3,4$ GHz. Le modèle théorique utilisé correspond à la deuxième ligne du tableau 1.2 (avec α_4 nul). La densité spectrale de puissance de bruit en BLU à la sortie de l'amplificateur se réduit ainsi à l'expression suivante :

$$\begin{aligned} S_{yb}(f) &= [\alpha_1^2 + (6\alpha_1\alpha_3 + 2\alpha_2^2)\sigma_s^2 + 9\alpha_3^2\sigma_s^4]N \\ &= H_b N \end{aligned} \quad (1.19)$$

N correspond au bruit de la source qui peut prendre deux valeurs suivant l'état de celle-ci (allumée ou éteinte) $N_c = kT_c$ et $N_h = kT_h$. Le bruit propre de l'amplificateur N_a à sa sortie se rajoute à l'équation 1.19 :

$$S_{yb}(f) = H_b N + N_a \quad (1.20)$$

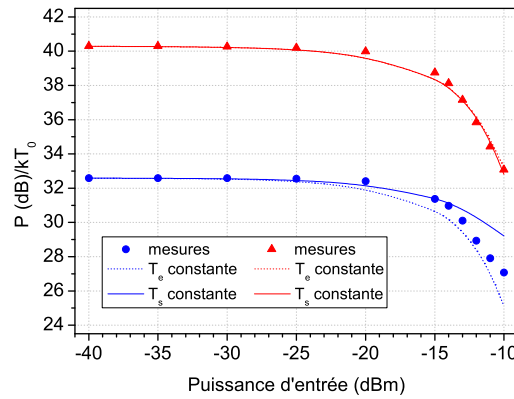


FIG. 1.64 – DSP en sortie de l’amplificateur #1 à 2 GHz. Symbole : mesure. Trait : calcul théorique.

Il existe alors plusieurs solutions pour modéliser le bruit propre de l’amplificateur. On peut considérer, comme certains auteurs [26, 27] que N_a est indépendant de l’amplitude du signal de pompe. N_a s’écrit alors :

$$N_a = kT_{out} \quad (1.21)$$

où T_{out} représente la température de bruit à la sortie de l’amplificateur. Nous considérons dans ce cas que la source de bruit est principalement localisée en sortie et qu’elle ne traverse donc pas le dispositif non-linéaire. L’autre hypothèse consiste à localiser le bruit à l’entrée de l’amplificateur. La DSP de bruit à l’entrée peut alors s’exprimer par kT_{in} . Dans ce cas, le bruit s’ajoute au bruit injecté à l’entrée de l’amplificateur et traverse le dispositif non-linéaire. Le bruit propre en sortie est donc égal à

$$N_a = H_b kT_{in} \quad (1.22)$$

Les cas où T_{in} et T_{out} sont indépendants de l’amplitude du signal correspondent à des cas limites et sont assez loin de la réalité car les sources de bruit sont généralement distribuées à travers les différents composants actifs de l’entrée à la sortie de l’amplificateur. La figure 1.64 représente les variations de la DSP de bruit à la sortie de l’amplificateur #1 normalisée par rapport à kT_0 ($T_0 = 290$ K) en fonction de la puissance du signal de pompe injecté en entrée. Deux jeux de coefficients α_i ont été extraits pour chacun des cas limites (T_{in} et T_{out}) de manière à ajuster au mieux la DSP en sortie quand la source de bruit est éteinte. Nous pouvons constater que les cas limites encadrent les points expérimentaux et qu’il faudrait considérer le fait que T_{in} augmente avec l’amplitude du signal de pompe ou bien que T_{out} diminue. Les résultats expérimentaux obtenues vont ainsi à l’encontre des nouvelles définitions de facteur de bruit ou de facteur de bruit et de distortion proposés par certains auteurs [26, 27].

Nous avons également montré que l’analyse ci-dessus n’est pas générale (jusqu’à un certain niveau du signal de pompe) et que le comportement peut varier d’un amplificateur à un autre suivant ses caractéristiques [24].

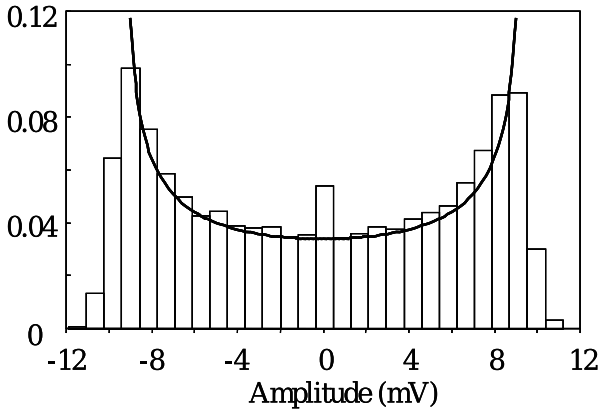


FIG. 1.65 – FDP du signal sinusoïdal seul. Ligne : calcul théorique.

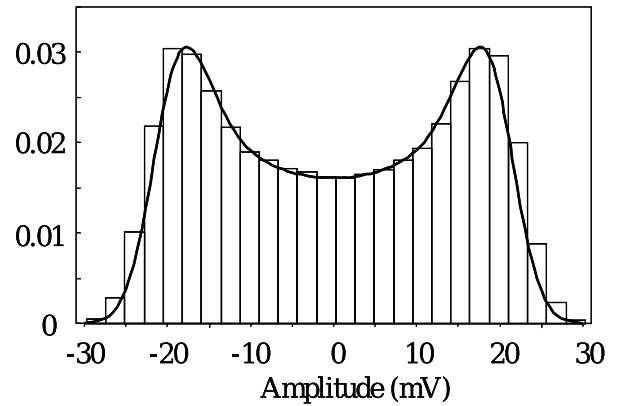


FIG. 1.66 – FDP du signal sinusoïdal et du bruit Gaussien. Ligne : calcul théorique.

1.5 Propriétés statistiques du bruit en régime non-linéaire

Les propriétés statistiques du bruit en régime non-linéaire sont étudiées en remplaçant l'analyseur de spectre de la figure 1.12 par un oscilloscope numérique. Afin de vérifier le bon comportement de la manipulation, nous nous intéressons dans un premier temps à des signaux simples (sinusoïde et sinusoïde plus bruit). 800 000 points sont utilisés pour effectuer l'analyse statistique et calculer les fonctions de densité de probabilité (FDP) associées aux différents signaux. Les résultats sont alors présentés sous forme d'histogrammes aux figures 1.65 et 1.66. Nous pouvons ensuite les comparer aux valeurs théoriques qui sont calculées comme suit. Pour un signal sinusoïdal, et d'après [28] la FDP s'écrit :

$$f_s(x) = \frac{1}{\pi V} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{x}{V}\right)^2}} \quad (1.23)$$

La tension maximale (V) a une valeur d'environ 10 mV et la valeur de la FDP à l'origine est bien $1/\pi V$: les deux courbes sont donc bien en concordance. Lorsque l'amplitude dépasse 8 mV, le tracé théorique et la mesure ne correspondent plus. Un tel écart peut s'expliquer par le fait que lors de la mesure, le signal sinusoïdal n'est jamais isolé du bruit généré par l'instrumentation. Que l'amplitude du signal soit faible ou grande, il y aura toujours un bruit d'origine essentiellement thermique qui ne sera pas pris en compte de manière théorique. Le tracé symbolisant le calcul de la figure 1.66 provient de la convolution entre les FDP d'un signal sinusoïdal et d'un bruit Gaussien [29]. L'amplitude du signal est de 20 mV et l'écart type du bruit vaut 3 mV. Ici encore, les courbes sont en accord.

Le comportement du bruit à la sortie de l'amplificateur est étudié dans un second temps. Il s'agit de calculer la FDP du bruit amplifié lorsque le signal de pompe est inactif et lorsqu'il compresse de 3 dB le gain en puissance de l'amplificateur. Les résultats sont comparés à l'expression théorique de la FDP d'un bruit Gaussien et présentés dans les figures 1.67 et 1.68.

Pour ce qui est des conditions linéaires, le bruit reste Gaussien. Ceci est vérifié en calculant

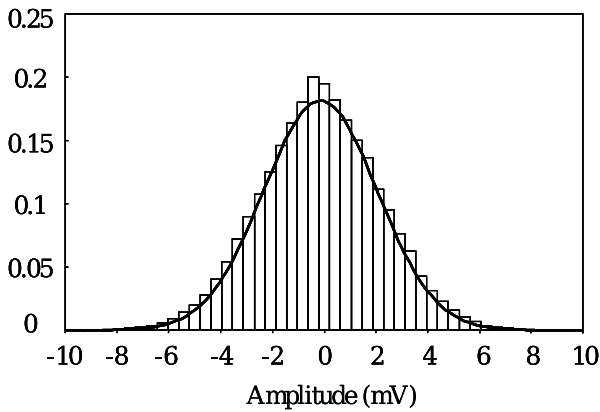


FIG. 1.67 – FDP du bruit de sortie (linéaire).
Ligne : calcul théorique.

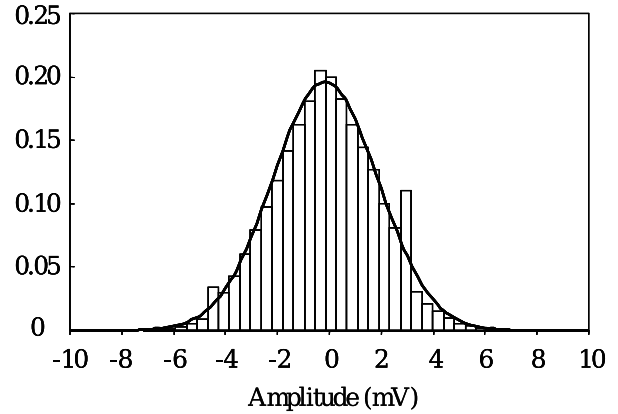


FIG. 1.68 – FDP du bruit de sortie (non-linéaire).
Ligne : calcul théorique.

les moments d'ordre supérieurs (troisième et quatrième). Sous un régime de fonctionnement non-linéaire, un écart de 7 % est obtenu lorsque le moment d'ordre quatre est calculé. Nous faisons remarquer que dans cette manipulation, l'importance de la réjection du signal de pompe est capitale. En effet, pour des puissances de signal non négligeables, la FDP en sortie de l'amplificateur peut ressembler à celle de la figure 1.66. Pour conclure, le bruit Gaussien amplifié par un dispositif fonctionnant en régime non-linéaire reste Gaussien, pour peu que le signal de pompe soit filtré avec une réjection la plus importante possible.

1.6 Conclusion

Nous avons proposé dans ce chapitre un modèle comportemental permettant de prendre en compte l'interaction d'un signal sinusoïdal avec du bruit blanc dans des amplificateurs micro-ondes fonctionnant en régime non-linéaire. Plusieurs cas de figure ont été étudiés de manière à tester les capacités du modèle. Tous les calculs théoriques ont été comparés systématiquement à des mesures et un regard critique a été porté sur les comparaisons effectuées.

Dans le cas du bruit Gaussien de type passe-bas, le modèle remplit entièrement son rôle, dans les limites de précision de ce genre de modèle. Pour les trois fréquences de pompe qui ont été sélectionnées (6, 3 et 2 GHz) les calculs par bande de fréquences donnent les résultats escomptés, et ceci pour des recouvrements qui ne sont pas les mêmes. Le degré du polynôme limite la précision du modèle puisqu'il ne permet pas de gérer les compressions des mélanges bruit/signal à forte puissance d'entrée. Il faudrait alors augmenter sa valeur pour pouvoir gérer plus d'effets non-linéaires. La complexité du modèle serait alors grandement augmentée, et ne permettrait pas d'expliquer plus de choses.

Dans le cas du bruit Gaussien de type passe-bande, la complexité des recouvrements est telle, que le modèle n'arrive pas à ajuster à la fois les puissances de bruit sur une large bande de fréquences et les caractéristiques AM-AM. Certaines zones d'ombre ne sont plus modélisables et les limites du modèle sont atteintes. Toutefois, la modélisation dans la bande passante donne

de très bons résultats.

Le modèle comportemental architecturé autour d'une fonction polynomiale d'ordre quatre est un modèle simple. Il permet de montrer que le bruit Gaussien se trouve mélangé aux harmoniques générés par les effets non-linéaires. Un bruit borné en fréquence se retrouve donc translaté et étalé en fréquence autour du fondamental et des harmoniques. Il est ainsi possible d'étudier les niveaux de bruit qui se trouvent modulés autour de signaux de pompe bloquants. Le modèle peut-être utilisé sans signal de pompe et permet de caractériser ainsi certains paramètres comme l'ACPR. Dans ce cas, les comportements non-linéaires et en puissance sont différents du comportement mono-porteuse. Le modèle a permis de mettre en évidence que l'ordre de la fonction polynomiale devait être plus élevé pour décrire l'ACPR à fortes amplitudes du signal de pompe.

Le comportement du bruit propre des amplificateurs lorsque la puissance d'entrée augmente varie d'un amplificateur à un autre. La température équivalente de bruit augmente généralement avec la puissance d'entrée, ce qui correspond à une augmentation du facteur de bruit déterminé par la méthode du facteur Y .

Références bibliographiques

- [1] V. Rizzoli, F. Mastri, and D. Masotti, « General noise analysis of nonlinear microwave circuits by the piecewise harmonic-balance technique », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, no. 5, pp. 807–819, 1994. 15
- [2] A. Demir, A. Mehrotra, and J. Roychowdhury, « Phase noise in oscillators : a unifying theory and numerical methods for characterization », *Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on [see also Circuits and Systems I : Regular Papers, IEEE Transactions on]*, vol. 47, no. 5, pp. 655–674, 2000. 15
- [3] G. Heiter, « Characterization of Nonlinearities in Microwave Devices and Systems », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 21, no. 12, pp. 797–805, 1973. 15
- [4] S. Loyka and I. Cheremisinov, « Validation of the high-order polynomial models used in behavioral-level simulation », in *4th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite.*, vol. 2, pp. 592–595 vol.2, 1999. 15
- [5] K. Gard, H. Gutierrez, and M. Steer, « Characterization of spectral regrowth in microwave amplifiers based on the nonlinear transformation of a complex Gaussian process », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 7, pp. 1059–1069, 1999. 15, 29
- [6] J. Pedro and N. de Carvalho, « Characterizing nonlinear RF circuits for their in-band signal distortion », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 51, no. 3, pp. 420–426, 2002. 15, 44
- [7] K. Gard, L. Larson, and M. Steer, « The impact of RF front-end characteristics on the spectral regrowth of communications signals », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 6, pp. 2179–2186, 2005. 15, 29
- [8] S. Luniya, K. Gard, and M. Steer, « Modeling nonlinear distortion of ultra wideband signals at X-band », *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 6, pp. 381–383, 2006. 15
- [9] A. Leke and J. Kenney, « Behavioral modeling of narrowband microwave power amplifiers with applications in simulating spectral regrowth », in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 1385–1388 vol.3, 1996. 15
- [10] N. De Carvalho and J. Pedro, « Large- and small-signal IMD behavior of microwave power amplifiers », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 12, pp. 2364–2374, 1999. 15
- [11] N. Borges de Carvalho and J. Pedro, « A comprehensive explanation of distortion sideband asymmetries », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 9, pp. 2090–2101, 2002. 15, 31

- [12] A. Soury, E. Ngoya, and J. Rousset, « Behavioral modeling of RF and microwave circuit blocks for hierarchical simulation of modern transceivers », in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 4 pp.–, 2005. 15
- [13] A. J. Cann, « Nonlinearity model with variable knee sharpness », *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 16, pp. 874–877, November 1980. 15
- [14] S. Loyka, « On the use of Cann’s model for nonlinear behavioral-level simulation », *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 49, no. 5, pp. 1982–1985, 2000. 15
- [15] S. O. Rice, « Mathematical analysis of random noise », *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 24, pp. 46–156, 1945. 15
- [16] D. Middleton, « Some general results in the theory of noise through nonlinear devices », *Quart. Appl. Math.*, vol. 5, pp. 445–498, 1948. 15
- [17] R. Baum, « The correlation function of smoothly limited Gaussian noise », *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 3, no. 3, pp. 193–197, 1957. 15
- [18] R. Price, « A useful theorem for nonlinear devices having gaussian inputs », *IRE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-4, pp. 69–72, June 1958. 15
- [19] H. Shutterly, « General results in the mathematical theory of random signals and noise in nonlinear devices », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 9, no. 2, pp. 74–84, 1963. 15
- [20] R. Baum, « The correlation function of Gaussian noise passed through nonlinear devices », *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 15, no. 4, pp. 448–456, 1969. 15
- [21] O. Shimbo, « Effects of intermodulation, AM-PM conversion, and additive noise in multi-carrier TWT systems », *Proceedings of the IEEE*, vol. 59, no. 2, pp. 230–238, 1971. 15
- [22] M. L. Liou, « Noise in a FM system due to an imperfect linear transducer », *IRE Trans. Inf. Theory J.*, pp. 1537–1561, Septembre 1966. 15
- [23] T. G. Cross, « Intermodulation noise in FM systems due to transmission deviations and PM/AM conversion », *Bell Syst. Tech. J.*, pp. 1749–1773, Décembre 1966. 15
- [24] L. Escotte, E. Gonneau, C. Chambon, and J. Graffeuil, « Noise behavior of microwave amplifiers operating under nonlinear conditions », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 12, pp. 3704–3711, 2005. 18, 46, 47
- [25] S. Gribaldo, *Modélisation non-linéaire et en bruit d’amplificateurs micro-ondes appliquée à la conception d’oscillateurs à très haute pureté spectrale*. PhD thesis, Doctorat de l’Université de Toulouse délivré par l’Université Toulouse III - Paul Sabatier, 2007. 20

- [26] A. Geens and Y. Rolain, « Noise figure measurements on nonlinear devices », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 50, no. 4, pp. 971–975, 2001. 47
- [27] P. Lavrador, N. de Carvalho, and J. Pedro, « Evaluation of signal-to-noise and distortion ratio degradation in nonlinear systems », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 813–822, 2004. 47
- [28] A. Ambrozy, « Electronic Noise », . McGraw Hill, 1982. 48
- [29] L. Bain and M. Engelhardt, « Introduction to Probability and Mathematical Statistics », . PWS - Kent, 1992. 48

Chapitre 2

Mesure des paramètres de bruit en régime non-linéaire

2.1 Introduction

Jusqu'à présent, quelles sont les techniques de mesures de bruit qui concernent les dispositifs en fonctionnement non-linéaire ? Tout d'abord, le rapport de puissances de bruit (de « Noise Power Ratio » NPR) est un facteur de mérite qui décrit la performance propre aux distorsions d'intermodulation, pour des amplificateurs intégrant des systèmes de télécommunication. L'amplification de plusieurs porteuses et le NPR sont connus depuis 1967 [1]. Il s'agit alors de mesurer la densité spectrale de puissance de bruit à la sortie d'amplificateurs qui fonctionnent en régime non-linéaire. Dans [2], la mesure du NPR est effectuée lorsque 1000 porteuses sont injectées à l'entrée de l'amplificateur sous test. Un analyseur de réseau vectoriel non-linéaire peut être utilisé pour mesurer le NPR [3], et dans ce cas l'excitation du DST est faite à l'aide de plusieurs signaux sinusoïdaux. Une définition, ainsi qu'une technique de mesure plus universelle sera mise en place. [4] constate que le NPR ne permet pas à lui seul de décrire la totalité des distorsions dans la bande passante. Un système de mesure qui s'appuie sur la topologie des amplificateurs « feedforward » est utilisé pour mesurer les distorsions dans la bande passante (NPR), et intègre aussi de nouveaux standards permettant de quantifier les distorsions hors bande (comme l'ACPR).

Concernant le bruit haute fréquence, en 2001 [5] apparaissent les premières discussions au sujet du facteur de bruit en régime de fort signal. Une discussion sur une nouvelle définition du facteur de bruit [6] est proposée en 2004. De ce point de vue, le facteur de bruit et de distorsion prendrait alors en compte les distorsions à fortes puissances qui dégradent le rapport signal à bruit de sortie. Dans ses travaux de thèse, Cibiel [7] introduit la corrélation entre bruit de phase résiduel et bruit haute fréquence dans les transistors bipolaires à hétérojonction (TBHs) SiGe. Une technique de mesure est alors élaborée permettant de caractériser le facteur de bruit de ces transistors lorsque un signal de pompe les place dans un régime de fonctionnement non-linéaire. Ce sont ces travaux qui sont à la base de ceux présentés dans ces pages.

Dans ce chapitre, nous présentons les techniques de mesure qui permettent de caractériser le facteur de bruit puis les quatre paramètres de bruit de dispositifs actifs fonctionnant en régime de forte amplitude. Dans un premier temps, le facteur de bruit du DST est mesuré à fréquence fixe lorsqu'un signal de pompe excite le DST [8]. Il en résulte alors une étude du facteur de bruit d'amplificateurs et de transistors micro-ondes en fonction de la puissance injectée à leurs entrées. Dans un second temps, une technique de mesure originale permettant de caractériser les quatre paramètres de bruit de dispositifs micro-ondes fonctionnant en régime non-linéaire sera présentée. Cette technique sera validée par la corrélation qui existe entre le plancher de bruit de phase résiduel (existant chez certains composants), et le facteur de bruit. Enfin, dans un troisième temps, une discussion concernant l'influence du signal de pompe ainsi que l'importance des distorsions non-linéaires sur ce système de mesure sera menée.

2.2 Mesures de facteur de bruit d'amplificateurs micro-ondes en régime non-linéaire

2.2.1 Mesure de facteur de bruit d'après la méthode du facteur Y

La méthode du facteur Y [9] s'est imposée dans la mesure du facteur de bruit de composants actifs, et ceci pour deux raisons. La première est la facilité de mesure lorsque sont utilisés une source de bruit calibrée en bruit en excès et un mesureur de facteur de bruit. La seconde est la précision qui est l'une des meilleures, pour peu que les dispositifs intégrés dans le banc de mesure de bruit soient tous bien adaptés sur le standard des 50Ω (sources de bruit, DST, mesureur de bruit).

2.2.1.1 Généralités sur la mesure de bruit

Les sources d'erreurs dans la mesure de facteur de bruit sont nombreuses [10], certaines sont inhérentes au banc de mesure lui-même ou au dispositif sous test alors que d'autres viennent de l'extérieur. C'est le cas par exemple des interférences créées par la pollution radioélectrique qu'elle soit industrielle (néons, alimentations...) ou humaine (radios, téléphone portable...). Ces perturbations se véhiculent dans les câbles et viennent perturber les mesures déjà sensibles. Pour y remédier, il suffit de disposer de câbles blindés et de connecteurs appropriés. Ensuite, le bruit étant d'origine aléatoire, il convient de mesurer plusieurs fois le facteur de bruit pour en tirer une valeur moyenne et ceci au détriment du temps de mesure. De même, la température ambiante doit être connue pour justifier la température froide de la source de bruit. En effet, cette température intervient non seulement dans l'équation du facteur de bruit mesuré à partir de la méthode du facteur Y mais aussi dans le calcul opéré par le mesureur de facteur de bruit pour déterminer les pertes des dispositifs passifs en amont ou en aval du composant à tester.

Le fait même que la mesure de bruit se déroule par le biais d'un mesureur de puissance de bruit ne permet pas d'éliminer les erreurs engendrées par toutes les désadaptations le long du banc de mesure. Le plus souvent, les sources de bruit et le récepteur sont relativement bien adaptés. En revanche les DST présentent de fortes désadaptations (surtout les transistors) ce qui pose problème lors de la mesure précise du gain disponible. En effet, le gain du composant est évalué pour pouvoir distinguer le facteur de bruit du DST du facteur de bruit du système de mesure. Comme le facteur de bruit varie fortement en fonction de l'impédance présentée à son entrée, le facteur de bruit mesuré par le récepteur va fortement varier en fonction des désadaptations du DST.

2.2.1.2 La méthode du facteur Y

Cette méthode requiert la connaissance de la puissance du bruit en sortie du DST, à deux températures : chaude (B_h) et froide (B_c). Le rapport de ces deux puissances permet d'obtenir le facteur Y, comme suit :

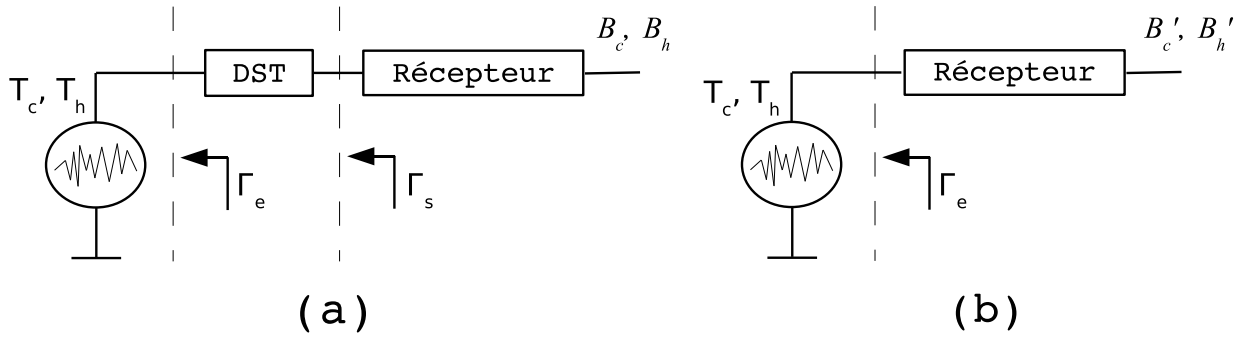


FIG. 2.1 – Diagramme représentant le système de mesure de bruit. (a) lors de la mesure, l'entrée du récepteur est chargée sur Γ_s . (b) lors de la calibration, l'entrée du récepteur est chargée sur Γ_e .

$$Y = \frac{B_h}{B_c} \quad (2.1)$$

Le facteur de bruit peut alors s'exprimer en fonction du facteur Y , des deux températures de bruit chaude et froide (respectivement T_h et T_c), et de T_0 la température de référence :

$$F = \frac{\left(\frac{T_h}{T_0}\right) - Y\left(\frac{T_c}{T_0} - 1\right)}{Y - 1} \quad (2.2)$$

L'utilisation de deux températures sous entend que le coefficient de réflexion de la source de bruit sera différent si la source est froide ou chaude. En pratique, ces variations existent, mais leurs amplitudes sont suffisamment faibles pour être négligées : typiquement pour des sources commerciales étalonnées jusqu'à 18 GHz, les niveaux de $|\Gamma_e|^2$ varient d'environ 1 dB pour des valeurs d'environ -30 dB d'adaptation à la sortie de la source.

2.2.1.3 Correction de l'étage de réception

Dans n'importe quel système de mesure de bruit, il ne faut jamais perdre de vue que le bruit du système de mesure n'est jamais désolidarisé du bruit du DST. En effet, le système de mesure ajoute toujours son propre bruit à la puissance de bruit totale mesurée en sortie du DST. La figure 2.1 caractérise ce problème lorsqu'une mesure de facteur de bruit est effectuée. Le DST est placé en cascade avec un récepteur qui génère une contribution en bruit non négligeable. De ce point de vue, F_{sys} est le facteur de bruit du système comprenant le DST cascadié au récepteur, ce facteur de bruit est alors celui déterminé par la méthode du facteur Y et mesuré avec le banc de mesure. Avec l'aide de la formule de Friis, nous pouvons extraire les facteurs de bruit des deux étages qui caractérisent cette chaîne :

$$F_{\text{DST}}(\Gamma_e) = F_{\text{sys}}(\Gamma_e) - \frac{F_{\text{rec}}(\Gamma_s) - 1}{G_d(\Gamma_s)} \quad (2.3)$$

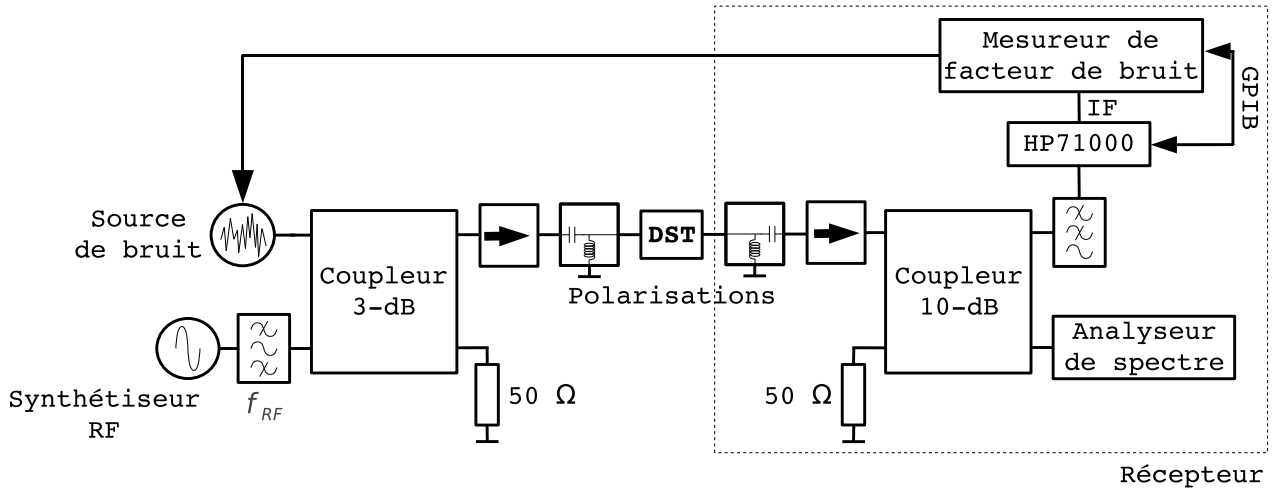


FIG. 2.2 – Banc de mesure de facteur de bruit en régime non-linéaire.

Dans cette équation, F_{rec} représente le facteur de bruit propre au récepteur. Il est à noter que le facteur de bruit du DST F_{DST} dépend alors de trois termes :

- du facteur de bruit global du système F_{sys} qui est mesuré à partir du DST en cascade avec le récepteur.
- du gain disponible du DST G_d .
- du facteur de bruit du récepteur lorsque le DST est connecté à son entrée : $F_{\text{rec}}(\Gamma_s)$.

Cette équation de correction du second étage laisse présager que si le DST possède un gain disponible suffisamment grand pour négliger le second terme de cette équation, le facteur de bruit du système de mesure correspond au facteur de bruit du DST. Mais bien souvent, la connaissance de ces trois termes est requise pour déterminer le facteur de bruit du DST avec précision.

Pour conclure, le facteur de bruit du récepteur n'est pas le même lorsqu'il est chargé sur Γ_e ou sur Γ_s . Il s'agit donc d'une grande incertitude de mesure qui est liée à l'adaptation du composant testé, et amplifiée si son gain est faible. Celle-ci peut-être réduite si les paramètres S du DST sont connus [11]. De plus la formule de Friis fait intervenir le gain disponible, alors que l'instrumentation mesure le gain d'insertion. Nous signalons que cette erreur de mesure est minimale si le banc de test est correctement adapté sur le standard des 50 Ω .

2.2.2 Caractérisation du facteur de bruit en régime non-linéaire

Le principe présenté au chapitre précédent est utilisé pour générer des effets non-linéaires au niveau du DST. Le banc de mesure ainsi constitué est représenté par la figure 2.2.

Le principal problème qui apparaît alors est un phénomène de saturation du module de mesure. En effet, ce que nous craignons est un comportement non-linéaire du détecteur à des puissances hyperfréquences élevées. Il convient alors d'utiliser des fréquences RF d'excitation et de mesure de bruit différentes, et de filtrer le signal RF ou signal de pompe à l'entrée du récepteur. Les valeurs choisies sont $f_{\text{RF}} = 3,4$ GHz pour le synthétiseur de fréquence et

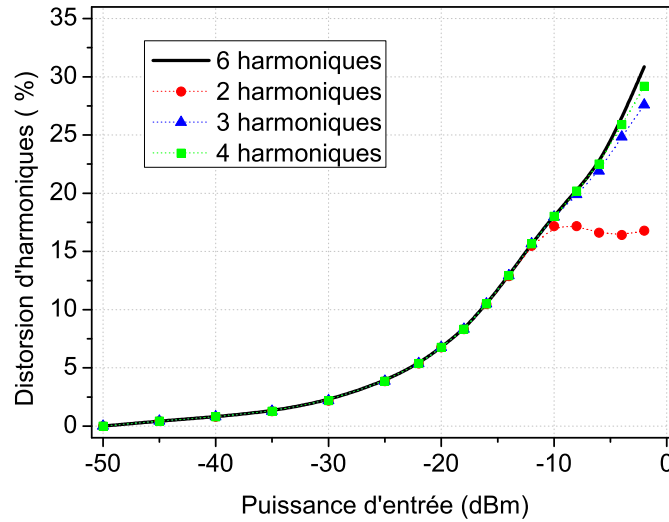


FIG. 2.3 – Distorsion d’harmoniques en fonction de la puissance d’entrée.

$f_b = 2$ GHz pour la mesure de bruit. La valeur de f_{RF} correspond à la fréquence de réjection maximale des filtres et celle de f_b se situe dans leurs bandes passantes. Suivant l’équipement du banc, la mesure peut se dérouler à d’autres fréquences. Une cavité résonnante à la fréquence de pompe est placée en amont du coupleur de manière à atténuer les raies parasites générées par le synthétiseur aux fortes puissances hyperfréquences. De plus, le plancher de bruit du synthétiseur ne perturbe pas les mesures de bruit. Les tés de polarisation large bande présents avant et après le composant peuvent être retirés si des amplificateurs sont caractérisés. Un coupleur 10 dB à la sortie du DST permet de prélever les harmoniques. Nous pouvons ainsi évaluer les puissances de sortie au décibel de compression du gain en puissance ou mesurer la distorsion d’harmoniques. La distorsion d’harmoniques D_H est calculée en pourcent avec l’aide de la formule suivante :

$$D_H = 100 \frac{\sqrt{\sum A_n^2}}{A_1} \quad (2.4)$$

Les amplitudes des harmoniques sont décrites par A_n , l’amplitude du fondamental est décrite par A_1 . A la figure 2.3, les distorsions d’harmoniques pour l’amplificateur #1 sont données en fonction de la puissance et pour différents ordres de calculs. Plus la puissance d’entrée augmente et plus le nombre d’harmoniques à intégrer dans le calcul doit être important. En se limitant à quatre harmoniques la distorsion calculée est ainsi proche de la distorsion totale, pour des puissances d’entrée permettant une compression de l’amplificateur allant jusqu’à 10 dB.

Une étape préalable à la mesure du facteur de bruit consiste à mesurer précisément les pertes dans les éléments passifs constitutifs du banc de mesure. Il s’agit de connaître les pertes dans l’ensemble cavité résonnante + coupleur + isolateur (+ té de polarisation) afin de déterminer la puissance délivrée au DST. Ensuite il convient de connaître les pertes entre la source de bruit

Amplificateurs	#1	#2
Bande de fréquence (GHz)	2 - 22	1 - 4
Gain en puissance (dB)	29	33
Facteur de bruit (dB)	2,05	0,62
$P_{\text{entrée 1dB}}$ (dBm)	-15	-21

TAB. 2.1 – Caractéristiques des amplificateurs #1 et #2 à 2 GHz.

et l'entrée du DST, c'est-à-dire pour la voie coupleur + isolateur (+ té de polarisation). Ces pertes sont rentrées dans le mesureur de bruit qui corrige ainsi automatiquement la valeur du facteur de bruit.

Les erreurs de mesure les plus importantes viennent en général des désadaptations propres au dispositif sous test. L'entrée et la sortie de transistors ne sont généralement pas bien adaptées et de ce fait, des isolateurs¹ sont placés dans les bandes de fréquences adéquates (ici entre 2 et 4 GHz). Le récepteur est composé du réseau de polarisation de sortie, de l'isolateur, du coupleur 10 dB, d'un transposeur de fréquence (HP 71000) et du mesureur de facteur de bruit (HP NFM 8970B). Le calibrage est effectué en connectant la source de bruit à l'entrée du récepteur. Le DST est ensuite connecté et les pertes des éléments passifs sont rentrées dans le mesureur. Nous avons ensuite accès au facteur de bruit propre du dispositif testé.

2.2.3 Résultats expérimentaux

2.2.3.1 Composants sous test

Les mesures ont été effectuées sur les composants discrets suivants :

- #a : transistor bipolaire à hétérojonction (TBH) Si/SiGe - LPNT32, $V_{CE} = 2$ V,
- #b : transistor à effet de champ à haute mobilité électronique (HEMT pour High Electron Mobility Transistor) ATF 35143 ($W=400\mu m$), $V_{ds} = 2$ V.

et sur les amplificateurs suivants, dont les caractéristiques sont disponibles dans le tableau 2.1 :

- #1 : amplificateur faible bruit large bande 2 - 22 GHz MITEQ,
- #2 : amplificateur faible bruit 1 - 4 GHz MITEQ.

Il s'agissait alors de comparer ces mesures avec des données de facteur de bruit générées par un modèle comportemental de type polynomial simplifié [12].

2.2.3.2 Amplificateurs

i Facteur de bruit

Les mesures de facteur de bruit et de gain d'insertion pour les amplificateurs #1 et #2 sont respectivement données par les figures 2.4 et 2.5. Si la compression du gain d'insertion est visible lorsque le puissance d'entrée croît, elle s'accompagne de l'augmentation du facteur

¹La présence d'isolateurs réduit par la même occasion la bande de mesure du banc de test.

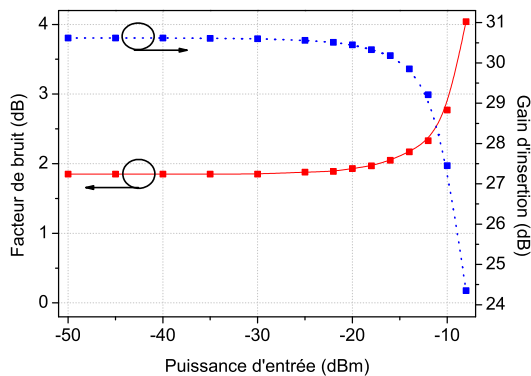


FIG. 2.4 – Facteur de bruit et gain d'insertion de l'amplificateur #1 à 2 GHz.

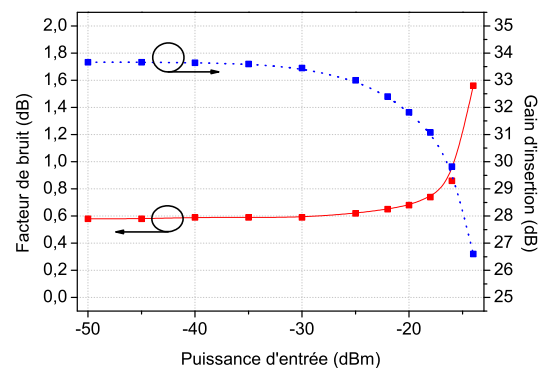


FIG. 2.5 – Facteur de bruit et gain d'insertion de l'amplificateur #2 à 2 GHz.

de bruit. Ces courbes ont les mêmes « échelles » : le dernier point de mesure correspond à au moins 5 dB de compression. Ainsi, pour une compression du gain de 3 dB (puissance d'entrée de -10 dBm), le niveau du facteur de bruit augmente de 2 dB pour le premier amplificateur. En comparant au second amplificateur, toujours à 3 dB de compression (puissance d'entrée de -16 dBm), le facteur de bruit atteint une valeur de 1,6 dB. Du point de vue non-linéaire, ces deux dispositifs ne sont pas conçus pour endurer de fortes puissances d'entrée : ce sont des amplificateurs faible bruit large bande.

ii Distorsion d'harmoniques

Afin de se rendre mieux compte des effets non-linéaires, la figure 2.6 représente la distorsion des quatre premiers harmoniques pour ces amplificateurs en fonction de la puissance d'entrée. Le dispositif #1 a ainsi une distorsion plus élevée que son homologue lorsque la puissance d'entrée augmente. Par exemple, pour une compression de 3 dB du gain, le premier amplificateur a une distorsion d'harmoniques de l'ordre de 20 %, alors que l'amplificateur #2 a une distorsion de 15 %.

2.2.3.3 Transistors

i Facteur de bruit

Concernant les deux composants discrets, les figures 2.7 et 2.8 représentent le facteur de bruit en fonction du courant de polarisation (collecteur ou drain) paramétré avec la puissance d'entrée. Le HEMT est moins bruyant que le TBH à faible niveau. Pour une polarisation optimale, le facteur de bruit est de 1,7 dB pour #a, alors qu'il atteint 0,6 dB pour #b. Lorsque la puissance d'entrée augmente, les performances se dégradent fortement pour le transistor bipolaire. Nous constatons également que le minimum de bruit en fonction de la polarisation se déplace pour des puissances injectées différentes. En effet pour le transistor #a, le courant optimal à faible niveau est de 5 mA, puis devient 20 mA au décibel de compression, avant

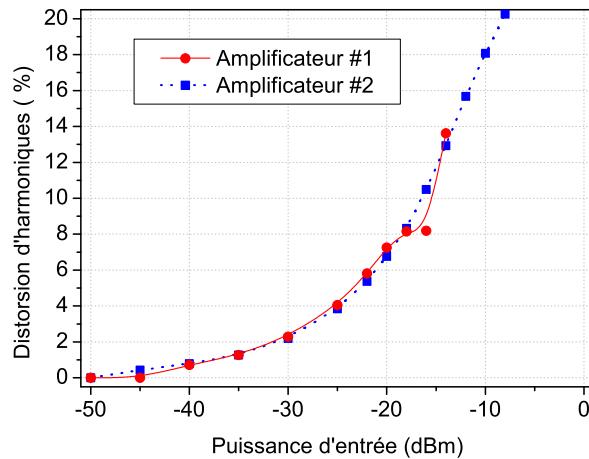
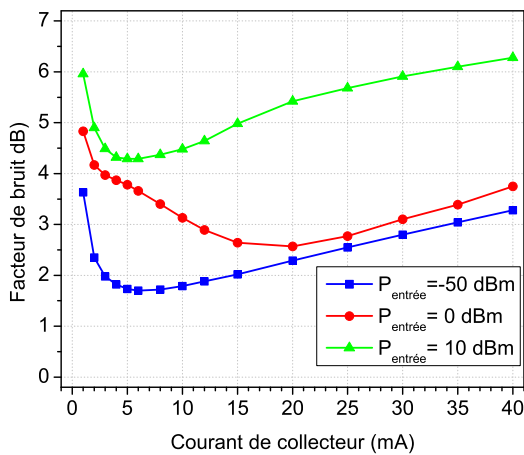
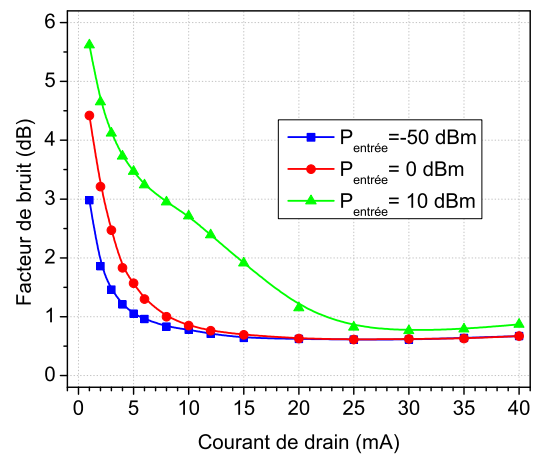


FIG. 2.6 – Distorsion d'harmoniques en fonction de la puissance d'entrée pour les amplificateurs #1 et #2.

FIG. 2.7 – Facteur de bruit en fonction de I_c , paramétré en fonction de la puissance d'entrée pour le TBH à 2 GHz.FIG. 2.8 – Facteur de bruit en fonction de I_{ds} , paramétré en fonction de la puissance d'entrée pour le HEMT à 2 GHz.

de revenir à 5 mA à 3 dB de compression. Enfin pour le transistor #b, le facteur de bruit se dégrade à faible courant, alors que le minimum de bruit est toujours atteint à fort courant de drain. Nous constatons que pour $I_{ds} = 30 \text{ mA}$, le facteur de bruit minimum est obtenu pour les trois puissances d'entrée.

ii Distorsion d'harmoniques

Les distorsions d'harmoniques (toujours trois harmoniques plus le fondamental) sont représentées aux figures 2.9 et 2.10 pour les transistors #a et #b, respectivement. Les distorsions non-linéaires sont plus importantes pour le transistor bipolaire que celles du transistor à effet de champ. A taux de compression identique (3 dB pour le dernier point de mesure) : 40, 30 et 12 % sont relevées pour $I_c = 5, 10$ et 20 mA . Alors que le transistor à effet de champ est caractérisé

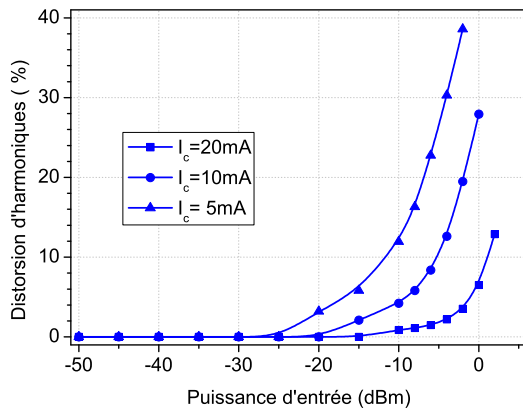


FIG. 2.9 – Distorsion d'harmoniques en fonction de la puissance d'entrée pour le TBH à 2 GHz.

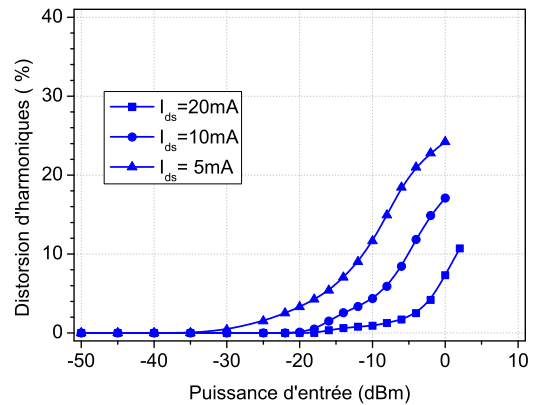


FIG. 2.10 – Distorsion d'harmoniques en fonction de la puissance d'entrée pour le HEMT à 2 GHz.

par 25, 15 et 12 % pour $I_{ds} = 5, 10$ et 20 mA. Pour les deux transistors, augmentation des courants de polarisation rime avec diminution des distorsions non-linéaires.

Une étude relative à l'évolution des courants de polarisation a aussi été menée en fonction de la puissance de pompe. Comme le bruit de grenaille est directement proportionnel au courant de polarisation, l'augmentation du facteur de bruit peut ainsi être liée à l'augmentation du courant de collecteur ou de drain (en ramenant le bruit à l'entrée).

Pour le transistor #a, les courants de base et de collecteur évoluent peu en fonction de la puissance d'entrée. A $I_c = 20$ mA, c'est une augmentation du courant de base et au contraire une diminution du courant de collecteur qui apparaissent lorsque la puissance d'entrée croît. A $I_c = 5$ et 10 mA, les courants de base et de collecteur augmentent d'autant plus si le courant de polarisation est faible. Étant donné que le courant de collecteur augmente ou diminue suivant sa valeur originelle en régime non-linéaire, sa variation ne peut pas justifier à elle seule l'augmentation du facteur de bruit.

Pour le transistor #b, le courant de grille reste quasiment nul en fonction de la puissance d'entrée. C'est seulement pour de très fortes puissances (ce qui correspond à environ 10 dB de compression) que la grille se met à conduire et que le courant augmente grandement. En régime non-linéaire, le courant de drain connaît une augmentation d'autant plus importante que son niveau originelle est faible. De plus, la puissance d'entrée nécessaire à l'augmentation du facteur de bruit sera différente suivant la valeur du courant de drain qui polarise le transistor, et ne correspondra pas forcément à la puissance qui fera croître ce courant de drain. Pour le transistor à effet de champ comme pour le TBH, la hausse de facteur de bruit et la hausse du courant de polarisation ne sont pas liées.

2.2.3.4 Synthèse

Le tableau 2.2 synthétise l'écart de facteur bruit non-linéaire/linéaire pour les composants discrets, ainsi que les puissances d'entrée pour 1 et 3 dB de compression sur le gain en puissance.

Pour le transistor #a, en régime linéaire, l'augmentation du courant de polarisation est synonyme d'augmentation du facteur de bruit petit signal. La puissance d'entrée injectée dégrade ensuite d'autant plus les performances que le courant de collecteur est bas. A fort courant de collecteur (20 mA), la hausse sur le facteur de bruit est minime (0,2 dB), alors que la puissance d'entrée compressant de 1 dB le gain est passée de -10 à -1 dBm. Augmenter la polarisation fait donc augmenter la linéarité et le gain du transistor bipolaire, mais dégrade ses performances en bruit petit signal.

Pour le transistor #b, l'augmentation du courant de drain contribue à augmenter le gain et à diminuer le facteur de bruit. Nous constatons encore que l'augmentation du courant de drain participe à l'augmentation des puissances d'entrée qui compressent de 1 dB, puis de 3 dB le gain. De la même manière, l'augmentation du courant de drain fait diminuer les distorsions d'harmoniques qui sont plus faibles que celles du TBH. Nous remarquons que l'augmentation du facteur de bruit en régime faiblement non-linéaire est plus importante lorsque le courant de drain est fort, ce qui est le comportement inverse du TBH. Comme le courant de drain varie plus avec la puissance d'entrée pour ce composant, ce phénomène se justifie avec l'apparition d'un bruit de grenaille plus important. En régime fortement non-linéaire, la hausse de facteur de bruit est sensiblement la même (entre 0,7 et 0,8 dB) pour les trois courants de drain.

Pour les amplificateurs, le tableau 2.3 récapitule l'ensemble des données permettant de mieux cerner la relation entre l'augmentation du facteur de bruit et la puissance d'entrée. Le second dispositif est celui présentant les distorsions non-linéaires les plus faibles lorsque la puissance augmente. Si le niveau petit signal du facteur de bruit est plus bas, les distorsions non-linéaires sont elles aussi plus faibles, et finalement la dégradation du bruit HF est moins critique. En revanche, cet amplificateur est moins robuste à la puissance d'entrée, puisque le point de compression à 3 dB est atteint à -17 dBm (-10 dBm pour #1).

Nous pouvons voir ici toute l'importance de la caractérisation de composant en bruit lorsque la puissance augmente. Si certains composants sont relativement immunisés à la hausse de facteur de bruit pour peu que les courants de polarisation augmentent, d'autres comportements sont plus gênants et demandent une étude qui prenne en compte à la fois le niveau de bruit, la polarisation et la puissance d'entrée. En effet, un composant sélectionné pour une application faible bruit (tant en taille de composant qu'en polarisation) peut voir ses caractéristiques s'effondrer si la puissance d'entrée augmente.

2.3 Mesures des paramètres de bruit de dispositifs micro-ondes en régime non-linéaire

Les quatre paramètres de bruit sont introduits dès le milieu des années cinquante [13]. Ils permettent de caractériser le comportement en bruit HF de composants comme les transistors à effet de champ [14]. Les paramètres de bruit sont ensuite mesurés à différentes polarisations [15], et associés aux différents gains des composants, permettent de concevoir des circuits et systèmes

Type de transistors	TBH SiGe #a			HEMT #b		
I_c, I_{ds} (mA)	5 mA	10 mA	20 mA	5 mA	10 mA	20 mA
Facteur de bruit linéaire (dB)	1,74	1,8	2,3	1,05	0,78	0,62
Gain en puissance maximal (dB)	13,2	15	16,1	13,2	15,1	16,6
ΔF à 1 dB de compression (dB)	+0,29	+0,2	+0,2	+0,02	+0,24	+0,64
DH à 1 dB de compression (%)	12	8,4	5	10,3	4,4	1,5
pour $P_{\text{entrée 1dB}}$ (dBm)	-10	-6	-1	-11	-10	-7
ΔF à 3 dB de compression (dB)	+1,67	+1,3	+0,7	+0,72	+0,73	+0,77
DH à 3 dB de compression (%)	40	30	12	25	15	12
pour $P_{\text{entrée 3dB}}$ (dBm)	-2	-1	+3	0	+1	+3

TAB. 2.2 – Récapitulatif pour les deux types de transistors à 2 GHz.

Type d'amplificateurs	#1	#2
Bande passante (GHz)	2 - 22	1 - 4
Facteur de bruit linéaire (dB)	2,05	0,58
Gain en puissance maximal (dB)	30,6	33,7
ΔF à 1 dB de compression (dB)	+0,26	+0,07
DH à 1 dB de compression (%)	14,3	5,8
pour $P_{\text{entrée 1dB}}$ (dBm)	-13	-22
ΔF à 3 dB de compression (dB)	+0,92	+0,22
DH à 3 dB de compression (%)	18,1	8,2
pour $P_{\text{entrée 3dB}}$ (dBm)	-10	-17

TAB. 2.3 – Récapitulatif pour les deux amplificateurs à 2 GHz.

faible bruit [16].

2.3.1 Dispositif de mesure

La technique des impédances multiples développée par Lane [17] en 1969 est à la base de notre technique de mesure des paramètres de bruit. Le facteur de bruit F dépend du coefficient de réflexion côté source Γ_s ,

$$F = F_{\min} + 4 \frac{R_n}{50} \frac{|\Gamma_{\text{opt}} - \Gamma_s|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)|1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2} \quad (2.5)$$

et des quatre paramètres de bruit : le facteur de bruit minimum F_{\min} , la résistance équivalente de bruit R_n et le coefficient de réflexion optimal en bruit Γ_{opt} . Le principe est alors de mesurer le facteur de bruit d'un composant pour un certain nombre de coefficients de réflexion à son entrée. Il existe alors un système surdimensionné d'équations linéaires qui lient facteur de bruit, paramètres de bruit et coefficients de réflexion source. La méthode d'extraction est un algorithme décrit dans [18] qui se base sur une régression des moindres carrés, pondérée par les incertitudes de mesure. Le résultat est une technique d'extraction parmi les plus précises [19]

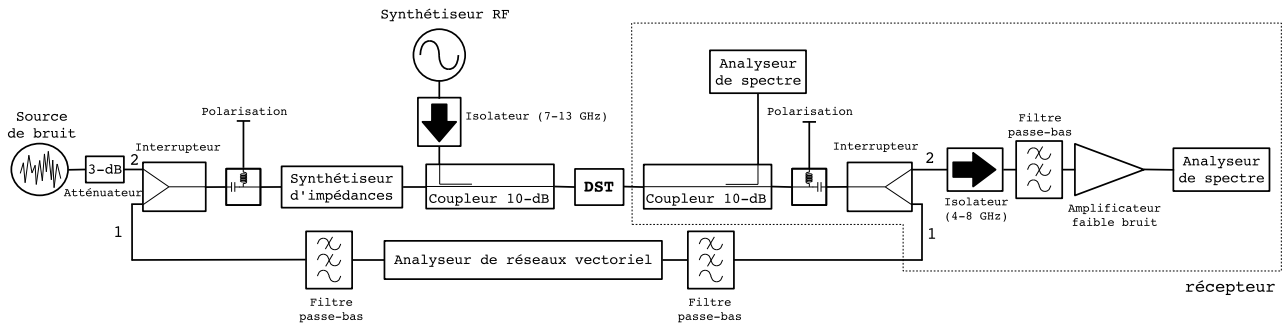


FIG. 2.11 – Banc de mesure des paramètres de bruit. Voie 1 pour les paramètres S, voie 2 pour les paramètres de bruit.

et tout à fait applicable à des bancs de mesure automatisés. La figure 2.11 décrit le banc de mesure complet (le récepteur est entouré de traits pointillés). Il est entièrement automatisé via des bus GPIB (General Purpose Interface Bus) et des routines HT Basic (High Technique Basic). Pour obtenir toutes les informations nécessaires au fonctionnement du banc en régime linéaire, le lecteur est invité à se référer à [19, 20].

Des interrupteurs sont disposés pour mesurer les paramètres S à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel (ARV), ou les puissances de bruit à l'aide d'un analyseur de spectre. Deux té de polarisation sont disposés en amont et en aval du DST, qui peuvent être retirés si des amplificateurs sont à caractériser. Un atténuateur de 3 dB placé après la source de bruit permet de réduire les incertitudes dues aux désadaptations lorsque la source de bruit est allumée ou éteinte [9]. Le synthétiseur d'impédances est utilisé pour générer les différentes impédances à l'entrée du DST. Pour les paramètres S, un calibrage LRM (Line Reflect Match) est réalisé dans les plans du DST. Le calibrage en bruit du récepteur est effectué en remplaçant le DST par une ligne de transmission. La technique ainsi que les équations correspondantes sont répertoriées dans [20].

Afin d'exciter le DST et le placer dans un état de fonctionnement non-linéaire, un synthétiseur RF génère un signal de pompe à $f_p = 10$ GHz amené via un coupleur 10 dB. L'isolateur situé entre la source et le coupleur permet une même adaptation à l'entrée du DST lorsque la puissance d'entrée augmente. En effet, le synthétiseur RF contenant des atténuateurs qui s'enclenchent en fonction de la puissance délivrée, la qualité de l'adaptation présentée à sa sortie est donc variable. Le coupleur est placé après le synthétiseur d'impédances, car de cette manière, les pertes d'insertion entre le synthétiseur et le DST ne varient pas en fonction des impédances générées. De ce fait, le module maximal des Γ_s générés est légèrement diminué, mais la puissance émise par le synthétiseur n'a pas besoin d'être réajustée. L'influence du signal de pompe sur le système de mesure a aussi été étudiée. Augmenter la puissance d'entrée ne fait pas varier les coefficients de réflexion de source que le synthétiseur d'impédances génère. Ensuite, les paramètres de bruit du récepteur sont identiques quelque soit la puissance de la pompe. Un autre coupleur est placé à la sortie du DST et permet de mesurer les harmoniques générés par les effets non linéaires. Les distorsions d'harmoniques peuvent ainsi être mesurées, en fonction des charges présentées au DST et en fonction de la puissance de pompe.

Le problème principal de ce genre de technique, c'est d'éviter une saturation des appareils de mesure. De ce point de vue, des filtres passe-bas de bande passante 0 - 8 GHz sont disposés à chaque accès de l'analyseur de réseaux vectoriel, ainsi qu'à l'entrée du récepteur. Le signal de pompe à 10 GHz étant atténué avec une réjection de 60 dB, nous pouvons mesurer les paramètres S [21] en régime non-linéaire. Les paramètres de bruit sont aussi mesurés sur le DST fonctionnant en régime non-linéaire [22], ce qui n'avait jamais été fait jusqu'à présent. Le principe est alors de placer un dispositif sous test dans un état non-linéaire grâce à un fort signal, et de mesurer les paramètres S et les puissances de bruit avec de petits signaux. L'isolateur à l'entrée du récepteur permet une meilleure adaptation avec la sortie du DST, et diminue ainsi les incertitudes de mesure [23, 24]. Nous signalons que les mesures de paramètres de bruit ont été effectuées autour de 4 GHz, mais qu'avec un équipement adéquat (filtres, isolateurs, amplificateur faible bruit) la fréquence peut être modifiée.

Les produits d'intermodulation entre les signaux de l'analyseur de réseaux et le signal de pompe ont été étudiés, lorsque le DST fonctionne en régime non-linéaire. La fréquence basse de fonctionnement du banc est fixée à 3 GHz, due à la limite de fonctionnement du synthétiseur d'impédances et des composants du banc de mesure. La fréquence haute est fixée à 8 GHz, compte tenu de la bande passante des filtres passe-bas. Les signaux de l'ARV à la fréquence f_s , balayent donc une bande de fréquences allant de 3 à 8 GHz. La fréquence de pompe f_p est toujours fixée à 10 GHz. Les différentes fréquences d'intermodulation se retrouvent ainsi à $m f_p \pm n f_s$, et les plus gênantes sont celles qui se trouvent dans la bande 3 - 8 GHz. Avec l'aide d'un analyseur de spectre, les mesures effectuées à la sortie d'un amplificateur recevant à la fois le signal de pompe et les signaux de l'analyseur permettent de dire que les fréquences d'intermodulation les plus fortes sont situées à $f_p - f_s$. De plus, pour éviter tous phénomènes de superposition de fréquences, il convient d'éviter de mesurer pour $f_p - f_s = f_s$. Ce qui correspond dans notre cas à $f_s = 5$ GHz. Les autres raies issues des produits d'intermodulation sont en dessous de -90 dBm, et sont « invisibles » à la mesure lorsqu'elle est effectuée à l'aide d'un analyseur de spectre. Les niveaux de ces raies ne perturbent donc pas les mesures de paramètres S pour une puissance de pompe de l'ordre de 10 dBm et des puissances de -10 dBm pour les signaux de l'ARV².

2.3.2 Résultats expérimentaux

2.3.2.1 Amplificateurs

Les mesures ont été menées sur deux amplificateurs aux comportements bien différents. Le premier #1 est un amplificateur faible bruit large bande, qui a été décrit dans le tableau 1.5. Le second, #3, est un amplificateur faible bruit de phase. Quelques unes de leurs caractéristiques en régime linéaire sont fournies dans le tableau 2.4. En comparant ces deux amplificateurs, nous comptons mettre en évidence comment se comportent les paramètres de bruit, lorsqu'un signal

²Ce sont les puissances maximales émises sur ce type de banc de mesure.

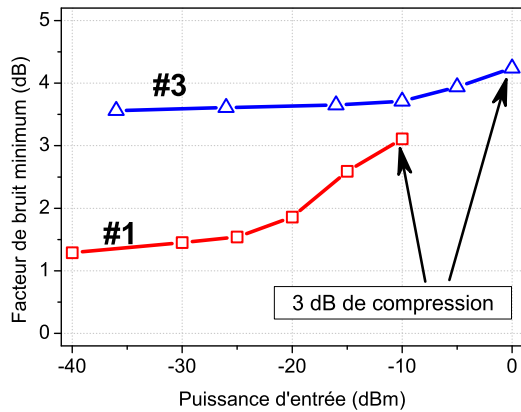


FIG. 2.12 – Facteurs de bruit minimum en fonction de la puissance d'entrée pour les amplificateurs #1 et #3 à 4 GHz.

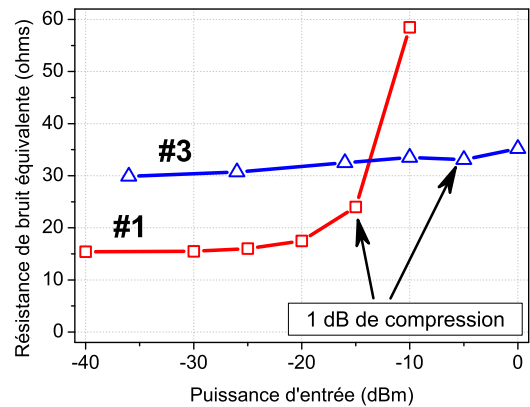


FIG. 2.13 – Résistances de bruit équivalentes en fonction de la puissance d'entrée pour les amplificateurs #1 et #3 à 4 GHz.

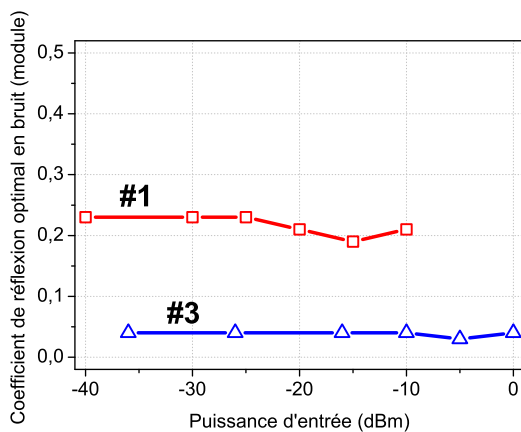


FIG. 2.14 – Modules du coefficient de réflexion optimal en bruit en fonction de la puissance d'entrée pour les amplificateurs #1 et #3 à 4 GHz.

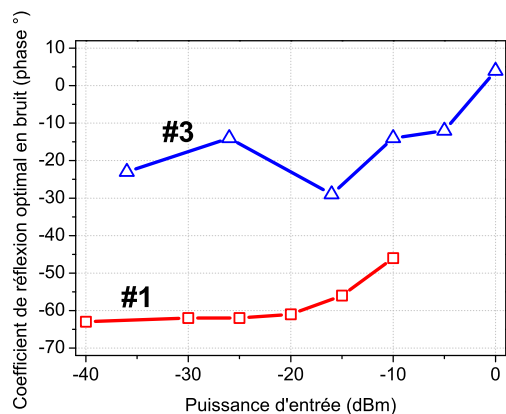


FIG. 2.15 – Phases du coefficient de réflexion optimal en bruit en fonction de la puissance d'entrée pour les amplificateurs #1 et #3 à 4 GHz.

de pompe place les DST en régime de fonctionnement non-linéaire. Il s'agit alors d'observer l'évolution de ces paramètres de bruit lorsque le niveau d'entrée croît, et d'interpréter les résultats sachant le type d'optimisation (en bruit de phase résiduel, ou en bruit HF) qui été réalisé.

Sur les quatre figures qui suivent, l'ensemble des puissances injectées à l'entrée de chaque amplificateur est choisi pour compresser de la même manière le gain en puissance. Par exemple, le dernier point de mesure est relatif à un gain compressé d'au moins 3 dB (état fortement non-linéaire), l'avant dernier compressé le gain d'un seul décibel (état faiblement non-linéaire). Les autres points correspondent alors à un état très faiblement non-linéaire, voire linéaire.

Amplificateurs	#1	#3
Bande de fréquence (GHz)	2 - 22	2 - 6
Gain en puissance (dB)	29	31
Facteur de bruit (dB)	1,3	3,6
$P_{\text{entrée 1dB}}$ (dBm)	-13	-6

TAB. 2.4 – Caractéristiques des amplificateurs à 4 GHz.

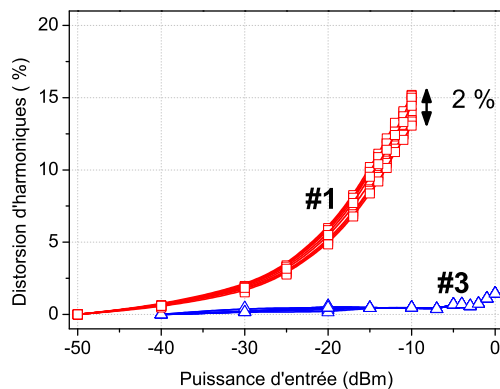


FIG. 2.16 – Distorsion d'harmoniques en fonction de la puissance d'entrée pour les amplificateurs #1 et #3 à 4 GHz.

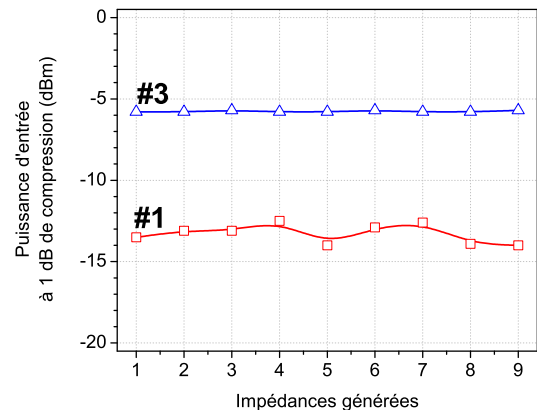


FIG. 2.17 – Évolution de la puissance d'entrée à 1 dB de compression en fonction des impédances présentées pour les amplificateurs #1 et #3 à 4 GHz.

i Paramètres de bruit

Le facteur de bruit minimum et la résistance équivalente de bruit sont tracés dans les figures 2.12 et 2.13 en fonction de la puissance d'entrée. Nous assistons alors à deux comportements différents pour les deux amplificateurs. L'amplificateur #1 a une augmentation de F_{\min} et de R_n plus importante que celle de l'amplificateur #3. Les faibles variations pour l'amplificateur #3 montrent qu'il a été optimisé pour fonctionner en régime non-linéaire. La figure 2.14 décrit le module du coefficient de réflexion optimal en bruit. Pour l'amplificateur #3, le module étant proche de 0, l'adaptation est donc meilleure comparée à #1 due à une plus faible bande passante. En régime non-linéaire, la variation de $|\Gamma_{\text{opt}}|$ n'est pas significative puisqu'elle n'excède pas 0,04 unité pour l'amplificateur #1. Concernant la phase de Γ_{opt} représentée dans la figure 2.15, une augmentation d'une quinzaine de degrés est visible pour #1 alors que pour #3 la mesure est moins précise. En effet, dans ce cas, comme le module est très proche de 0, la mesure de phase est très délicate compte tenu des incertitudes de mesures élevées.

ii Comportements non-linéaire

Pour finir, une étude importante concerne le comportement non-linéaire de ces deux amplificateurs lorsque les impédances de source varient. La figure 2.16 décrit les distorsions d'harmoniques pour les amplificateurs #1 et #3 en fonction de la puissance d'entrée, et pour les

Transistors	BFY405	BFY420
Nombre de doigts d'émetteur	2	6
Longueur d'émetteur (μm)	20,5	20,5
Largeur d'émetteur (μm)	0,4	0,4
Surface d'émetteur (μm^2)	16,4	49,2

TAB. 2.5 – Surface d'émetteur pour les deux gammes de transistors Infineon.

neuf impédances présentées. L'amplificateur #3 est alors celui qui présente la distorsion d'harmoniques la plus faible, et qui ne varie presque pas avec les impédances de sources. Pour l'amplificateur #1 les distorsions non-linéaires sont plus importantes. De plus, leurs variations en fonction des impédances présentées sont elles aussi plus importantes. A 3 dB de compression, ces distorsions atteignent 15 % et varient de l'ordre de 2 %. La figure 2.17 présente la puissance d'entrée au décibel de compression pour toutes les impédances présentées à l'entrée des deux amplificateurs. Nous constatons que pour l'amplificateur #3, cette puissance est constante quelque soit l'impédance source. En revanche, pour l'amplificateur #1, un écart maximal de 1 dB est observé. Nous constatons alors que la variation des impédances à l'entrée des DST n'engendre qu'une légère variation des effets non-linéaires générés par le signal de pompe. Ensuite, comme la variation de la puissance d'entrée au décibel de compression est faible, nous garantissons que la puissance qui entre et compresse le DST est quasiment la même quelque soit l'impédance source générée. Dans ces conditions, la détermination des paramètres de bruit par la technique des impédances multiples ne modifie que légèrement le comportement non-linéaire des deux amplificateurs. De plus, les variations de F_{\min} et de R_n en fonction de la puissance d'entrée sont clairement corrélées à la linéarité des amplificateurs. Pour l'amplificateur #3, une faible augmentation de ces paramètres est observée lorsque la puissance d'entrée augmente.

2.3.2.2 Transistors

Cette section présente les paramètres de bruit mesurés entre 3,4 et 4,6 GHz en régime de forts signaux. Une abaque de Smith contenant 30 points est générée de manière à obtenir une précision de mesure optimale tant au niveau des paramètres de bruit, que des distorsions d'harmoniques. Les transistors mesurés dans cette section sont des transistors bipolaires silicium d'Infineon montés en boîtier Micro-X, dont les caractéristiques sont données au tableau 2.5. Il s'agit de la même famille de composants qui permettra la conception d'amplificateurs faible bruit en régime non-linéaire au chapitre suivant.

i BFY 405

Le BFY405 est ici mesuré à un courant de collecteur $I_c = 4$ mA. Pour ce type de composant la mesure des paramètres de bruit n'a été réalisée que pour le régime linéaire (-30 dBm en entrée) et faiblement non-linéaire (1 dB de compression pour -8 dBm en entrée). Pour de trop

fortes puissances d'entrée, les incertitudes de mesures sont énormes et donnent des résultats aberrants. Par exemple sur la bande de fréquence 3,4 - 4,6 GHz, la résistance de bruit R_n peut osciller entre une centaine d'ohms et une dizaine d'ohms 200 MHz plus loin. Ces résultats ne seront pas présentés puisqu'ils n'ont pas été jugés cohérents. Dans la section suivante, cette difficulté de mesure sera évoquée et nous expliquerons pourquoi la mesure de paramètres de bruit est tant perturbée.

Pour le moment, attardons-nous sur les figures 2.18 à 2.21, qui sont représentatives des paramètres de bruit en linéaire et au décibel de compression pour le BFY 405. Pour ce composant, le F_{\min} se dégrade d'un demi décibel lorsque le point de compression à 1 dB est atteint. La résistance de bruit représentée sur la figure 2.19 n'évolue quasiment pas en fonction de la fréquence entre 3,4 et 4,6 GHz en régime linéaire. Lorsque la puissance augmente, un minimum apparaît aux environs de 4,4 GHz. Il aurait été judicieux de mesurer les paramètres de bruit au delà de 4,6 GHz pour vérifier si ce minimum n'est pas dû à une erreur au dernier point de mesure. Malheureusement l'équipement du banc en terme de filtre passe-bas et de fréquence de pompe ne permet pas de dépasser ces fréquences de mesure. Enfin, au sujet du coefficient de réflexion optimal en bruit, nous constatons que les incertitudes sont augmentées en régime non-linéaire. Pour le module, figure 2.20, les deux mesures en puissance ont quasiment la même pente. Pour la mesure au décibel de compression l'écart type est visiblement plus important. La phase de la charge optimale en bruit est visible à la figure 2.21. Ici aussi, nous constatons que la mesure à forte puissance comporte des écarts types plus importants, elle est donc moins précise. Quoiqu'il en soit, nous assistons à la dégradation de la charge optimale en bruit. En effet, lorsque la puissance d'entrée augmente, le module se dégrade et s'éloigne du centre de l'abaque.

ii **BFY 420**

Le BFY420 est ici mesuré à un courant de collecteur $I_c = 20$ mA. Les paramètres de bruit sont visualisables aux figures 2.22 à 2.25 en fonction de la fréquence, et paramétrés pour trois puissances d'entrée. Du point de vue non-linéaire, F_{\min} se dégrade avec la fréquence, et aussi en puissance. Un écart de 1,5 dB est par exemple obtenu entre l'état linéaire et fortement non-linéaire. La résistance de bruit équivalente, figure 2.23, voit sa valeur se dégrader fortement pour ce composant après 4 GHz. Au niveau du coefficient optimal en bruit, figure 2.24, le module reste quasiment constant autour de 4 GHz, ensuite cette valeur augmente lorsque la puissance d'entrée augmente. Comme pour le BFY405, la charge optimale s'éloigne du centre de l'abaque. Pour la phase, figure 2.25, le régime linéaire montre une faible variation avec la fréquence. Ce n'est qu'en régime non-linéaire que la phase évolue de manière plus importante en variant sur une cinquantaine de degrés.

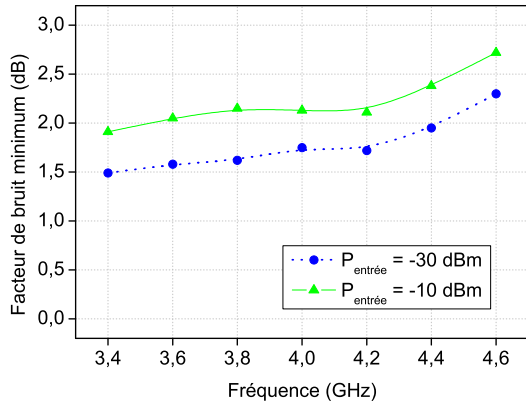


FIG. 2.18 – Facteur de bruit minimum en fonction de la fréquence. Point : mesure, trait : ajustement linéaire passant par 0.

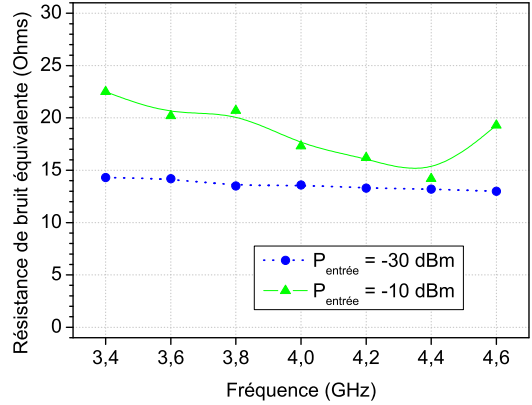


FIG. 2.19 – Résistance de bruit équivalente en fonction de la fréquence.

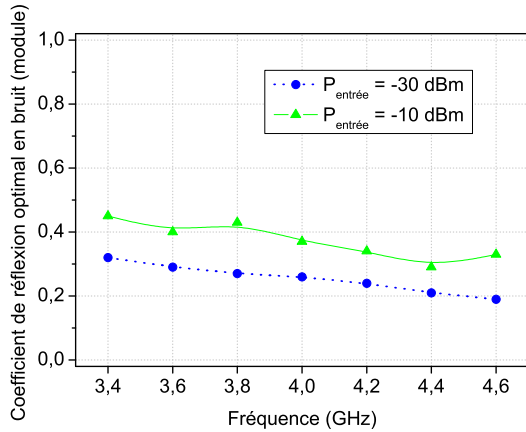


FIG. 2.20 – Module du coefficient de réflexion optimal en bruit en fonction de la fréquence.

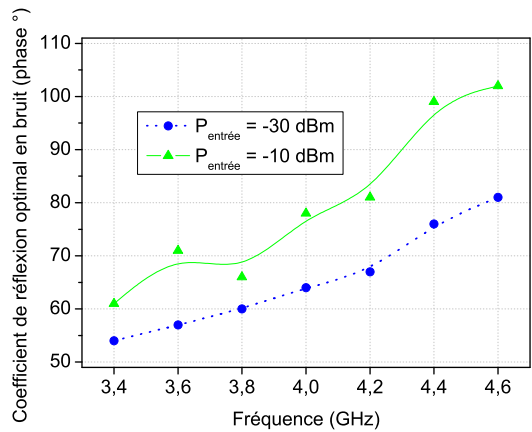


FIG. 2.21 – Phase du coefficient de réflexion optimal en bruit en fonction de la fréquence.

2.3.3 Validation de la technique sur des amplificateurs

Nous proposons dans cette partie de valider l'extraction des paramètres de bruit en régime non-linéaire d'après la technique des impédances multiples, à l'aide de mesures de bruit de phase résiduel. Pour des fréquences suffisamment éloignées de la porteuse, le plancher de bruit de phase $S_{\Phi \text{ plancher}}$ s'exprime ainsi [8, 25] :

$$S_{\Phi \text{ plancher}} = \frac{FkT_0}{P_{\text{entrée}}} \quad (2.6)$$

avec T_0 la température de référence (290 K) et k la constante de Boltzmann. La puissance $P_{\text{entrée}}$ décrit la puissance de la porteuse et F le facteur de bruit de l'amplificateur. Les mesures ont été réalisées à 4 GHz sur les deux types d'amplificateurs, et pour un décalage en fréquence maximal de 100 kHz par rapport à la porteuse. Le banc de mesure a déjà été présenté par le passé [26], et les résultats sont donnés aux figures 2.26 et 2.27 pour différentes puissances

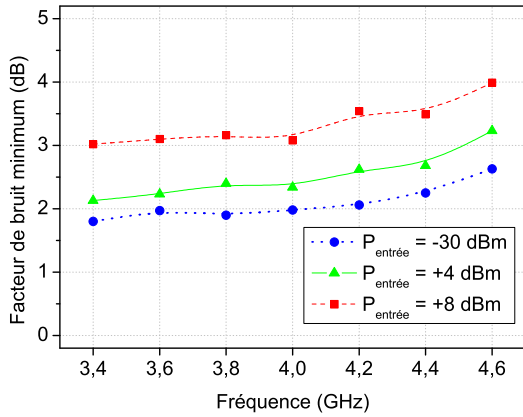


FIG. 2.22 – Facteur de bruit minimum en fonction de la fréquence. Point : mesure, trait : ajustement linéaire passant par 0.

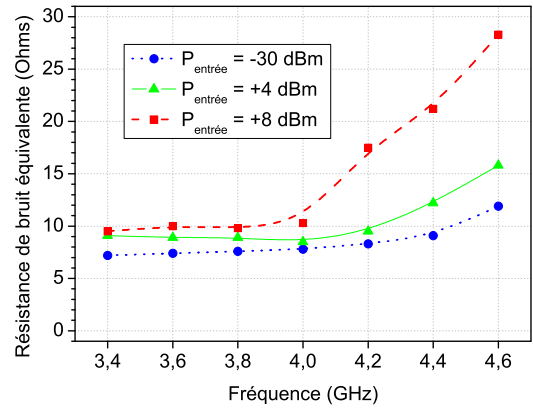


FIG. 2.23 – Résistance de bruit équivalente en fonction de la fréquence.

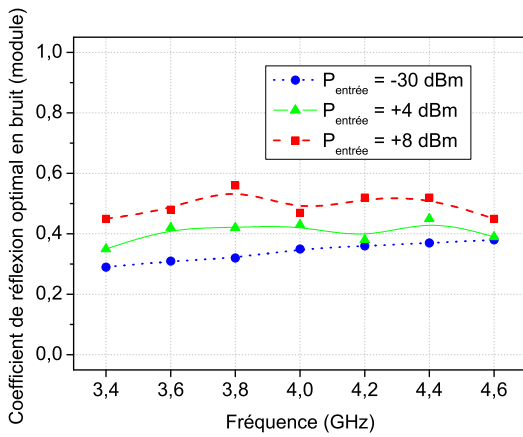


FIG. 2.24 – Module du coefficient de réflexion optimal en bruit en fonction de la fréquence.

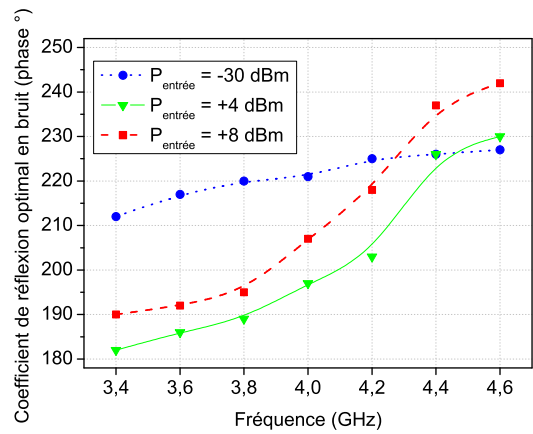


FIG. 2.25 – Phase du coefficient de réflexion optimal en bruit en fonction de la fréquence.

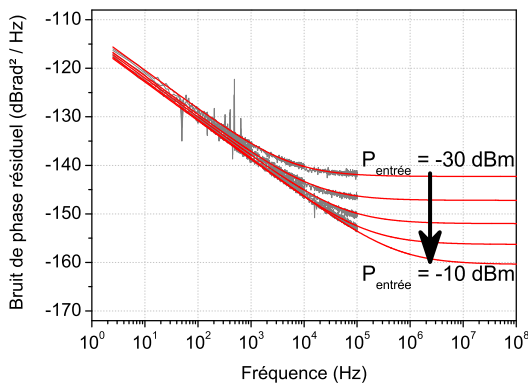


FIG. 2.26 – Bruit de phase résiduel de #1 à 4 GHz. Noir : mesure. Rouge : calcul.

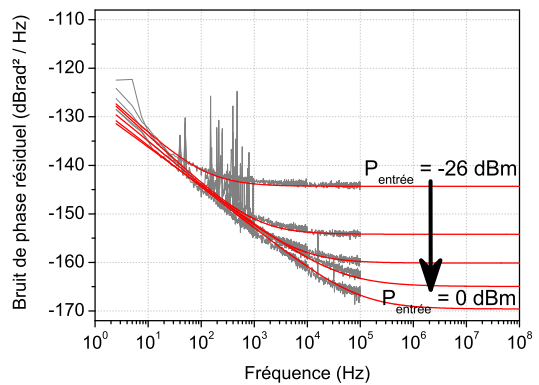


FIG. 2.27 – Bruit de phase résiduel de #3 à 4 GHz. Noir : mesure. Rouge : calcul.

d'entrée. Comme les phénomènes non-linéaires sont largement dépendants des conditions de fermeture en sortie, les amplificateurs ont été chargés par les mêmes circuits au niveau des deux bancs de mesure. Dans ce travail nous ne nous intéresserons pas à la variation de la charge de sortie. En effet, cette dernière peut être optimisée de manière à obtenir la puissance de sortie la plus haute, voire le meilleur rendement en puissance. Il est uniquement question ici d'étudier l'évolution du facteur de bruit en fonction des charges présentées en entrée. Au sujet des conditions de fermeture à l'entrée des dispositifs, un isolateur dans le banc de mesure du bruit de phase résiduel a été placé de sorte à obtenir un 50Ω correct et similaire sur les deux bancs. Le caractère faible bruit de phase de l'amplificateur #3 est ainsi visible. Le plancher de bruit de phase (à 100 kHz de la porteuse) est 15 dB plus bas que celui de son homologue. Nous observons également que le plancher de bruit n'est pas atteint pour certaines puissances d'entrée. En effet, lorsque la puissance augmente, le plancher de bruit de phase résiduel s'abaisse, mais il se décale également en fréquence. La limite en fréquence de l'analyseur de transformées de Fourier du banc ne nous permet pas d'augmenter le décalage en fréquence par rapport à la porteuse. Pour les hautes puissances, une méthode d'ajustement des courbes mesurées a donc été mise en place afin d'extraire le plancher de bruit de phase résiduel. Le bruit de phase est exprimé de la sorte :

$$S_{\Phi} = \frac{K}{f^{\alpha}} + S_{\Phi \text{ plancher}} \quad (2.7)$$

K et α sont les paramètres d'ajustement. Le premier terme est lié au bruit de conversion proche de la porteuse [8]. C'est un bruit en $1/f$ car α est très proche de 1 et de plus, il est relativement indépendant de la puissance à l'entrée de l'amplificateur. Nous arrivons ainsi à extraire la valeur $S_{\Phi \text{ plancher}}$ du plancher de bruit de phase résiduel et celle du facteur de bruit avec l'aide de l'équation 2.6, pour chaque puissance d'entrée. Parallèlement à cette extraction, le facteur de bruit est aussi calculé à partir de l'équation 2.5 grâce aux quatre paramètres de bruit connus et en supposant $\Gamma_s = 0$.

La figure 2.28 montre les variations de ces deux facteurs de bruit calculés sur le standard des 50Ω en fonction de la puissance d'entrée. L'écart maximal entre les deux est de 0,15 dB, ce qui est dans l'ordre de grandeur de la précision de ce genre de mesure [19]. En guise de conclusion, le banc de mesure des paramètres de bruit en régime non-linéaire a été validé par la corrélation avec le bruit de phase résiduel.

2.3.4 Influence de la fréquence de pompe

Nous nous intéressons dans cette partie à l'évolution des paramètres de bruit lorsque la fréquence du signal de pompe est changé. Originellement fixée à 10 GHz en raison de la fréquence de réjection maximale des filtres passe-bas, elle est choisie à 12 GHz dans cette manipulation. Le facteur de bruit minimum et la résistance équivalente de bruit de l'amplificateur #1 représentés figures 2.29 ont été mesurés pour $f_p = 10$ et 12 GHz pour un niveau d'entrée correspondant

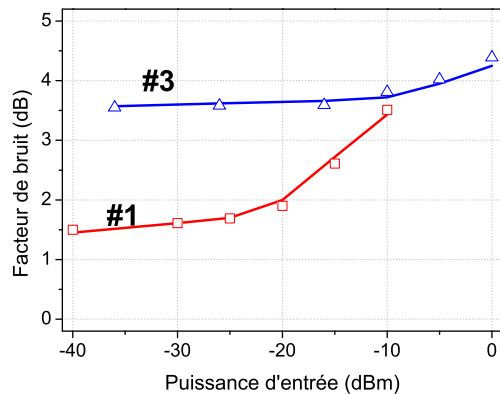


FIG. 2.28 – Facteur de bruit calculé sur 50Ω à 4 GHz. Symboles : calcul à partir des paramètres de bruit. Lignes : calcul à partir des mesures de bruit de phase résiduel.

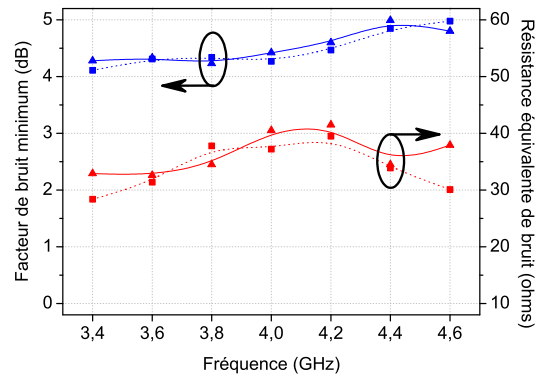


FIG. 2.29 – Facteurs de bruit minimum et résistances équivalentes de bruit en fonction de la fréquence. Pompe à 10 GHz : trait plein + triangles. Pompe à 12 GHz : pointillé + carrés.

à au moins 3 dB de compression. La représentation en fonction de la fréquence entre 3,4 et 4,6 GHz permet de mieux se rendre compte de l'accord entre les deux mesures. En effet, si les F_{\min} ont quasiment les mêmes valeurs dans les deux cas, un écart pour la dernière mesure de R_n atteint une valeur de l'ordre de la dizaine d'ohms, et peut s'expliquer par les incertitudes de mesures.

Le coefficient de réflexion optimal en bruit reste lui aussi inchangé, à fréquence de pompe différente. Ces résultats semblent cohérents car l'amplificateur testé est faible bruit large bande entre 2 et 22 GHz. De ce fait, les distorsions non-linéaires sont quasiment les mêmes, ainsi que les paramètres de bruit lorsque la compression est identique.

2.3.5 Distorsions non-linéaires et problèmes de mesure

Nous avons évoqué dans les pages précédentes les difficultés pour extraire les paramètres de bruit du transistor BFY405 en fonctionnement non linéaire. Une étude détaillée des facteurs de bruit et de la distorsion d'harmoniques pour 30 impédances présentées en entrée du DST permet d'avancer quelques hypothèses.

iii BFY 405

Le composant testé est un BFY405, polarisé à $I_c = 4$ mA. Les figures 2.30 et 2.31 présentent en trois dimensions, les facteurs de bruit mesurés pour toutes les impédances de source générées, en régime linéaire et fortement non-linéaire respectivement. En régime linéaire, les cercles de bruit constant sont bien circulaires, et l'algorithme n'a alors aucun mal à extraire les paramètres de bruit correspondants. En régime non-linéaire par contre, les cercles de bruit constant se dégradent et ont des formes moins arrondies. Dans ce cas, l'extraction des paramètres de bruit est plus problématique. Le fait d'avoir une courbe de bruit peu lisse, avec beaucoup

d'irrégularités, fait que les erreurs de mesure sont très importantes. Nous tenons à faire remarquer la dégradation des performances en bruit entre ces deux graphiques. A gauche, une courbe centrée sur une charge optimale en bruit, au-dessus de laquelle se distingue le facteur de bruit minimum. Les parois peu inclinées remontant vers les limites de l'abaque de Smith, sont caractéristiques d'une faible résistance équivalente de bruit. A droite, nous constatons que le niveau de bruit augmente (les couleurs se foncent et deviennent rouges) et que les parois de la surface de bruit deviennent plus « pentues ». La résistance de bruit augmente et avec elle, ce sont tous les paramètres de bruit qui se dégradent.

Afin d'expliquer ce comportement, nous avons représenté à la figure 2.32 une vue en trois dimensions des distorsions non-linéaires mesurées jusqu'au quatrième harmonique pour chaque position du synthétiseur d'impédances. La puissance d'entrée est de -8 dBm, correspondant à une compression du gain de 3 dB. En observant les figures 2.31 et 2.32, la zone faible bruit de la courbe de bruit correspond à la zone de plus forte distorsion d'harmoniques. De plus, les distorsions non-linéaires varient de façon très importante (entre 30 et 80 %) en fonction des impédances présentées à l'entrée du transistor. De part leurs localisations sur l'abaque de Smith, et de part leurs importances, ces distorsions viennent en quelque sorte moduler la courbe de bruit. Il en résulte alors une courbe aux parois irrégulières qui est difficilement exploitable par l'algorithme d'extraction des paramètres de bruit.

Ce cas est le plus défavorable, le transistor est de petites dimensions, donc sensible aux distorsions non-linéaires. Qui plus est, le courant de polarisation est très faible. Voyons ce qui se produit pour des composants plus volumineux et dont les courants de polarisation permettent de mesurer des paramètres de bruit cohérents.

iv **BFY 420**

Nous répétons la même démarche pour un composant de taille plus importante : le BFY 420, avec un courant de polarisation $I_c = 20$ mA qui le rend plus robuste aux effets non-linéaires. La comparaison entre les facteurs de bruit en régime linéaire et les facteurs de bruit en régime fortement non-linéaire est visible aux figures 2.33 et 2.34. Si la courbe de droite contient quelques irrégularités, elles sont beaucoup moins importantes que celles de la courbe 2.31. Nous observons également que les facteurs de bruit sont dégradés à la hausse, en revanche la résistance équivalente de bruit n'augmente pas autant.

Les distorsions non-linéaires sont représentées pour ce composant à la figure 2.35. Toujours pour 3 dB de compression, nous pouvons remarquer tout d'abord que les ordres de grandeur sont moins importantes que pour le BFY405, puisque les distorsions non-linéaires varient entre 15 et 45 %. Ensuite, la zone de fortes distorsions d'harmoniques n'est pas corrélée à la zone faible bruit sur l'abaque de Smith. Ces résultats expliquent alors que la courbe de bruit reste faiblement modulée par les distorsions non-linéaires, et rend ainsi les paramètres de bruit mesurables.

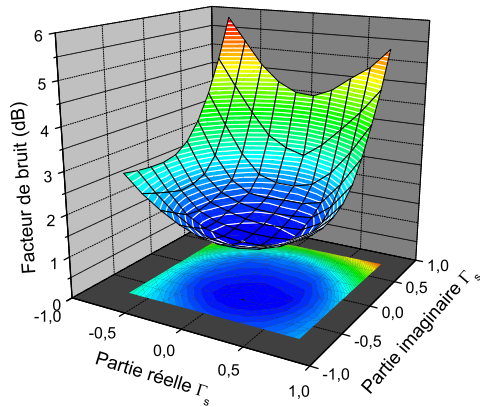


FIG. 2.30 – Facteurs de bruit du BFY405 à 4 GHz en fonction des impédances de source, régime linéaire. Bleu : faible F, rouge : fort F.

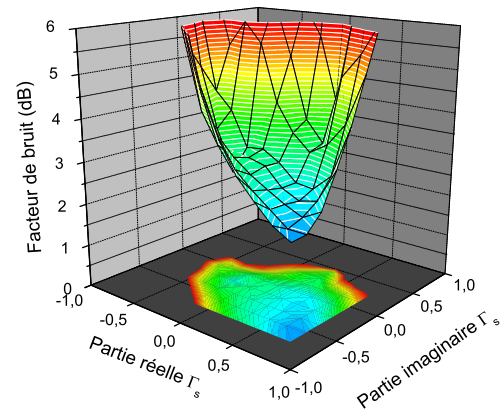


FIG. 2.31 – Facteurs de bruit du BFY405 à 4 GHz en fonction des impédances de source, régime fortement non-linéaire. Bleu : faible F, rouge : fort F.

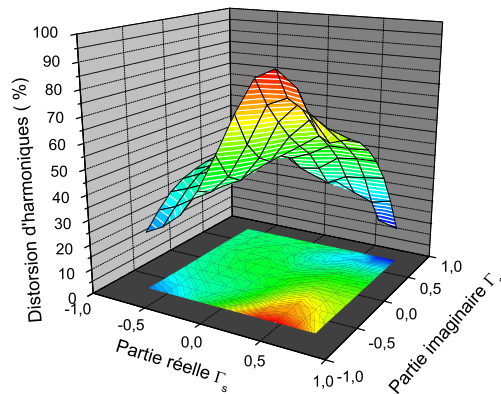


FIG. 2.32 – Distorsion d'harmoniques pour le BFY405 à 4 GHz en fonction des impédances de source.

2.4 Conclusion

Nous avons proposé dans ce chapitre un système de mesure qui permet de caractériser le facteur de bruit et les distorsions d'harmoniques de dispositifs micro-ondes (transistors et amplificateurs) qui fonctionnent en régime non-linéaire. L'étude de TBHs SiGe et de HEMTs a permis de mettre en avant différents comportements lorsque la puissance d'entrée augmente. En effet, l'augmentation du facteur de bruit en régime non-linéaire est liée d'une part à la compression du gain [27], et d'autre part à l'importance des distorsions d'harmoniques. La linéarité des transistors est aussi fortement liée aux courants qui les polarisent. Il est ainsi possible de diminuer la hausse de facteur de bruit et les distorsions d'harmoniques lorsque le régime de fonctionnement est non-linéaire, en augmentant les courants de polarisation.

Il a ensuite été question de mesurer les paramètres de bruit en régime non linéaire. Basée

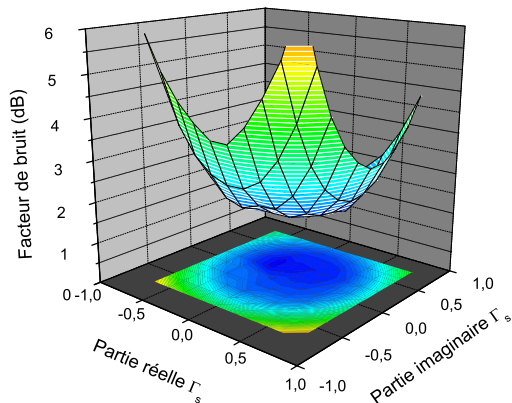


FIG. 2.33 – Facteurs de bruit du BFY420 à 4 GHz en fonction des impédances de source, régime linéaire. Bleu : faible F, rouge : fort F.

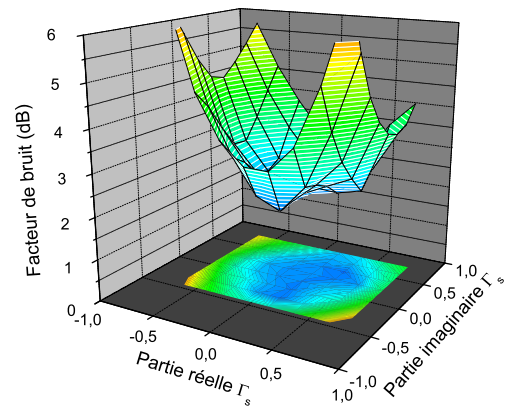


FIG. 2.34 – Facteurs de bruit du BFY420 à 4 GHz en fonction des impédances de source, régime fortement non-linéaire. Bleu : faible F, rouge : fort F.

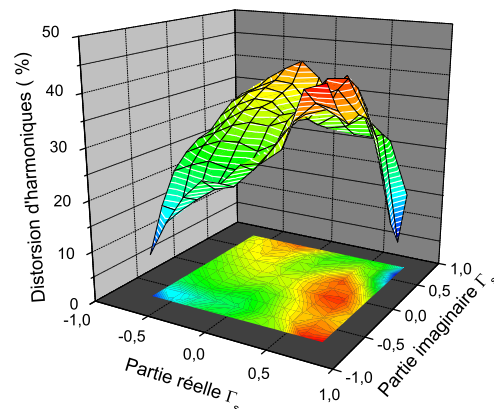


FIG. 2.35 – Distorsion d'harmoniques pour le BFY420 à 4 GHz en fonction des impédances de source.

sur la technique des impédances multiples, la méthode présentée dans ce chapitre nous permet d'extraire les facteurs de bruit puis les paramètres de bruit des dispositifs testés, lorsqu'un signal de pompe fait fonctionner les DST en régime non-linéaire. Nous avons ainsi pu montrer l'influence de la puissance d'entrée sur ces paramètres en étudiant deux types d'amplificateurs et quelques transistors sur une large bande de fréquences. La validation de la technique s'est déroulée en corrélant le facteur de bruit extrait du plancher de bruit de phase résiduel, et celui calculé par le biais des paramètres de bruit.

Pour finir, nous nous sommes intéressés à l'influence de la fréquence du signal de pompe quant aux mesures de paramètres de bruit en régime non linéaire. Parce que les phénomènes non linéaires dépendent de la fréquence, les paramètres de bruit ont été extraits et comparés pour des fréquences de pompe différentes. Ces manipulations ont été menées sur des amplificateurs et donnent des résultats satisfaisants. Nous avons ensuite étudié l'influence des distorsions non-

linéaires au niveau du composant discret. En effet, les phénomènes non-linéaires dépendent aussi des impédances de source qui sont présentées aux DST. Une étude sur des transistors Infineon a permis de mettre en évidence le lien entre l'importance des distorsions d'harmoniques, leurs localisations par rapport à la zone faible bruit, et leurs incidences sur la précision de la mesure.

Références bibliographiques

- [1] R. J. Westcott, « Investigation of multiple FM/FDM carriers through TWT operating near saturation », *Proceedings of IEE*, vol. 14, pp. 726–740, June 1967. 57
- [2] J. Lajoinie, E. Ngoya, D. Barataud, J. Nebus, J. Sombrin, and B. Rivierre, « Efficient simulation of NPR for the optimum design of satellite transponders SSPAs », in *Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International*, vol. 2, pp. 741–744 vol.2, 1998. 57
- [3] A. Geens, Y. Rolain, and W. Van Moer, « NPR and co-channel distortion ratio : a happy marriage? », in *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, vol. 3, pp. 1675–1678 vol.3, 2001. 57
- [4] J. Pedro and N. de Carvalho, « Characterizing nonlinear RF circuits for their in-band signal distortion », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 51, no. 3, pp. 420–426, 2002. 57
- [5] A. Geens and Y. Rolain, « Noise figure measurements on nonlinear devices », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 50, no. 4, pp. 971–975, 2001. 57
- [6] P. Lavrador, N. de Carvalho, and J. Pedro, « Evaluation of signal-to-noise and distortion ratio degradation in nonlinear systems », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 813–822, 2004. 57
- [7] G. Cibiel, *Contribution à l'analyse d'amplificateurs micro-ondes à très faible bruit de phase. Application à la réalisation d'une source à très haute pureté spectrale en bande C*. PhD thesis, Doctorat de l'Université de Toulouse délivré par l'Université Toulouse III - Paul Sabatier, 2003. 57
- [8] G. Cibiel, L. Escotte, and O. Llopis, « A study of the correlation between high-frequency noise and phase noise in low-noise silicon-based transistors », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 1, pp. 183–190, 2004. 57, 74, 76
- [9] Agilent Technol., Palo Alto, CA, *Noise figure measurement accuracy : The Y-factor method*, 1976. Application Note 57-2. 58, 68
- [10] L. Escotte, « *Traité EGEM Electronique, Génie électrique, Microsystèmes* », 2004. N°ISBN 2-7462-0958-6. 58
- [11] J.-M. Collantes, R. Pollard, and M. Sayed, « Effects of DUT mismatch on the noise figure characterization : a comparative analysis of two Y-factor techniques », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 51, pp. 1150–1156, Dec. 2002. 60
- [12] C. Chambon, « *Étude du facteur de bruit d'amplificateurs micro ondes en régime non linéaire* », 2004. 62

- [13] H. Haus and F. Robinson, « The Minimum Noise Figure of Microwave Beam Amplifiers », *Proceedings of the IRE*, vol. 43, no. 8, pp. 981–991, 1955. 66
- [14] A. Leupp and M. Strutt, « High-frequency FET noise parameters and approximation of the optimum source admittance », *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 16, no. 5, pp. 428–431, 1969. 66
- [15] A. Anastassiou and M. Strutt, « Experimental Gain and Noise Parameters of Microwave GaAs FET's in the L and S Bands (Short Papers) », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 21, no. 6, pp. 419–422, 1973. 66
- [16] H. Fukui, « Design of Microwave GaAs MESFET's for Broad-Band Low-Noise Amplifiers », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 27, no. 7, pp. 643–650, 1979. 67
- [17] R. Lane, « The determination of device noise parameters », *Proc. IEEE*, vol. 57, no. 8, pp. 1461–1462, 1969. 67
- [18] A. Boudiaf and M. Laporte, « An accurate and repeatable technique for noise parameter measurements », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 42, no. 2, pp. 532–537, 1993. 67
- [19] L. Escotte, R. Plana, and J. Graffeuil, « Evaluation of noise parameter extraction methods », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, no. 3, pp. 382–387, 1993. 67, 68, 76
- [20] L. Escotte, F. Sejalon, and J. Graffeuil, « Noise parameter measurement of microwave transistors at cryogenic temperature », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 43, no. 4, pp. 536–543, 1994. 68
- [21] T. Gasseling, D. Barataud, S. Mons, J.-M. Nebus, J. Villotte, J. Obregon, and R. Quere, « Hot small-signal S-parameter measurements of power transistors operating under large-signal conditions in a load-pull environment for the study of nonlinear parametric interactions », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 805–812, 2004. 69
- [22] C. Chambon, L. Escotte, S. Gribaldo, and O. Llopis, « C-Band Noise-Parameter Measurement of Microwave Amplifiers Under Nonlinear Conditions », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 55, no. 4, pp. 795–800, 2007. 69
- [23] L. Pradell, A. Comeron, and A. Ramirez, « A General Analysis of Errors in Noise Measurement Systems », in *18th European Microwave Conference*, pp. 924–929, Oct. 1988. 69
- [24] T. Otoshi, « The Effect of Mismatched Components on Microwave Noise-Temperature Calibrations », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 16, no. 9, pp. 675–686, 1968. 69

- [25] A. Hati, D. Howe, F. Walls, and D. Walker, « Noise figure vs. PM noise measurements : a study at microwave frequencies », in *IEEE IFCS'03*, pp. 516–520, 2003. 74
- [26] G. Cibiel, M. Regis, E. Tournier, and O. Llopis, « AM noise impact on low level phase noise measurements », *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 49, no. 6, pp. 784–788, 2002. 74
- [27] N. Garmendia and J. Portilla, « Study of PM Noise and Noise Figure in Low Noise Amplifiers Working under Small and Large Signal Conditions », in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 2095–2098, 2007. 79

Chapitre 3

Conception d'amplificateurs faible bruit en régime non-linéaire

3.1 Introduction

Les amplificateurs faible bruit (LNA de l'anglais « Low Noise Amplifier ») sont caractérisés par un gain élevé, un faible facteur de bruit et une bonne adaptation entrée/sortie. S'il est parfois difficile de mettre en commun toutes ces exigences, les télécommunications larges bandes actuelles [1] nécessitent de plus des amplificateurs à haute linéarité. C'est par exemple le cas des récepteurs W-CDMA (pour Wideband Code Division Multiple Access) à haute sensibilité [2, 3], qui demandent des LNAs hautement linéaires même à faibles courants de polarisation. Dans le standard sans fil de l'UMTS (pour Universal Mobile Telecommunications System) [4] le compromis entre faible facteur de bruit, faible consommation et haute linéarité prévaut. Certains amplificateurs sont optimisés en plancher de bruit additif [5] car ils ne dégradent pas la pureté spectrale d'un oscillateur pour des modulations de phase par exemple. De tous ces travaux, ce sont la puissance d'entrée au décibel de compression et la distorsion d'intermodulation d'ordre 3 qui décrivent la linéarité du LNA.

Quelles sont alors les techniques de conception qui permettent d'allier faible niveau de bruit, faible consommation et haute linéarité? Les LNAs conçus en montage cascode sont toujours utilisés pour réaliser des amplificateurs à deux étages [6]. Le compromis linéarité/facteur de bruit est obtenu en étudiant le type de transistor (bipolaire ou à effet de champ) pour le premier étage [7]. Plusieurs études [8, 9] concluent sur le fait que le montage émetteur commun avec contre réaction (série ou parallèle) permet le meilleur compromis sur la linéarité et le niveau de bruit, et c'est aussi le cas des montages à sources communes [10, 11]. Parfois, c'est une technique spécifique de linéarisation qui est utilisée comme pour les amplificateurs feedforward [12–15].

Ce chapitre est dédié à la conception d'amplificateurs faible bruit en régime non-linéaire. La première étape est de caractériser les composants discrets à notre disposition de manière à choisir le transistor ayant les meilleures performances en bruit, à fort signal de pompe. Une étude est menée en considérant la taille des transistors ainsi que l'influence des courants de collecteur sur la linéarité des paramètres de bruit. Il s'agit ensuite de mettre en place des facteurs de mérite pour finalement sélectionner le composant qui servira à concevoir un amplificateur faible bruit. La seconde étape décrit la méthode que nous avons utilisée pour modéliser les paramètres S et les paramètres de bruit en régime non-linéaire. La conception et les résultats de simulation concernant deux amplificateurs faible bruit sont décrits par la suite. Le premier est optimisé pour fonctionner en régime linéaire et nous verrons quelles sont les dégradations qui adviennent lorsque la puissance d'entrée augmente. Finalement un second amplificateur faible bruit optimisé pour fonctionner en régime non-linéaire est étudié.

3.2 Caractérisation et choix des composants

Un troisième transistor de la gamme BFY a été caractérisé : il s'agit du BFY450. Ce transistor est le plus gros composant de tous ceux qui ont été testés. Le tableau 3.1 en donne les caractéristiques. Les mesures de paramètres de bruit en régime non-linéaire réalisées dans

Transistors	BFY405	BFY420	BFY450
Nombre de doigts d'émetteur	2	6	20
Longueur d'émetteur (μm)	20,5	20,5	20,5
Largeur d'émetteur (μm)	0,4	0,4	0,4
Surface d'émetteur (μm^2)	16,4	49,2	164

TAB. 3.1 – Surface d'émetteur pour tous les transistors Infineon.

les pages qui suivent, l'ont été grâce au banc de test décrit au chapitre précédent. Un signal de pompe de fort niveau permet de placer le DST en régime de fonctionnement non-linéaire, les paramètres de bruit sont ensuite mesurés à une fréquence différente. Nous présentons dans cette section les différentes mesures qui permettent de choisir le composant faible bruit fonctionnant en régime non-linéaire, parmi la gamme des transistors sélectionnés.

3.2.1 Paramètres de bruit en régime non-linéaire et endurance à la puissance

3.2.1.1 Influence des dimensions des composants

Les paramètres de bruit sont mesurés à densité de courant de collecteur identique, c'est-à-dire pour $0,122 \text{ mA}/\mu\text{m}^2$ et à 4 GHz. La tension V_{CE} est égale à 2 V.

Les gains en puissance de ces trois composants sont comparés à la figure 3.1. Nous pouvons observer que plus le transistor est petit plus son gain est élevé, de plus la compression apparaît pour des niveaux d'entrée plus faibles. Concernant le facteur de bruit minimum représenté à la figure 3.2, les remarques vont dans le même sens. Le composant présentant les plus petites dimensions sera celui qui aura le F_{\min} le plus faible en régime petit signal, mais il sera le moins robuste en terme de puissance. Un écart d'environ 15 dB est ainsi obtenu entre les transistors BFY405 et BFY450 sur la valeur de puissance d'entrée pour laquelle F_{\min} commence à augmenter. La résistance équivalente de bruit est comparée pour les trois transistors, à la figure 3.3. En régime linéaire, le transistor ayant la plus petite résistance de bruit est le BFY420. Ensuite, lorsque la puissance d'entrée augmente, R_n croît aussi. A taux de compression identique (toujours 3 dB de compression sur le gain au dernier point de mesure), l'écart entre l'état linéaire et fortement non-linéaire pour R_n est plus important pour le composant de faible taille. De plus, la linéarité de la résistance équivalente de bruit est augmentée avec la taille du transistor. Enfin, une comparaison du coefficient de réflexion optimum en bruit est présenté à la figure 3.4. Nous constatons que plus le transistor est grand, plus le Γ_{opt} s'éloigne du centre de l'abaque. Pour le BFY450 par exemple, le module atteint une valeur de l'ordre de 0,7. On peut ensuite apprécier les variations de Γ_{opt} lorsque la puissance d'entrée augmente. Le transistor ayant le coefficient de réflexion le plus faible en module est donc le plus facilement adaptable en bruit est le BFY405, alors que celui dont l'adaptation est la plus délicate est le BFY450.

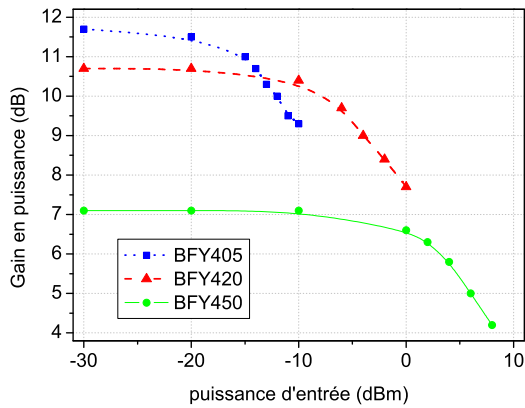


FIG. 3.1 – Gain en puissance pour les trois transistors à 4 GHz.

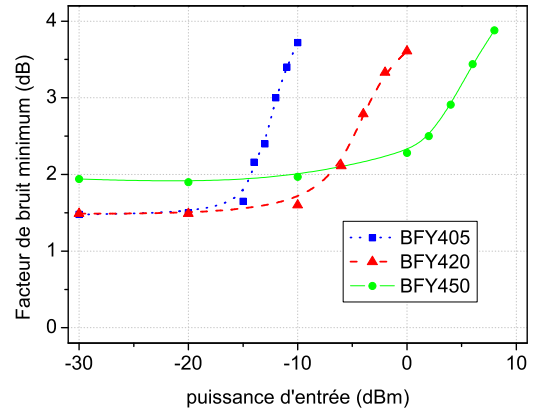


FIG. 3.2 – Facteur de bruit minimum pour les trois transistors à 4 GHz.

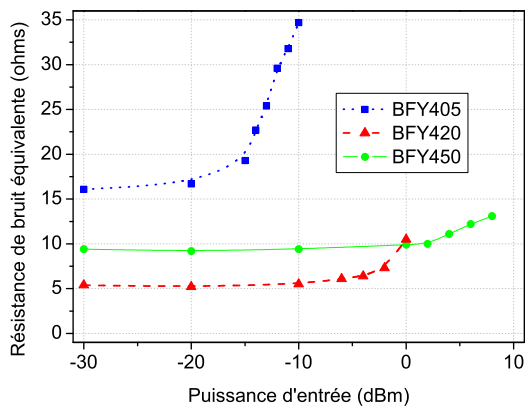


FIG. 3.3 – Résistance de bruit équivalente pour les trois transistors à 4 GHz.

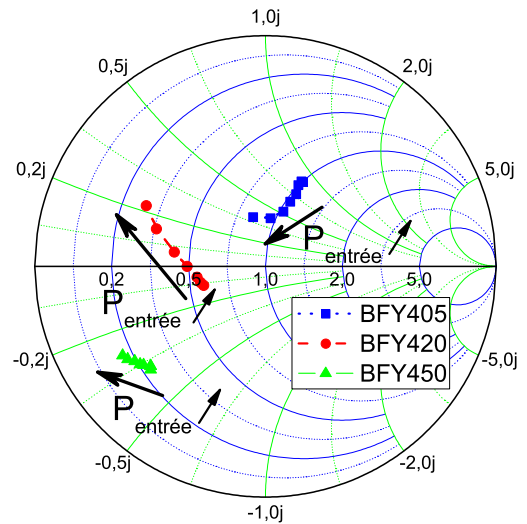


FIG. 3.4 – Coefficient de réflexion optimal en bruit pour les trois transistors à 4 GHz.

3.2.1.2 Influence des courants de polarisation

i BFY405

La figure 3.5 donne l'évolution du gain en puissance de ce composant pour trois courants de collecteur. Le gain en puissance à bas niveau n'augmente plus à partir de $I_c = 6$ mA et la linéarité est augmentée quand I_c augmente. Nous constatons que la puissance d'entrée au décibel de compression passe de -14 dBm, à -6 dBm et -2 dBm pour $I_c = 2, 6$ et 15 mA. Le facteur de bruit minimum visible à la figure 3.6 augmente à bas niveau quand I_c augmente, dû principalement à une augmentation du bruit en grenaille au niveau de la jonction. Concernant l'endurance à la puissance d'entrée, l'augmentation du courant de polarisation permet d'augmenter le niveau d'entrée pour lequel le facteur de bruit minimum commence à croître. La figure 3.7 représente la résistance équivalente de bruit en fonction de la puissance d'entrée, toujours pour trois courants

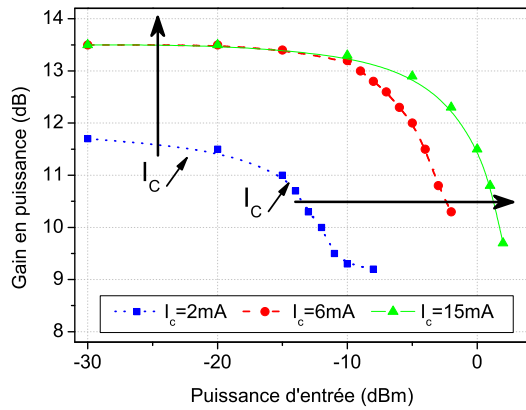


FIG. 3.5 – Gain en puissance pour le BFY405 à 4 GHz.

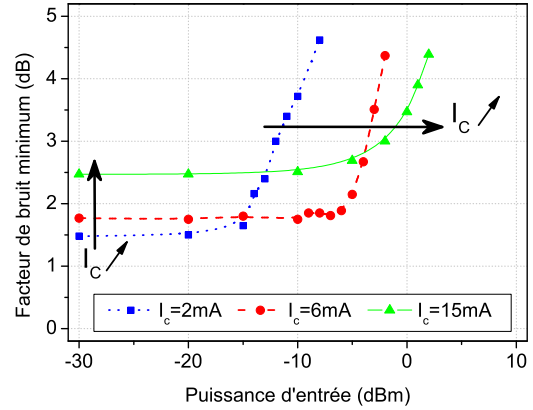


FIG. 3.6 – Facteur de bruit minimum pour le BFY405 à 4 GHz.

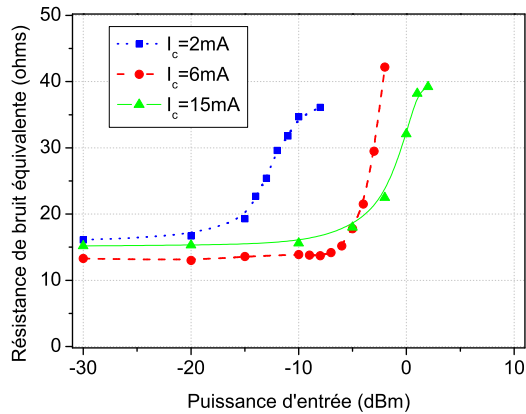


FIG. 3.7 – Résistance de bruit équivalente pour le BFY405 à 4 GHz.

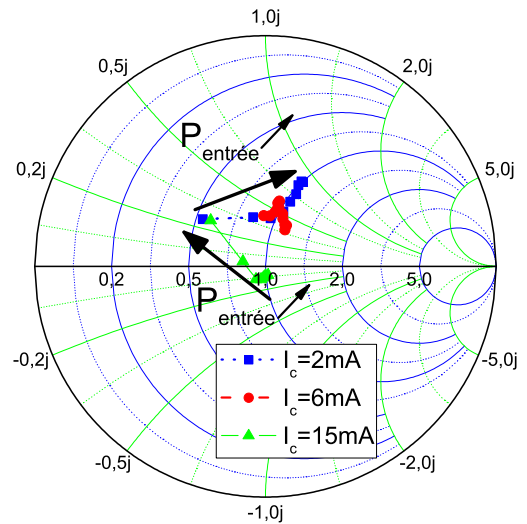


FIG. 3.8 – Coefficient de réflexion optimal en bruit pour le BFY405 à 4 GHz.

de collecteur. La variation de R_n à faible puissance n'est pas linéaire et le courant de collecteur peut être ajustée (à 6 mA) de façon à obtenir la valeur la plus faible possible. Comme pour F_{\min} , la constance et la linéarité de R_n en fonction de la puissance d'entrée peut-être augmentée en polarisant le transistor à des valeurs de I_c plus élevées. Enfin, l'abaque de Smith à la figure 3.8 nous indique l'importante variation de Γ_{opt} lorsque la puissance varie. Dans ce cas, la variation de Γ_{opt} associée à l'augmentation de R_n peut dégrader l'adaptation en bruit réalisée à faible niveau.

ii BFY420

Pour ce composant, le gain en puissance et le facteur de bruit minimum sont donnés aux figures 3.9 et 3.10. Le gain atteint une valeur de 12 dB au maximum, pour un facteur de

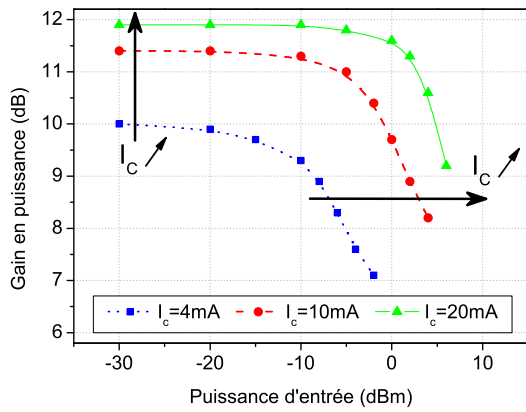


FIG. 3.9 – Gain en puissance pour le BFY420 à 4 GHz.

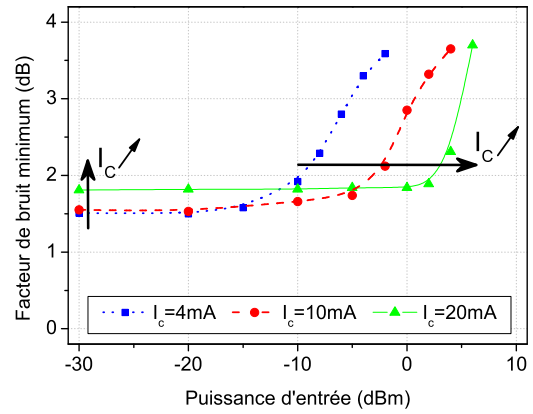


FIG. 3.10 – Facteur de bruit minimum pour le BFY420 à 4 GHz.

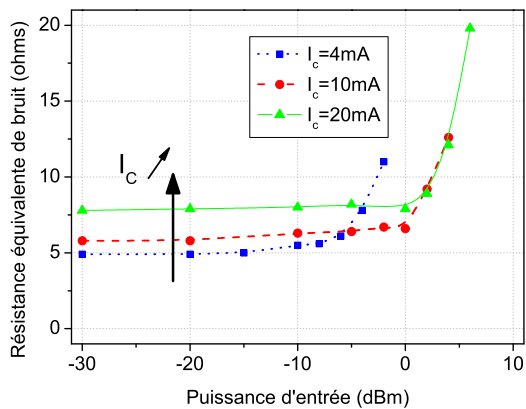


FIG. 3.11 – Résistance de bruit équivalente pour le BFY420 à 4 GHz.

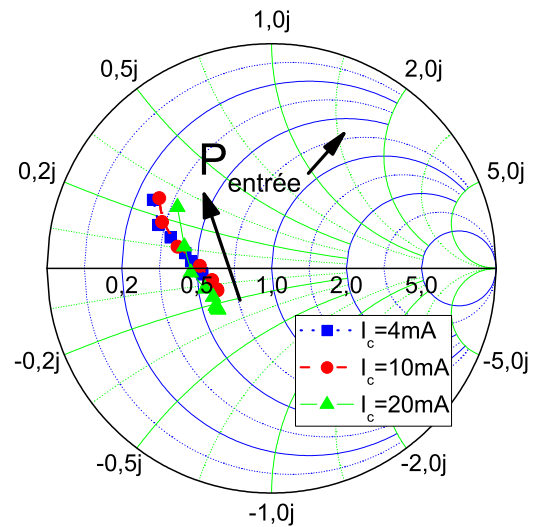


FIG. 3.12 – Coefficient de réflexion optimal en bruit pour le BFY420 à 4 GHz.

bruit minimum de l'ordre de 1,9 dB en linéaire au plus fort courant de collecteur. Ici encore, l'augmentation de I_c s'accompagne en régime linéaire de la hausse du gain, de la hausse de F_{min} , ainsi que de la hausse de la linéarité. La résistance équivalente de bruit visible à la figure 3.11 est de très faible valeur en régime petit signal (entre 5 et 8 ohms selon l'augmentation de I_c). Lorsque le niveau d'entrée croît, nous constatons que l'augmentation de R_n est proportionnelle à l'importance du courant de collecteur. Le coefficient de réflexion optimal en bruit, figure 3.12, reste à priori dans la même région de l'abaque lorsque la puissance augmente et le courant de polarisation varie. Pour ce composant, la variation de charge optimale est quasi indépendante de l'état de polarisation du collecteur.

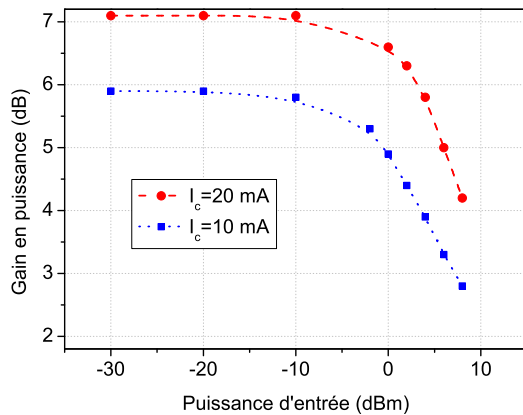


FIG. 3.13 – Gain en puissance pour le BFY450 à 4 GHz.

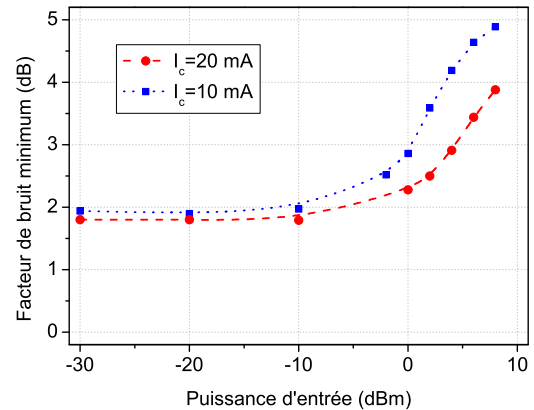


FIG. 3.14 – Facteur de bruit minimum pour le BFY450 à 4 GHz.

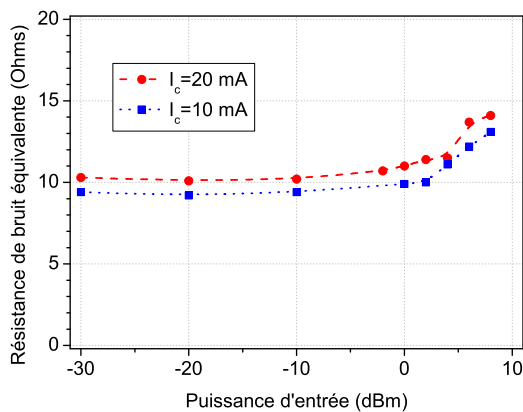


FIG. 3.15 – Résistance de bruit équivalente pour le BFY450 à 4 GHz.

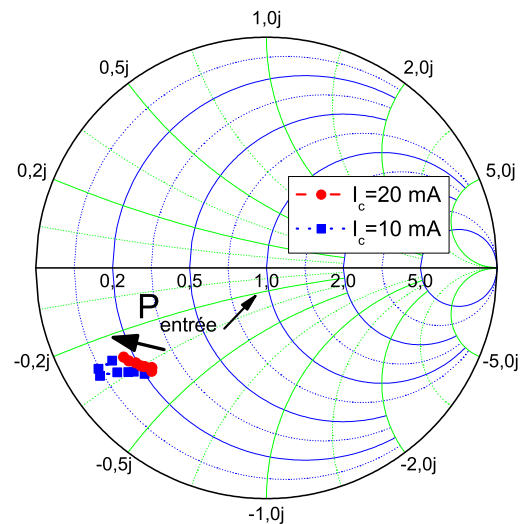


FIG. 3.16 – Coefficient de réflexion optimal en bruit pour le BFY450 à 4 GHz.

iii BFY450

Quelques mesures ont été menées sur le plus gros composant de cette gamme de transistors Infineon. Le gain en puissance représenté à la figure 3.13 est relativement faible en linéaire, puisqu'il atteint 7 dB au courant de polarisation le plus fort. De plus, le facteur de bruit est de l'ordre de 2 dB en linéaire, comme en atteste la figure 3.14. La résistance équivalente de bruit, figure 3.15, est de l'ordre de 10 Ω en régime petit signal, et varie peu avec la puissance d'entrée et les courants de polarisation. Enfin la figure 3.16 indique que le coefficient de réflexion optimal en bruit varie peu tant en puissance d'entrée qu'en fonction de I_c .

3.2.1.3 Synthèse

Augmenter la puissance d'entrée et faire entrer un transistor dans un régime de fonctionnement non-linéaire dégrade ses performances en bruit. Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, l'augmentation du facteur de bruit et les dégradations des paramètres de bruit sont liées à la compression du gain mais aussi aux distorsions non-linéaires qui apparaissent à forte puissance. Que ce soit en terme de taille de transistors ou bien de courant de polarisation, les non-linéarités d'un composant peuvent être réduites. De ce point de vue, il est alors possible de contrecarrer les dégradations des paramètres de bruit, mais généralement les performances en bruit en régime linéaire sont moins bonnes. Le compromis à effectuer tient du fait que le composant ayant la meilleure linéarité sera un composant de grande taille, ce qui ne sera pas favorable pour obtenir un faible facteur de bruit en régime linéaire.

En terme de conception, nous avons vu que le composant le plus volumineux (BFY450) était caractérisé par des charges optimales en bruit qui variaient peu avec la puissance d'entrée. Toutefois, ce composant possède un facteur de bruit plus élevé et surtout un gain plus faible que les transistors plus petits. Même si ce composant est plus robuste que les deux autres, il sera écarté pour la suite de cette étude.

3.2.2 Paramètres de bruit en régime non-linéaire et polarisation faible bruit

La caractérisation des paramètres de bruit en fonction de la polarisation est très importante, car elle permet de trouver quels seront les courants de polarisation permettant les meilleures performances en bruit. En régime non-linéaire, elle permet d'analyser l'évolution des conditions faible bruit avec la puissance d'entrée, et de voir à quel point les performances sont dégradées.

Les mesures qui sont présentées sont associées à des courbes de tendance (linéaire ou polynomiale), qui permettent de mieux visualiser les résultats. De plus, elles sont paramétrées suivant trois puissances d'entrée qui sont relatives au régime linéaire ($P_{\text{entrée}} = -30$ dBm), faiblement non-linéaire et fortement non-linéaire.

3.2.2.1 BFY405

Les quatre paramètres de bruit sont présentés pour ce composant aux figures 3.17 à 3.20, pour $I_c = 2$ à 20 mA. A la figure 3.17, les plus faibles facteurs de bruit minimum sont trouvés pour l'état de polarisation le plus bas ($I_c = 2$ mA) en régime petit signal. Ensuite, plus la compression du gain augmente et plus le courant de collecteur au minimum de F_{min} augmente. Par exemple, au décibel de compression la polarisation optimale est obtenue pour $I_c = 6$ mA, à 3 dB elle devient $I_c = 12$ mA. A la figure 3.18, le minimum de R_n est obtenu à $I_c = 6$ mA pour l'état linéaire et faiblement non-linéaire. De plus, nous constatons une forte augmentation de sa valeur lorsque la puissance d'entrée et le courant de collecteur augmentent. Le coefficient de réflexion optimal en bruit est représenté en module figure 3.19 et en phase à la figure 3.20. Le

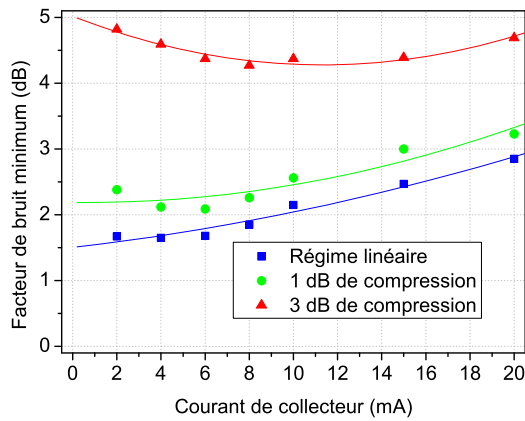


FIG. 3.17 – Facteur de bruit minimum en fonction du courant de collecteur à 4 GHz pour le BFY405. Mesure : point, tendance : ligne.

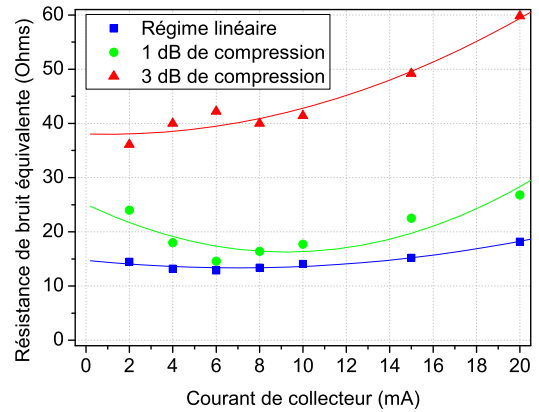


FIG. 3.18 – Résistance de bruit équivalente en fonction du courant de collecteur à 4 GHz pour le BFY405. Mesure : point, tendance : ligne.

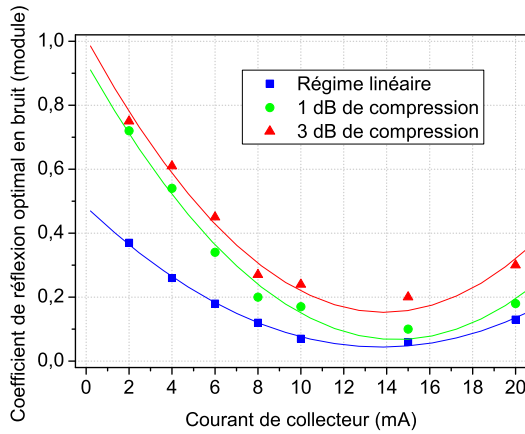


FIG. 3.19 – Module du coefficient de réflexion optimal en bruit en fonction du courant de collecteur à 4 GHz pour le BFY405. Mesure : point, tendance : ligne.

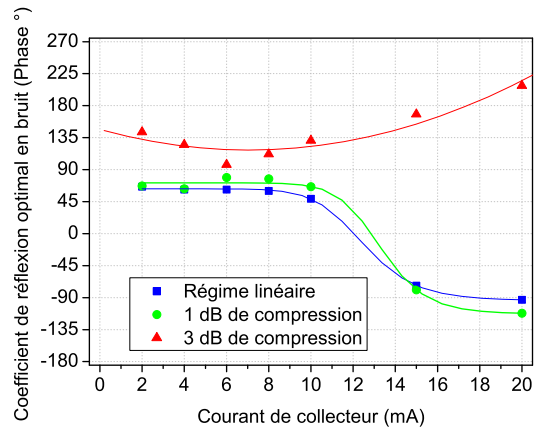


FIG. 3.20 – Phase du coefficient de réflexion optimal en bruit en fonction du courant de collecteur à 4 GHz pour le BFY405. Mesure : point, tendance : ligne.

module minimum est détecté aux environ de 14 mA pour les trois régimes de fonctionnement, nous faisons également remarquer l'augmentation importante de $|\Gamma_{opt}|$ aux faibles courants (cas les plus défavorables : module de 0,8). Le comportement de la phase de Γ_{opt} est plus étrange en ce qui concerne les deux derniers points de mesure aux états linéaire et faiblement non-linéaire. Étant donné que le phénomène est reproductible pour les mesures en régime linéaire et à faible compression, il s'agit sans doute de singularités liées aux composants.

3.2.2.2 BFY420

Nous constatons à la figure 3.21, que l'évolution du facteur de bruit minimum est linéaire en fonction de la polarisation pour les trois niveaux d'entrée. Les plus faibles valeurs de F_{min} sont alors obtenues pour les courants de collecteur les plus faibles. A la figure 3.22, les résistances équivalentes de bruit évoluent de manière linéaire en fonction de la polarisation pour des états

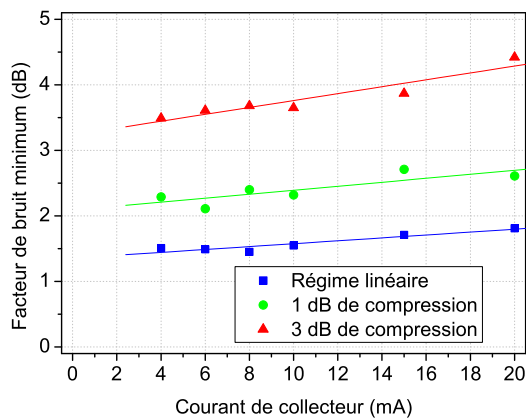


FIG. 3.21 – Facteur de bruit minimum en fonction du courant de collecteur à 4 GHz pour le BFY420. Mesure : point, tendance : ligne.

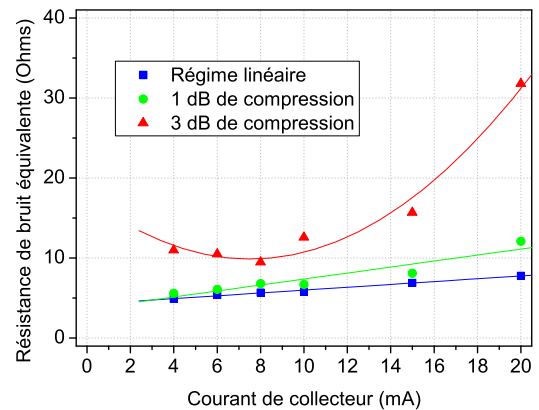


FIG. 3.22 – Résistance de bruit équivalente en fonction du courant de collecteur à 4 GHz pour le BFY420. Mesure : point, tendance : ligne.

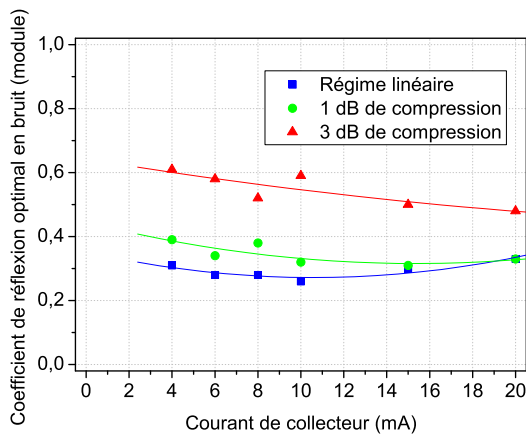


FIG. 3.23 – Module du coefficient de réflexion optimal en bruit en fonction du courant de collecteur à 4 GHz pour le BFY420. Mesure : point, tendance : ligne.

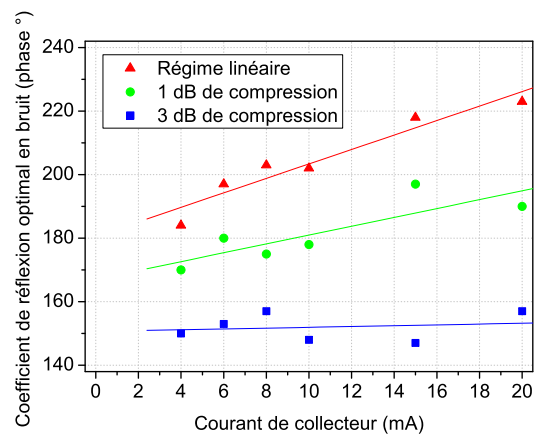


FIG. 3.24 – Phase du coefficient de réflexion optimal en bruit en fonction du courant de collecteur à 4 GHz pour le BFY420. Mesure : point, tendance : ligne.

linéaire et faiblement non-linéaire. Ce n'est qu'à très forte puissance d'entrée qu'un minimum de R_n est décelé à 8 mA. Aux figures 3.23 et 3.24, le module du coefficient de réflexion optimal en bruit varie peu avec la polarisation et la phase augmente linéairement. A faible courant de collecteur et fort niveau d'entrée, la charge optimale en bruit est éloignée du centre de l'abaque puisque le module atteint 0,6.

Finalement, les paramètres de bruit en régime non-linéaire évoluent de manière indépendante vis-à-vis du courant de collecteur. Une polarisation optimale pour un faible F_{\min} ne correspond pas à une polarisation optimale pour une faible valeur de R_n . En allant plus loin, une polarisation optimale au décibel de compression ne le reste pas si la puissance d'entrée augmente encore. La caractérisation en régime non-linéaire des paramètres de bruit en fonction de la polarisation est alors indispensable s'il faut orienter la conception vers un amplificateur à faible F_{\min} en régime non-linéaire, ou à faible R_n .

3.2.3 Facteurs de mérite et choix des composants

3.2.3.1 Facteurs de mérite

Le but de cette section est d'arriver à évaluer les performances faible bruit d'un composant lorsque la puissance d'entrée augmente, puis de choisir le meilleur transistor en vue de concevoir un amplificateur faible bruit en régime non-linéaire. Pour nous aider dans cette tâche, nous allons définir un certain nombre de facteurs de mérite qui nous aideront à prendre notre décision.

Le facteur de mérite M_1 (de l'anglais Noise Measure) est défini dans [16] comme suit :

$$M_1 = \frac{F - 1}{1 - \frac{1}{G_p}} \quad (3.1)$$

Ce facteur prend en considération le gain en puissance G_p et le facteur de bruit F du transistor. Il est petit si le facteur de bruit est faible et le gain important. Sa principale utilité est d'aider à déterminer quel transistor est plus enclin à se placer en tête d'amplificateur pour réduire le bruit des étages suivants.

Pour le calcul du facteur de bruit, nous nous servons de l'équation 2.5 du chapitre 2 dans laquelle Γ_s est remplacé par le coefficient de réflexion optimal en bruit linéaire. Tout se passe comme si le composant était placé après un circuit d'adaptation permettant des performances faible bruit en régime petit signal. Lorsque la puissance d'entrée augmente, les paramètres de bruit évoluent et dégradent le bruit HF : le facteur de bruit augmente et le facteur de mérite aussi.

En régime non-linéaire, nous avons remarqué que le bruit HF variait grandement et que son augmentation pouvait devenir critique pour certaines applications. Il s'agit de définir un second facteur de mérite M_2 , qui prend en compte la puissance $P_{\text{entrée 1dB}}$ ainsi que la consommation $I_c \times V_{ce}$. On a alors la formule suivante :

$$M_2 = \frac{(F - 1)I_c V_{ce}}{\left(1 - \frac{1}{G_p}\right)P_{\text{entrée 1dB}}} \quad (3.2)$$

Pour concevoir un amplificateur à un seul étage, il n'y a pas lieu de choisir entre plusieurs composants pour savoir lequel doit se placer en tête. Un troisième facteur de mérite M_3 est alors formulé d'après [17]. Il tient compte simplement du rapport F/G_p et des considérations précédentes relatives à la linéarité et la consommation :

$$M_3 = \frac{F I_c V_{ce}}{G_p P_{\text{entrée 1dB}}} \quad (3.3)$$

Pour finir, un dernier facteur de mérite est défini. Il ne concerne plus directement la conception d'amplificateurs faible bruit robustes, mais plutôt celle d'amplificateurs dont le plancher de bruit de phase résiduel est très bas. Nous avons vu au chapitre précédent le lien qui existait

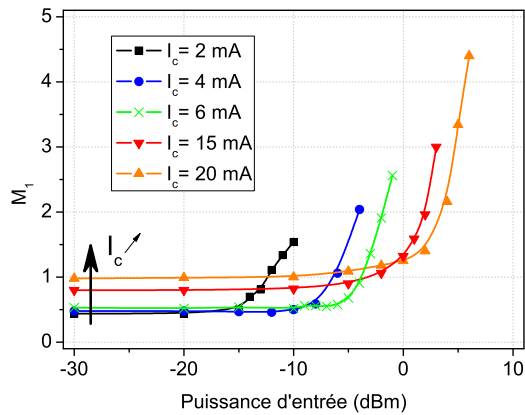


FIG. 3.25 – Facteur de mérite M_1 pour le BFY405 en fonction de la puissance d'entrée à 4 GHz.

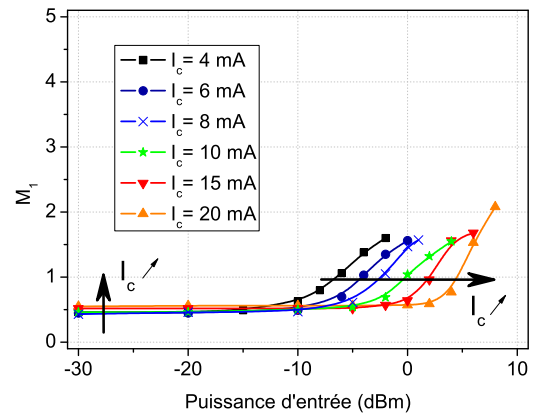


FIG. 3.26 – Facteur de mérite M_1 pour le BFY420 en fonction de la puissance d'entrée à 4 GHz.

entre bruit haute fréquence et plancher de bruit de phase :

$$S_{\Phi \text{ plancher}} = \frac{FkT_0}{P_{\text{entrée}}} \quad (3.4)$$

Le facteur de mérite M_4 est alors déterminé comme suit :

$$M_4 = 10 \log \frac{F}{P_{\text{entrée}}} \quad (3.5)$$

Il comptabilise alors le rapport du facteur de bruit F sur la puissance d'entrée $P_{\text{entrée}}$. De ce point de vue, plus ce facteur de mérite est bas, plus le plancher de bruit de phase résiduel est bas.

3.2.3.2 Choix des composants

Il s'agit maintenant de comparer les valeurs que prennent ces différents facteurs de mérite pour les composants et les polarisations étudiés précédemment.

i M_1

Les comparaisons des facteurs de mérite M_1 pour le BFY405 et 420 sont visibles aux figures 3.25 et 3.26. Leurs évolutions sont tracées en fonction de la puissance d'entrée pour divers courants de collecteur. Pour le BFY405 en régime petit signal, le facteur de mérite augmente avec le courant de polarisation : il devient donc de moins en moins bon. Lorsque la puissance d'entrée croît à son tour, les forts courants de collecteur retardent la croissance du facteur de mérite, mais son augmentation n'en n'est que plus importante¹. L'explication de ce phénomène tient du fait que le facteur de bruit du BFY405 se dégrade de manière importante à forte puissance. Le facteur de mérite qui en découle augmente fortement à son tour. Concernant

¹le dernier point de mesure concerne une compression du gain de 3 dB

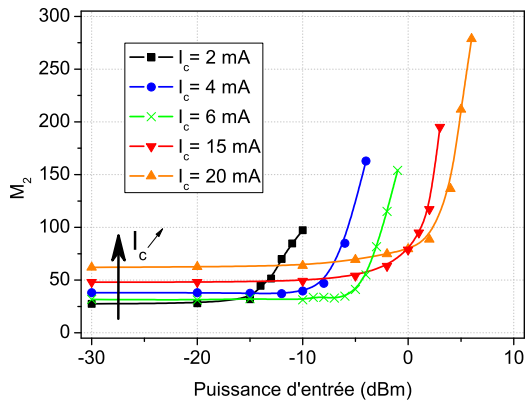


FIG. 3.27 – Facteur de mérite M_2 pour le BFY405 en fonction de la puissance d'entrée à 4 GHz.

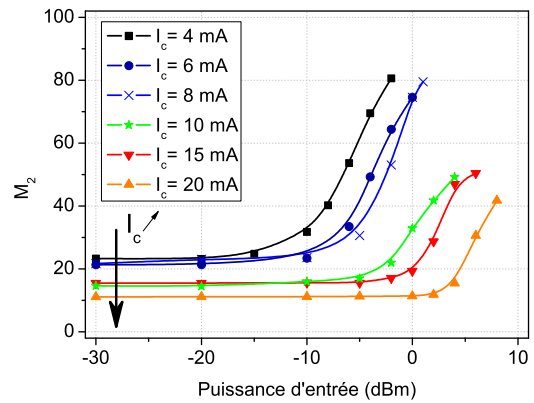


FIG. 3.28 – Facteur de mérite M_2 pour le BFY420 en fonction de la puissance d'entrée à 4 GHz.

le BFY420, figure 3.26, nous constatons que l'augmentation de M_1 en fonction de I_c est minime lorsque la puissance d'entrée est basse. En régime non-linéaire, augmenter I_c permet encore de repousser le niveau d'entrée qui fait croître le facteur de mérite. A la différence du BFY405, à 3 dB de compression M_1 atteint une valeur de l'ordre de 2 quelques soient les courants de collecteur. Nous signalons que pour le BFY450, le facteur de mérite M_1 se situe à 1 pour $I_c = 10$ et 20 mA en régime linéaire. A 3 dB de compression, il augmente jusqu'à 2,5 et 4 (respectivement pour les deux courants). Ses performances sont donc moins bonnes comparées aux deux autres composants.

Au niveau du facteur de mérite M_1 , un faible avantage est donné au BFY420. Comparé au BFY405, le bruit HF de ce composant est moins dégradé lorsque la puissance d'entrée augmente.

ii M_2

Les facteurs de mérite M_2 sont comparés de la même manière aux figures 3.27 et 3.28. Pour le BFY405, figure 3.27, les mêmes conclusions qu'au paragraphe précédent peuvent être tirées. Les graphiques sont quasiment identiques, seuls les ordres de grandeur changent. Pour ce composant, comme la puissance d'entrée au décibel de compression est faible, le facteur de mérite reste inchangé. En revanche pour le BFY420, figure 3.28, l'augmentation du courant de collecteur fait diminuer M_2 en régime petit signal. Nous observons également que l'augmentation de I_c retarde toujours la hausse de M_2 avec la puissance d'entrée. Sa valeur maximale tend à diminuer en régime non-linéaire, pour peu que le courant de collecteur et la valeur de $P_{\text{entrée 1dB}}$ augmentent.

Au niveau du facteur de mérite M_2 , un avantage fort est donné au BFY420. En effet, ce facteur de mérite prend en compte la puissance d'entrée au décibel de compression. Pour le BFY420, cette puissance est 10 dB au-dessus de celle du BFY405, il est donc cohérent que ce composant ait un facteur de mérite bien meilleur lorsque le courant de collecteur augmente.

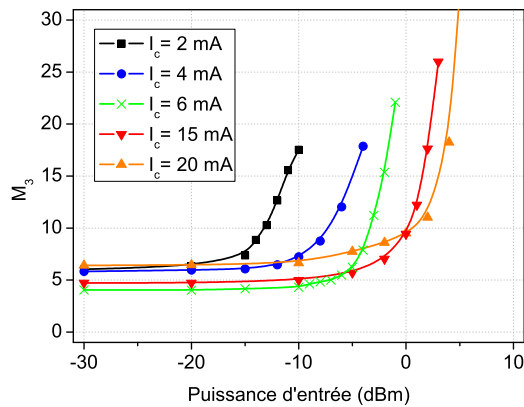


FIG. 3.29 – Facteur de mérite M_3 pour le BFY405 en fonction de la puissance d'entrée à 4 GHz.

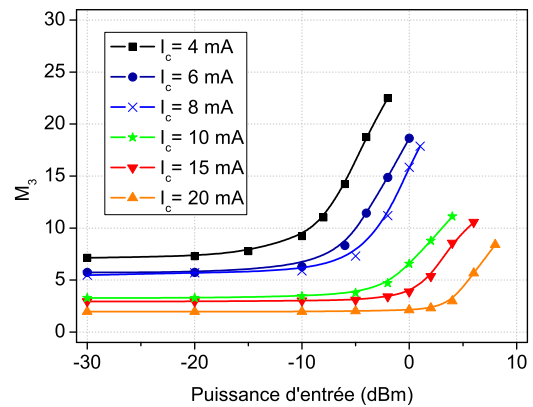


FIG. 3.30 – Facteur de mérite M_3 pour le BFY420 en fonction de la puissance d'entrée à 4 GHz.

iii M_3

Le troisième facteur de mérite, représenté figures 3.29 et 3.30, est un peu spécial. La prise en compte du gain et du facteur de bruit se fait simplement par un rapport. De cette manière, un facteur de bruit faible et un gain fort rendront simplement le facteur de mérite meilleur. Pour le BFY405, figure 3.29, la diminution et l'amélioration de M_3 est observable en régime petit signal lorsque le courant de collecteur augmente. Malheureusement, pour de trop forts courants ($I_c = 15$ et 20 mA) le facteur de mérite se dégrade et augmente. Il existe donc un courant de collecteur optimal (autour de 5 mA) pour laquelle M_3 est le plus bas à faible puissance. Pour une puissance d'entrée compressant de 3 dB le gain, nous assistons encore à la forte croissance du facteur de mérite en fonction du courant de collecteur. A la figure 3.30, le comportement du BFY420 est similaire. Le facteur de mérite continue de décroître en régime petit signal lorsque I_c croît. La valeur de M_3 est alors très basse en régime petit signal, et augmente guère en régime fort signal pour un courant de collecteur de 20 mA.

Ici encore le BFY420 sort premier de sa confrontation avec le BFY405. En terme de performance brute, le facteur de bruit minimum est faible et n'augmente pas trop avec la puissance d'entrée. Le gain en puissance est relativement élevé pour de forts courants de collecteur. Finalement l'endurance de ce composant aux effets non-linéaires lorsque la puissance d'entrée augmente en fait un composant de choix pour concevoir un amplificateur faible bruit en régime fort signal à 4 GHz.

iv M_4

Indépendamment de la conception d'un LNA robuste à la puissance d'entrée, l'étude du dernier facteur de mérite M_4 permet d'évaluer les performances en plancher de bruit de phase résiduel. Ce facteur de mérite est tracé dans les figures 3.31 et 3.32 en fonction de la puissance d'entrée, pour plusieurs valeurs de courants de polarisation. Plus le courant augmente, et plus le plancher de bruit de phase est bas pour les deux composants. Ceci vient du fait que les

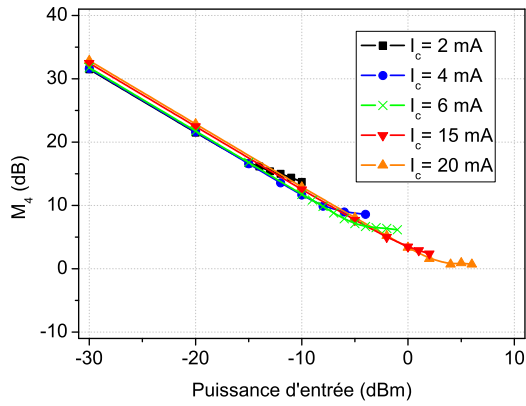


FIG. 3.31 – Facteur de mérite M_4 pour le BFY405 en fonction de la puissance d'entrée à 4 GHz.

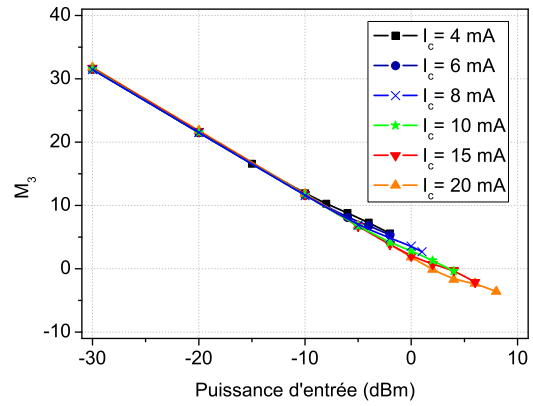


FIG. 3.32 – Facteur de mérite M_4 pour le BFY420 en fonction de la puissance d'entrée à 4 GHz.

Transistors	BFY405	BFY420	BFY450
Courant de collecteur (mA)	4	20	10
Distorsion d'harmoniques sur 50Ω (%)	49,8	33,8	29,1

TAB. 3.2 – Distorsions d'harmoniques pour les trois gammes de transistors Infineon à 4 GHz, aux polarisations utilisées.

transistors deviennent plus endurants à la puissance lorsque I_c augmente. Ensuite, plus le transistor est grand, plus son endurance à la puissance croît aussi. Il en résulte alors que le BFY420 pourrait être le transistor le plus intéressant en terme de plancher de bruit de phase résiduel à forte puissance d'entrée et à fort courant de polarisation. On gagne en effet 5 dB par rapport au plancher du BFY405.

3.2.4 Paramètres S en régime non-linéaire

Les figures 3.33 à 3.35 sont représentatives des paramètres S11 et S22 des transistors BFY405, 420 et 450 à $I_c = 4, 20$ et 10 mA, respectivement. Les mesures sont toujours effectuées pour trois puissances d'entrée qui reflètent l'état linéaire, faiblement et fortement non-linéaire. La mesure des paramètres S en régime non-linéaire est effectuée d'après le banc de mesure décrit au chapitre précédent. Un signal de pompe de forte amplitude permet le fonctionnement non-linéaire des DST, alors que les paramètres S sont mesurés en régime petit signal à l'aide d'un ARV [18].

Pour une fréquence de 4 GHz, l'adaptation à l'entrée des transistors BFY405 et 420 se valent puisque les modules du coefficient de réflexion S11 atteignent une valeur de l'ordre de 0,5. En revanche, la qualité de l'adaptation pour le BFY450 est plutôt médiocre puisque le module de S11 est de l'ordre de 0,7. Au niveau de la conception d'amplificateur, il est donc plus difficile de bien adapter l'entrée du BFY450. Au sujet de l'adaptation de sortie, c'est le phénomène inverse qui se produit puisque c'est le BFY405 qui possède le module de S22 le plus haut (supérieur à

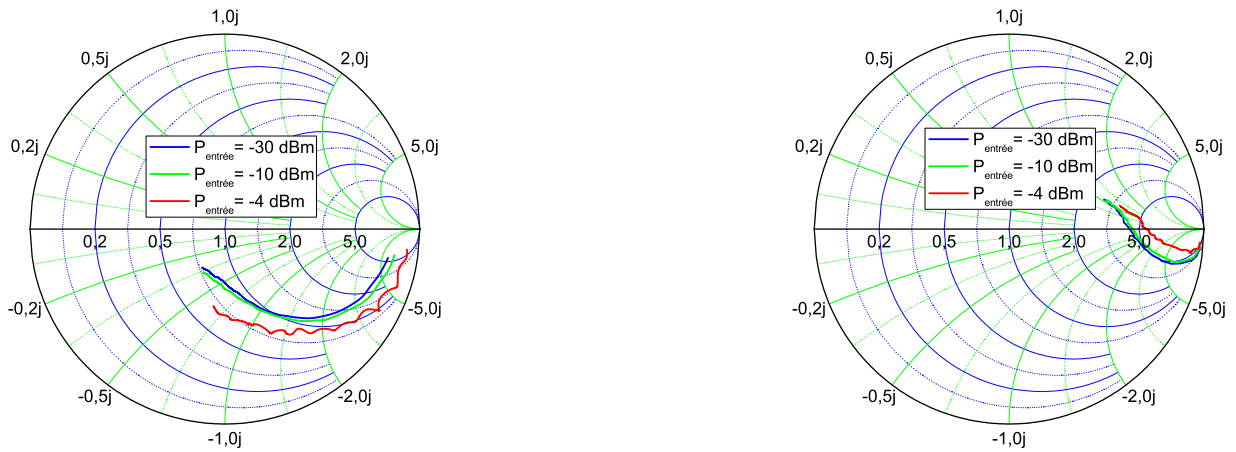


FIG. 3.33 – Paramètres S11 (gauche) et S22 (droite) du BFY405 à $I_c = 4$ mA entre 200 MHz et 8 GHz.

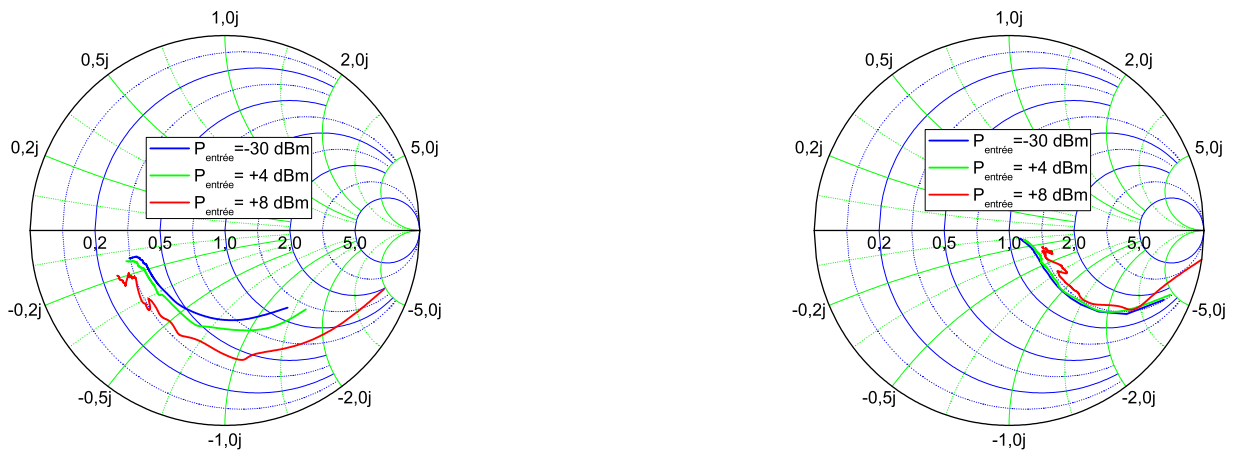


FIG. 3.34 – Paramètres S11 (gauche) et S22 (droite) du BFY420 à $I_c = 20$ mA entre 200 MHz et 8 GHz.

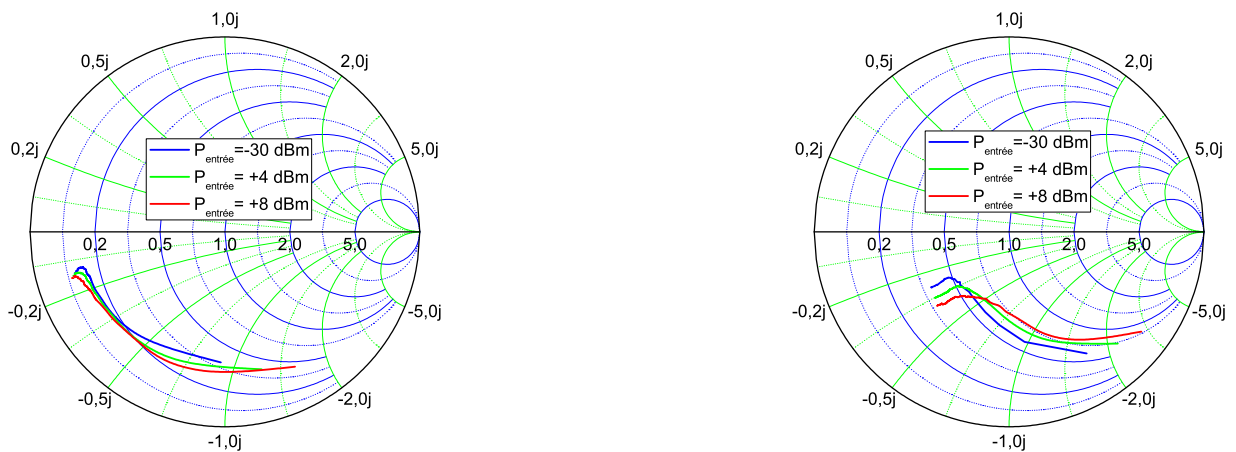


FIG. 3.35 – Paramètres S11 (gauche) et S22 (droite) du BFY450 à $I_c = 10$ mA entre 200 MHz et 8 GHz.

0,7). Le BFY420 possède un module de S22 d'environ 0,2 alors que le BFY450 se situe à 0,4. De cette gamme de transistors, il se trouve donc que le BFY420 est le transistor le plus commode à adapter en entrée et en sortie, à cette fréquence.

En ce qui concerne les mesures réalisées en régime fortement non-linéaire, nous remarquons que l'écart type entre les points augmente alors que l'incertitude de mesure est toujours la même quelque soit le niveau du signal de pompe. En effet pour des fortes puissances et pour un composant de petite taille (BFY405), les paramètres S sont fortement dégradés (voir la figure 3.33 à gauche). Il est d'ailleurs possible de lier ces fortes erreurs de mesures à la quantité de distorsions non-linéaires, comme en atteste le tableau 3.2. Plus le transistor est de petite taille, plus la distorsion d'harmoniques est importante sur 50Ω , plus les paramètres S sont dégradés de manière significative.

3.3 Conception d'amplificateurs faible bruit en régime non-linéaire.

Dans cette partie, nous expliquons comment nous avons conçu les amplificateurs faible bruit en régime non-linéaire. Dans un premier temps, il est question de décrire la méthode de modélisation des composants discrets, basée sur la mise en œuvre d'outils de caractérisation permettant la mesure des paramètres S et des paramètres de bruit en régime non-linéaire. Dans un second temps, nous commenterons l'architecture des différents LNAs que nous souhaitons réaliser :

- un amplificateur faible bruit en régime linéaire réalisé à partir d'un BFY420 polarisé à fort courant ($I_c = 20 \text{ mA}$). Il s'agit d'un composant et d'un courant de polarisation qui permet de concevoir un LNA robuste vis-à-vis de la puissance d'entrée.
- un amplificateur faible bruit en régime non-linéaire réalisé à partir d'un BFY420 polarisé à fort courant ($I_c = 20 \text{ mA}$). Ici, la conception est optimisée pour fonctionner en régime fortement non-linéaire.

Il ne restera finalement que les résultats de simulation à commenter.

3.3.1 Modélisation des transistors

Il s'agit de modéliser en régime non-linéaire les transistors qui ont été choisis compte tenu de leurs tailles et des courants de polarisation optimaux. Les amplificateurs étant conçus à 4 GHz, les paramètres S sont mesurés entre 200 MHz et 8 GHz pour simuler correctement la stabilité, et les paramètres de bruit sont mesurés entre 3,4 et 4,6 GHz pour simuler l'évolution du facteur de bruit. Le logiciel de simulation ADS implémente des modèles de type « boîte noire » qui font appel à des fichiers de mesures². Pour un seul composant, trois types de modèles sont disponibles. Le premier est caractéristique du fonctionnement linéaire du transistor. Le

²ce sont les DACs pour Data Access Components

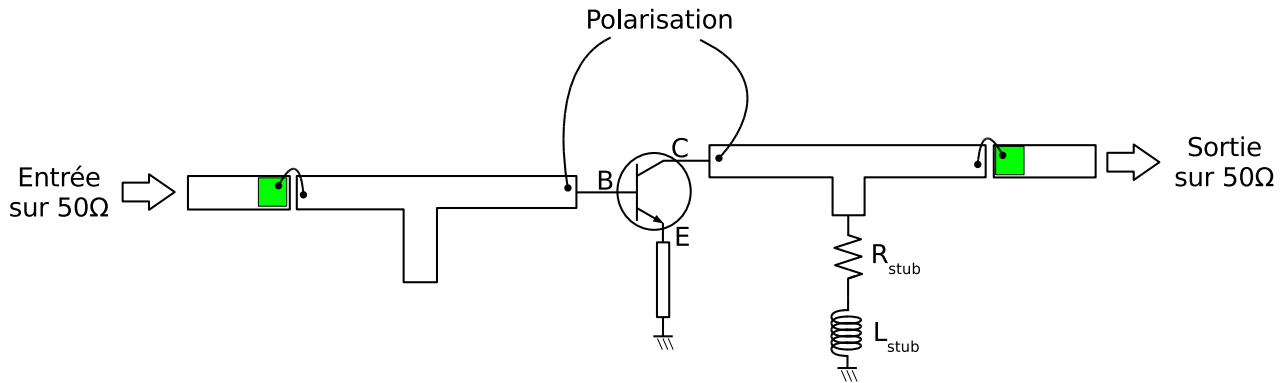


FIG. 3.36 – Circuits d'adaptation et topologie des circuits.

second et le troisième représentent respectivement un état faiblement non-linéaire (1 dB de compression) et fortement non-linéaire (3 dB de compression). Il suffit alors de sélectionner un modèle pour faire appel aux paramètres S et aux paramètres de bruit en régime linéaire, faiblement non-linéaire ou fortement non linéaire du transistor en question.

Pour ce type de simulation, la polarisation est directement prise en compte lors de la mesure du DST. En effet les paramètres S et les paramètres de bruit étant mesurés pour divers courants de collecteur, il n'y a pas lieu de polariser le transistor.

3.3.2 Topologie et simulation des circuits

Il s'agit ici de décrire les circuits d'adaptation des amplificateurs. Des lignes et des stubs sont implémentés de manière à assurer l'adaptation entrée/sortie de l'amplificateur, ainsi que l'adaptation en bruit. La figure 3.36 représente graphiquement la topologie des circuits. Une première ligne, dont la largeur correspond à une impédance caractéristique de 50Ω , est placée en amont du premier circuit d'adaptation. Son rôle est d'amener les signaux RF depuis le connecteur SMA qui traverse le boîtier. Une capacité de découplage collée sur cette ligne est connectée au circuit d'adaptation via un fil en or. Avec cette technique, la fréquence de résonance de la capacité a une valeur plus haute. Ceci est pris en compte au niveau simulation en intégrant la capacité de découplage ainsi qu'une inductance parasite, dont la valeur empirique est donnée par la formule suivante [19] :

$$L(nH) = 0,2l \left[\log \left(\frac{4l}{d} \right) - 1 \right] \quad (3.6)$$

La longueur du fil est décrite par l , et le diamètre par d . Le circuit d'adaptation qui suit est constitué d'une ligne et d'un stub fermé par un circuit ouvert dont les longueurs permettent le changement d'impédance. Il s'agit alors d'obtenir une bonne adaptation d'entrée (S11 inférieur à -10 dB en module) ainsi qu'une très faible dégradation du bruit HF (dégradation de l'ordre de 0,1 dB sur le F_{\min} du transistor). En sortie, le collecteur du transistor est refermé sur une longueur de stub qui permet une bonne adaptation en sortie (S22 inférieur à -10 dB en

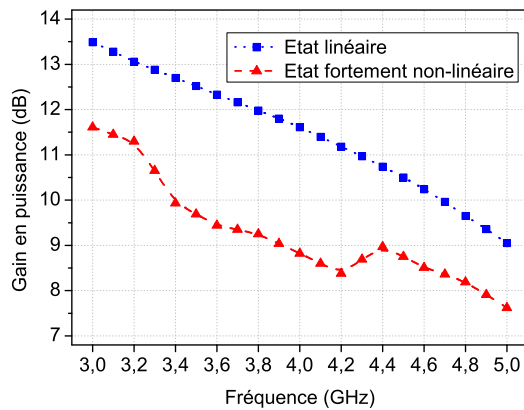


FIG. 3.37 – Gain en puissance en régime linéaire et fortement non-linéaire pour le premier LNA à base de BFY420.

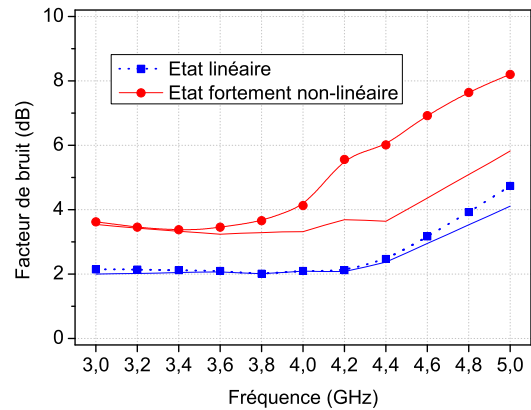


FIG. 3.38 – Facteur de bruit en régime linéaire et fortement non-linéaire pour le premier LNA à base de BFY420.

module) ainsi qu'un transfert de puissance optimisé (gain en puissance le plus haut possible). Enfin, comme en entrée, une ligne d'impédance caractéristique 50Ω contient une capacité de découplage.

Afin de stabiliser l'amplificateur et ainsi éviter une quelconque oscillation, deux techniques sont utilisées. Dans un premier temps, une inductance de dégénérescence est placée entre l'émetteur et la masse. Ces transistors ayant en fait deux émetteurs liés au boîtier Micro-X, deux inductances partant des émetteurs sont réalisés grâce à des lignes dont les dimensions sont très petites devant la longueur d'onde. Dans un second temps, un filtre constitué d'une résistance et d'une inductance est placé au bout du stub de sortie, puis connecté à la masse. Il s'agit alors de diminuer fortement le gain aux basses fréquences (technique du by-passing) de sorte à augmenter la stabilité de l'amplificateur.

Pour finir, la polarisation est amenée au plus près du composant par des fils en or allant sur les lignes d'accès du transistor. Les longueurs de ces fils sont suffisamment longues pour obtenir des inductances de fortes valeurs.

3.3.3 Résultats de simulation

3.3.3.1 Amplificateur conçu en régime linéaire

Les gains en puissance simulés sont représentés à la figure 3.37 en régime linéaire et fortement non-linéaire. A 4 GHz, l'amplificateur atteint 12 dB de gain à faible niveau. Les facteurs de bruit sont représentés à la figure 3.38 entre 3 et 5 GHz. Les symboles représentent les facteurs de bruit simulés pour les deux états de fonctionnement, alors que les traits fins correspondent aux facteurs de bruit minimum du transistor. Nous constatons alors qu'en régime linéaire, le facteur de bruit est très proche du facteur de bruit minimum. En revanche, lorsque la puissance d'entrée augmente et compresse de 3 dB le gain, cet écart prend de l'ampleur. Ceci est dû au fait que la résistance équivalente de bruit augmente grandement en régime fortement non-

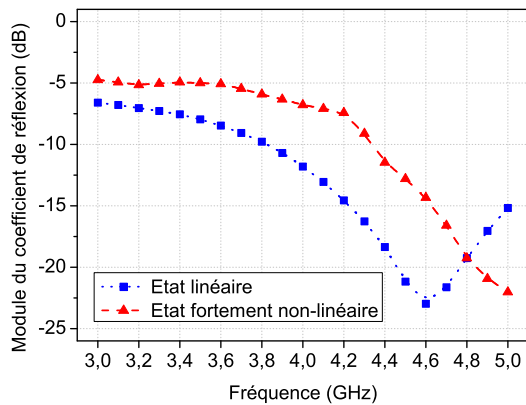


FIG. 3.39 – Paramètre S11 en régime linéaire et fortement non-linéaire pour le premier LNA à base de BFY420.

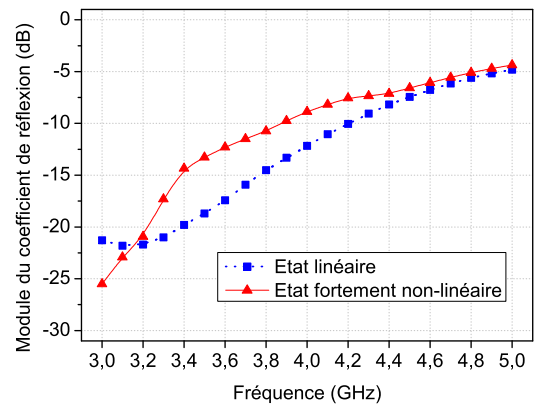


FIG. 3.40 – Paramètre S22 en régime linéaire et fortement non-linéaire pour le premier LNA à base de BFY420.

État de fonctionnement	Gain en puissance (dB)	Facteur de bruit (dB)
En régime linéaire	12	2,1
En régime non-linéaire	9	4,1

TAB. 3.3 – Comparaison du gain et du facteur de bruit du premier amplificateur selon le mode de fonctionnement à 4 GHz.

linéaire, après 4 GHz. Le tableau 3.3 récapitule les gains en puissance ainsi que les facteurs de bruit de cet amplificateur entre les états de fonctionnement linéaire et fortement non-linéaire. Nous voyons alors que cet amplificateur a été optimisé pour fonctionner en régime petit signal compte tenu de la faible valeur de F dans la première case ($F = 2,1$ dB), comparée à sa valeur en régime de fort signal ($F = 4,1$ dB).

Les figures 3.39 et 3.40 représentent respectivement les adaptations entrée/sortie en régime linéaire et à 3 dB de compression. A faible niveau, l'adaptation est en-dessous de -10 dB ce qui satisfait les conditions requises lors de la simulation. En revanche, nous assistons à la dégradation de quelques décibels du module du paramètre S11 en régime fortement non-linéaire (de -11 dB en linéaire à -7 dB en régime fortement non-linéaire). Enfin, pour le S22 le module se dégrade de -12 dB vers -10 dB.

3.3.3.2 Amplificateur conçu en régime non-linéaire

Nous allons maintenant comparer les résultats de simulation d'un amplificateur optimisé pour fonctionner en régime non-linéaire. A la figure 3.41, le gain en puissance atteint un niveau de 10,5 dB à 3 dB de compression, ce qui est plus favorable qu'auparavant. Les facteurs de bruit sont comparés à la figure 3.42 toujours pour deux états de fonctionnement. Nous constatons alors que l'écart entre facteur de bruit minimum du transistor et facteur de bruit de l'amplificateur est plus important pour le régime petit signal. En effet, en régime fortement non-linéaire l'écart atteint une valeur de 1 dB au-dessus de 4 GHz. Nous comparons au tableau 3.4, les

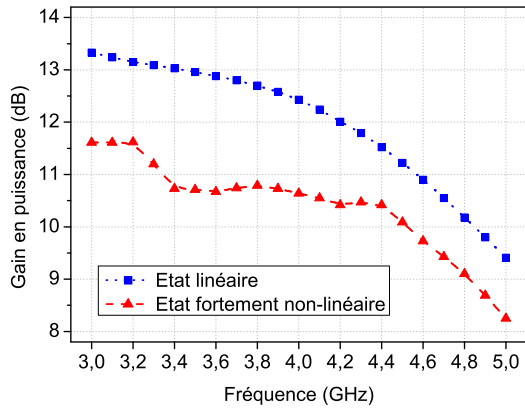


FIG. 3.41 – Gain en puissance en régime linéaire et fortement non-linéaire pour le second LNA à base de BFY420.

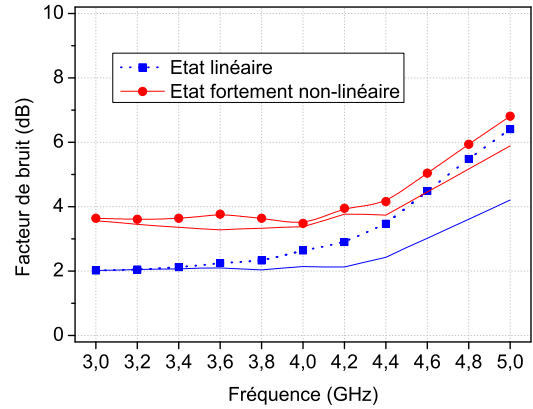


FIG. 3.42 – Facteur de bruit en régime linéaire et fortement non-linéaire pour le second LNA à base de BFY420.

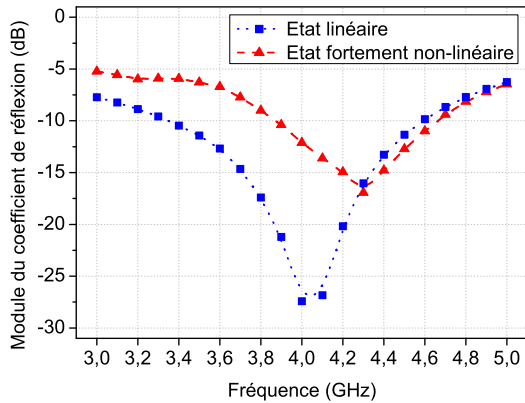


FIG. 3.43 – Paramètre S11 en régime linéaire et fortement non-linéaire pour le second LNA à base de BFY420.

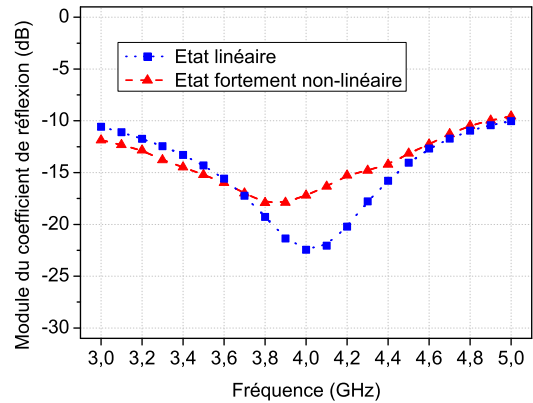


FIG. 3.44 – Paramètre S22 en régime linéaire et fortement non-linéaire pour le second LNA à base de BFY420.

gains en puissance et les facteurs de bruit du second amplificateur pour les deux régimes de fonctionnement. A 3 dB de compression, le facteur de bruit est de 3,5 dB, alors qu'il est de 2,6 dB en régime linéaire. En juxtaposant ces données aux caractéristiques du tableau 3.3, nous pouvons remarquer que lorsque F perd plus d'un demi-décibel en régime fortement non-linéaire, F augmente d'un demi décibel lorsqu'il fonctionne en régime linéaire.

Pour finir, nous représentons aux figures 3.43 et 3.44 la qualité de l'adaptation entrée/sortie. La forte dégradation du paramètre S11 en régime de fort signal est alors visible, comparée à celle du paramètre S22.

3.4 Conclusion

La conception d'amplificateurs faible bruit en régime non-linéaire a été proposée dans ce chapitre. Dans un premier temps, la caractérisation des paramètres de bruit et des paramètres

État de fonctionnement	Gain en puissance (dB)	Facteur de bruit (dB)
En régime linéaire	12,5	2,6
En régime non-linéaire	10,5	3,5

TAB. 3.4 – Comparaison du gain et du facteur de bruit du second amplificateur selon le mode de fonctionnement à 4 GHz.

S de composants discrets a été effectuée en présence d'un fort signal de pompe. L'influence de la taille des transistors bipolaires ainsi que des courants de collecteur sur les paramètres de bruit en régime non-linéaire ont permis d'étudier la robustesse de ces composants face à la puissance. La mise en place de facteurs de mérite a finalement permis de déceler le composant qui permet à la fois les performances faible bruit, une bonne adaptation entrée/sortie, ainsi qu'une bonne linéarité pour des puissances d'entrée les plus hautes possibles. Le BFY405 est un transistor plus enclin à être intégré dans un LNA utilisé en régime linéaire, il possède alors les meilleures performances faible bruit bas-niveau. Mais pour les courants de polarisation étudiés, les puissances d'entrée au décibel de compression sont faibles et les paramètres de bruit se dégradent grandement avec la puissance. Le transistor qui semble idéal pour concevoir un LNA robuste est le BFY420, même si ses performances faible bruit en régime petit signal sont moins bonnes. Suivant les courants de polarisation, les puissances d'entrée au décibel de compression sont plus importantes, et les paramètres de bruit se dégradent moins avec la puissance d'entrée.

Dans un second temps, nous avons présenté la modélisation du transistor sélectionné et la simulation des deux LNAs en régime non-linéaire sous le logiciel ADS. Le premier amplificateur était optimisé pour fonctionner en régime linéaire et présentait alors un fort facteur de bruit à 3 dB de compression. Le second amplificateur était optimisé pour fonctionner en régime fortement non-linéaire et présentait un facteur de bruit plus faible en régime fortement non linéaire, mais également plus haut en régime linéaire.

Nous avons donc montré qu'il était possible de concevoir un LNA présentant des performances faible bruit en régime fortement non-linéaire.

Références bibliographiques

- [1] Y. Park, C.-H. Lee, J. Cressler, and J. Laskar, « The analysis of UWB SiGe HBT LNA for its noise, linearity, and minimum group delay variation », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 4, pp. 1687–1697, 2006. 87
- [2] Y. Ding and R. Harjani, « A +18 dBm IIP3 LNA in 0.35 μm CMOS », in *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 162–163, 443, 2001. 87
- [3] M. Cho, S. Park, H. Chang, and C. Park, « The linearity improvement of LNA for W-CDMA », in *IEEE Region 10 Conference on Computers, Communications, Control and Power Engineering.TENCON '02*, vol. 2, pp. 1113–1116 vol.2, 2002. 87
- [4] R. Eljoued, A. Fakhfakh, M. Loulou, N. Masmoudi, and L. Kamoun, « Use of experience plans optimisation method to design CMOS low noise amplifier for UMTS application », in *First International Symposium on Control, Communications and Signal Processing*, pp. 331–334, 2004. 87
- [5] J. Breitbarth, S. Pajic, N. Wang, and Z. Popovic, « Additive Phase Noise in Linear and High-Efficiency X-Band Power Amplifiers », in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1871–1874, 2006. 87
- [6] W. Guo and D. Huang, « Noise and linearity analysis for a 1.9 GHz CMOS LNA », in *Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems. APCCAS '02.*, vol. 2, pp. 409–414 vol.2, 2002. 87
- [7] H.-K. Chen, J. Sha, D.-C. Chang, Y.-Z. Juang, and C.-F. Chiu, « Design Trade-offs for Low-power and High Figure-of-merit LNA », in *International Symposium on VLSI Design, Automation and Test*, pp. 1–4, 2006. 87
- [8] F. Iturbide-Sanchez, H. Jardon-Aguilar, and J. Tirado-Mendez, « Comparison of different high-linear LNA structures for PCS applications using SiGe HBT and low bias voltage », *Electronics Letters*, vol. 38, no. 12, pp. 536–538, 2002. 87
- [9] S.-S. Myoung, S.-H. Cheon, and J.-G. Yook, « Low noise and high linearity LNA based on InGaP/GaAs HBT for 5.3 GHz WLAN », in *Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium, 2005. EGAAS 2005. European*, pp. 89–92, 2005. 87
- [10] P. Park, C. S. Kim, and H. K. Yu, « Linearity, noise optimization for two stage RF CMOS LNA », in *IEEE Region 10 International Conference on Electrical and Electronic Technology, TENCON'01.*, vol. 2, pp. 756–758 vol.2, 2001. 87
- [11] R.-C. Liu, C.-R. Lee, H. Wang, and C.-K. Wang, « A 5.8-GHz two-stage high-linearity low-voltage low noise amplifier in a 0.35 μm CMOS technology [WLANs] », in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium.*, pp. 221–224, 2002. 87

- [12] C.-C. Hsieh, « A feedforward S-band MIC amplifier system », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 11, no. 2, pp. 271–278, 1976. 87
- [13] S. Romisch and F. Ascarrunz, « An effective noise-reduction scheme for microwave amplifiers », in *IEEE IFCS'03*, pp. 401–404, 2003. 87
- [14] G. Watkins and P. Warr, « Flexible linearity profile low noise feedforward amplifiers for improving channel capacity », in *57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference, VTC'03.*, vol. 3, pp. 1567–1570 vol.3, 2003. 87
- [15] C. McNeilage, E. Ivanov, P. Stockwell, and J. Searls, « Review of feedback and feedforward noise reduction techniques », in *IEEE IFCS'98*, pp. 146–155, 1998. 87
- [16] R. Haus, H.A. and Adler, « Circuit theory of linear noisy network », . John Wiley and Sons, 1959. 96
- [17] Y. Aoki, N. Hayama, M. Fujii, and H. Hida, « A 23/3-dB dual-gain low-noise amplifier for 5GHz band wireless applications », in *24th Annual Technical Digest Gallium Arsenide Integrated Circuit Symposium*, pp. 197–200, 2002. 96
- [18] T. Gasseling, D. Barataud, S. Mons, J.-M. Nebus, J. Villotte, J. Obregon, and R. Quere, « Hot small-signal S-parameter measurements of power transistors operating under large-signal conditions in a load-pull environment for the study of nonlinear parametric interactions », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 805–812, 2004. 100
- [19] F. Séjalon, *Conception et réalisation d'amplificateurs cryotechniques faible bruit à base de transistors à effet de champ dans la bande 16-20 GHz*. PhD thesis, Doctorat de l'Université de Toulouse délivré par l'Université Toulouse III - Paul Sabatier, 1993. 103

Conclusion générale

Il est question dans ce mémoire de thèse, d'étudier le bruit électrique dans des dispositifs actifs hyperfréquences fonctionnant en régime non-linéaire. Puis d'appliquer ces résultats à la conception d'amplificateurs dont les performances faible bruit sont maintenues en régime fortement non-linéaire.

La mise en œuvre d'un modèle comportemental a été effectuée au premier chapitre, et a ainsi rendu possible la description de l'interaction entre le bruit électrique et les signaux sinusoïdaux dans les amplificateurs fonctionnant en régime non-linéaire. C'est à partir d'une fonction polynomiale que le modèle mathématique calcule les DSP à la sortie de ces dispositifs, et ceci pour une multitude de cas particuliers. La comparaison des résultats expérimentaux par rapport aux calculs théoriques lorsque le bruit propre des amplificateurs est négligé, prouve que ce type de modélisation (même simple) est capable de rendre compte des mélanges qui se produisent entre le bruit Gaussien borné en fréquence et les harmoniques du signal de pompe. En allant plus loin, et après avoir effectué les validations nécessaires, ce modèle comportemental démontre que le bruit additif (propre aux amplificateurs) varie avec la puissance d'entrée. Ce résultat est observable pour de nombreux amplificateurs aux caractéristiques différentes, et montre que les sources de bruit qui sont distribuées au sein du dispositif actif ne compressent pas pour les mêmes niveaux de puissances. L'étude des propriétés statistiques du bruit électrique passant dans un dispositif non-linéaire a montré que celui-ci reste bien Gaussien pour peu que le signal de pompe soit filtré avec une réjection la plus forte possible.

La connaissance des paramètres de bruit en régime non-linéaire est d'une grande aide pour décrire le comportement en bruit haute-fréquence de composants actifs lorsque la puissance qu'ils reçoivent augmente. Pour y parvenir, nous décrivons au second chapitre l'élaboration de systèmes de mesure dédiés aux caractérisations du facteur de bruit et des paramètres de bruit lorsque les DSTs sont sous l'influence d'un signal de pompe. Il en résulte une étude de l'évolution du facteur de bruit mesuré pour des amplificateurs et différents composants discrets, en fonction de la puissance. La linéarité est étudiée en termes de puissances d'entrée au décibel de compression et de distorsions d'harmoniques. L'étape suivante consiste à extraire les paramètres de bruit d'après la technique des impédances multiples, et d'observer leur évolution pour différents types de dispositifs actifs en fonction de la puissance. Cette technique permet aussi d'étudier les distorsions d'harmoniques en fonction des charges présentées aux entrées des DST. Ces résultats apportent des conclusions plus précises quant au lien qui existe entre le bruit haute-fréquence en régime non-linéaire et les distorsions non-linéaires propres au composant. Il est ainsi possible de décrire les performances faible bruit d'un transistor sous test en présence d'un signal de pompe, et de les lier à ses capacités à endurer de fortes puissances d'entrée.

C'est enfin au troisième chapitre que la voie est ouverte à la conception d'amplificateurs faible bruit fonctionnant en régime non-linéaire. La première phase consiste à rassembler le maximum de données relatives à l'évolution des paramètres de bruit en régime non-linéaire, lorsque la taille et les courants de collecteur varient. Nous observons alors que la taille des composants et l'augmentation des courants de collecteur jouent grandement dans la linéarité

des paramètres de bruit en régime fortement non-linéaire. Les composants ayant les plus petites tailles seront ceux qui présenteront les meilleures performances faible bruit en régime linéaire, et n'auront qu'une très faible endurance à la puissance d'entrée. En revanche, les transistors plus importants en taille seront robustes lorsque le niveau d'entrée augmente, mais verront leur performances faible bruit en régime linéaire se dégrader. L'élaboration de plusieurs facteurs de mérite nous a permis de sortir du lot le transistor nous permettant d'allier bonne performance en bruit haute-fréquence à faible niveau, faible dégradation des paramètres de bruit à fort niveau ainsi que bonne endurance à la puissance d'entrée. La seconde phase est alors de mettre à profit ce composant pour concevoir un amplificateur ayant des performances faible bruit, même en régime non-linéaire. Après avoir modélisé les transistors d'après les données de mesure, la simulation des circuits se déroule avec l'aide du logiciel ADS. Il en résulte alors la conception de deux amplificateurs : le premier est optimisé pour fonctionner en régime linéaire et voit ses performances faible bruit se dégrader en régime fortement non-linéaire. Le second est un amplificateur faible bruit optimisé en régime fortement non-linéaire. Si dans ce cas le facteur de bruit à faible niveau est moins bon, à 3 dB de compression le facteur de bruit est moins dégradé que celui de son homologue. Il est donc possible de concevoir des amplificateurs faible bruit optimisés en régime non-linéaire, permettant de minimiser la hausse de facteur de bruit lorsque les niveaux d'entrée varient grandement, ce qui désensibiliserait des amplificateurs faible bruit classiques.

Annexes

Annexe 1 : calcul de la fonction d'auto-corrélation en sortie du dispositif non-linéaire

$$\begin{aligned}
R_{yy}(\tau) &= E[(\alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_1^2 + \alpha_3 x_1^3 + \alpha_4 x_1^4)((\alpha_1 x_2 + \alpha_2 x_2^2 + \alpha_3 x_2^3 + \alpha_4 x_2^4))] \\
&= \alpha_1^2 E[x_1 x_2] + \alpha_2^2 E[x_1^2 x_2^2] + \alpha_3^2 E[x_1^3 x_2^3] + \alpha_4^2 E[x_1^4 x_2^4] \\
&\quad + 2\alpha_1 \alpha_3 E[x_1 x_2^3] + 2\alpha_2 \alpha_4 E[x_1^2 x_2^4]
\end{aligned} \tag{A.1}$$

Nous considérons que le bruit et le signal sont statistiquement indépendants et que leurs valeurs moyennes sont nulles. Dans le cas d'un signal sinusoïdal ou d'un bruit Gaussien, tous les deux ergodiques, on peut écrire :

$$E[s_1^k s_2^l] = E[b_1^k b_2^l] = 0 \quad \text{si } (k+l) \text{ impair} \tag{A.2}$$

D'après A.2, et sachant que le signal d'entrée $x(t)$ est égal à $s(t) + b(t)$, les différentes composantes de A.1 sont alors exprimées comme suit :

$$\begin{aligned}
E[x_1 x_2] &= E[(s_1 + b_1)(s_2 + b_2)] \\
&= E[s_1 s_2 + s_1 b_2 + b_1 s_2 + b_1 b_2] \\
&= R_s(\tau) + R_b(\tau)
\end{aligned} \tag{A.3}$$

L'équation A.3 fait apparaître les termes $R_s(\tau) = E[s_1 s_2]$ et $R_b(\tau) = E[b_1 b_2]$, qui sont respectivement les fonctions d'autocorrélation du signal sinusoïdal et du bruit. Les ordres suivants sont donnés par :

$$\begin{aligned}
E[x_1^2 x_2^2] &= E[(s_1^2 + 2s_1 b_1 + b_1^2)(s_2^2 + 2s_2 b_2 + b_2^2)] \\
&= E[s_1^2 s_2^2 + s_1^2 b_2^2 + 2s_1^2 s_2 b_2 + s_2^2 b_1^2 + b_1^2 b_2^2 + 2s_2 b_1^2 b_2 + 2s_1 s_2^2 b_1 + 2s_1 b_1 b_2^2 + 4s_1 s_2 b_1 b_2] \\
&= E[s_1^2 s_2^2] + 2\sigma_s^2 \sigma_b^2 + E[b_1^2 b_2^2] + 4R_s(\tau)R_b(\tau)
\end{aligned} \tag{A.4}$$

$$\begin{aligned}
E[x_1^3 x_2^3] &= E[(s_1^3 + 3s_1^2 b_1 + 3s_1 b_1^2 + b_1^3)(s_2^3 + 3s_2^2 b_2 + 3s_2 b_2^2 + b_2^3)] \\
&= E[s_1^3 s_2^3 + s_1^3 b_2^3 + 3s_1^3 s_2^2 b_2 + 3s_1^3 s_2 b_2^2 + s_2^3 b_1^3 + b_1^3 b_2^3 + 3s_2^2 b_1^3 b_2 + 3s_2 b_1^3 b_2^2 + 3s_1^2 s_2^3 b_1 \\
&\quad + 3s_1^2 b_1 b_2^3 + 3s_1 s_2^3 b_1^2 + 3s_1 b_1^2 b_2^3 + 9s_1^2 b_1 s_2^2 b_2 + 9s_1^2 b_1 s_2 b_2^2 + 9s_1 b_1^2 s_2^2 b_2 + 9s_1 b_1^2 s_2 b_2^2] \\
&= E[s_1^3 s_2^3] + 6\sigma_b^2 E[s_1^3 s_2] + E[b_1^3 b_2^3] + 6\sigma_s^2 E[b_1^3 b_2] + 9E[s_1^2 s_2^2]R_n(\tau) + 9R_s(\tau)E[b_1^2 b_2^2]
\end{aligned} \tag{A.5}$$

$$\begin{aligned}
E[x_1^4 x_2^4] &= E[(s_1^4 + 4s_1^3 b_1 + 6s_1^2 b_1^2 + 4s_1 b_1^3 + b_1^4)(s_2^4 + 4s_2^3 b_2 + 6s_2^2 b_2^2 + 4s_2 b_2^3 + b_2^4)] \\
&= E[s_1^4 s_2^4] + 2\sigma_s^4 \sigma_b^4 + 12\sigma_b^2 E[s_1^2 s_2^4] + 16R_b(\tau)E[s_1^3 s_2^3] + 32E[s_1 s_2^3]E[b_1 b_2^3] \\
&\quad + 36E[s_1^2 s_2^2]E[b_1^2 b_2^2] + 12\sigma_s^2 E[b_1^2 b_2^4] + 16R_s(\tau)E[b_1^3 b_2^3] + E[b_1^4 b_2^4]
\end{aligned} \tag{A.6}$$

$$\begin{aligned} E[x_1 x_2^3] &= E[(s_1 + b_1)(s_2^3 + 3s_2^2 b_2 + 3s_2 b_2^2 + b_2^3)] \\ &= E[s_1 s_2^3] + 3\sigma_b^2 R_s(\tau) + 3\sigma_s^2 R_b(\tau) + E[b_1 b_2^3] \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

$$\begin{aligned} E[x_1^2 x_2^4] &= E[(s_1^2 + 2s_1 b_1 + b_1^2)(s_2^4 + 4s_2^3 b_2 + 6s_2^2 b_2^2 + 4s_2 b_2^3 + b_2^4)] \\ &= E[s_1^2 s_2^4] + 6\sigma_b^2 E[s_1^2 s_2^3] + \sigma_s^2 \sigma_b^4 + 8R_n(\tau)E[s_1 s_2^3] + 8R_s(\tau)E[b_1 b_2^3] + \sigma_s^4 \sigma_b^2 \\ &\quad + 6\sigma_s^2 E[b_1^2 b_2^2] + E[b_1^2 b_2^4] \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Dans ces expressions, nous notons $\sigma_s^2 = E[s_1^2] = E[s_2^2]$ la variance du signal et $\sigma_b^2 = E[b_1^2] = E[b_2^2]$ la variance du bruit. Afin de linéariser les expressions du type $E[s_1^k s_2^l]$ avec k et l entiers relatifs, nous nous servons des expressions suivantes :

$$\begin{aligned} E[s_1^2 s_2^2] &= \frac{\sigma_s^4}{2} + R_s^2(\tau) \\ E[s_1^3 s_2^3] &= \frac{3\sigma_s^4}{2} R_s(\tau) + R_s^3(\tau) \\ E[s_1^4 s_2^4] &= \frac{3\sigma_s^8}{8} + 3\sigma_s^4 R_s^2(\tau) + R_s^4(\tau) \\ E[s_1 s_2^3] &= \frac{3\sigma_s^2}{2} R_s(\tau) \\ E[s_1^2 s_2^4] &= \frac{\sigma_s^6}{2} + 2\sigma_s^2 R_s^2(\tau) \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

Concernant le bruit, le théorème de Price³ permet de linéariser les expressions de $E[b_1^k b_2^l]$ avec k et l entiers relatifs, on obtient alors :

$$\begin{aligned} E[b_1^2 b_2^2] &= \sigma_b^4 + 2R_b^2(\tau) \\ E[b_1^3 b_2^3] &= 9\sigma_b^4 R_b(\tau) + 6R_b^3(\tau) \\ E[b_1^4 b_2^4] &= 9\sigma_b^8 + 72\sigma_b^4 R_b^2(\tau) + 24R_b^4(\tau) \\ E[b_1 b_2^3] &= 3\sigma_b^2 R_b(\tau) \\ E[b_1^2 b_2^4] &= 3\sigma_b^6 + 12\sigma_b^2 R_b^2(\tau) \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

En se servant des équations A.9 et A.10, les espérances mathématiques du signal d'entrée $x(t)$ sont exprimées en fonction des autocorrélations du signal $R_s(\tau)$ et du bruit $R_b(\tau)$, ainsi que des variances du signal σ_s^2 et du bruit σ_b^2 . Les équations A.3 à A.6 sont représentées sous la forme

³R. Price, « A useful theorem for nonlinear devices having Gaussian inputs », IRE Trans. Information Theory, vol. IT-4, pp. 69-72, Juin 1958.

suivante :

$$\begin{aligned}
E[x_1x_2] &= R_s(\tau) + R_b(\tau) \\
E[x_1^2x_2^2] &= R_s^2(\tau) + 4R_s(\tau)R_b(\tau) + 2R_b^2(\tau) + \left(\frac{\sigma_s^4}{2} + 2\sigma_s^2\sigma_b^2 + \sigma_b^4\right) \\
E[x_1^3x_2^3] &= R_s^3(\tau) + R_s(\tau)\left(\frac{3\sigma_s^4}{2} + 9\sigma_s^2\sigma_b^2 + 9\sigma_b^4\right) + R_b(\tau)\left(9\frac{\sigma_s^4}{2} + 18\sigma_s^2\sigma_b^2 + 9\sigma_b^4\right) + 9R_s^2(\tau)R_b(\tau) \\
&\quad + 18R_s(\tau)R_b^2(\tau) + 6R_b^3(\tau) \\
E[x_1^4x_2^4] &= R_s^4(\tau) + R_s^2(3\sigma_s^4 + 24\sigma_s^2\sigma_b^2 + 36\sigma_b^4) + 16R_s^3(\tau)R_b(\tau) + R_s(\tau)R_b(\tau)(24\sigma_s^4 + 144\sigma_s^2\sigma_b^2 + 144\sigma_b^4) \\
&\quad + 72R_s^2(\tau)R_b^2(\tau) + R_b^2(\tau)(36\sigma_s^4 + 144\sigma_s^2\sigma_b^2 + 72\sigma_b^4) + 96R_s(\tau)R_b^3(\tau) + 24R_b^4(\tau) \\
&\quad + \left(3\frac{\sigma_s^8}{8} + 6\sigma_s^6\sigma_b^2 + 20\sigma_s^4\sigma_b^4 + 36\sigma_s^2\sigma_b^6 + 9\sigma_b^8\right) \\
E[x_1x_2^3] &= 3R_s(\tau)\left(\frac{\sigma_s^2}{2} + \sigma_b^2\right) + 3R_b(\tau)(\sigma_s^2 + \sigma_b^2) \\
E[x_1^2x_2^4] &= R_s^2(\tau)(2\sigma_s^2 + 6\sigma_b^2) + 12R_b^2(\tau)(\sigma_s^2 + \sigma_b^2) + 12R_s(\tau)R_b(\tau)(\sigma_s^2 + 2\sigma_b^2) \\
&\quad + \left(\frac{\sigma_s^6}{2} + 7\sigma_s^2\sigma_b^4 + 4\sigma_s^4\sigma_b^2 + 3\sigma_b^6\right)
\end{aligned} \tag{A.11}$$

En injectant les équations A.11 dans l'équation 1.3, la fonction d'auto-corrélation du signal de sortie $y(t)$ est obtenue en fonction de $R_s(\tau)$, $R_b(\tau)$, σ_s^2 , σ_b^2 et des quatre coefficients de la fonction polynomiale :

$$\begin{aligned}
R_{yy}(\tau) &= \alpha_2^2\left(\frac{\sigma_s^4}{2} + 2\sigma_s^2\sigma_b^2 + \sigma_b^4\right) + 2\alpha_2\alpha_4\left(\frac{\sigma_s^6}{2} + 4\sigma_s^4\sigma_b^2 + 7\sigma_s^2\sigma_b^4 + 3\sigma_b^6\right) \\
&\quad + \alpha_4^2\left(3\frac{\sigma_s^8}{8} + 6\sigma_s^6\sigma_b^2 + 20\sigma_s^4\sigma_b^4 + 36\sigma_s^2\sigma_b^6 + 9\sigma_b^8\right) \\
&\quad + R_s(\tau)\left[\alpha_1^2 + 6\alpha_1\alpha_3\left(\frac{\sigma_s^2}{2} + \sigma_b^2\right) + 3\alpha_3^2\left(\frac{\sigma_s^4}{2} + 3\sigma_s^2\sigma_b^2 + 3\sigma_b^4\right)\right] \\
&\quad + R_s^2(\tau)\left[\alpha_2^2 + 4\alpha_2\alpha_4(\sigma_s^2 + 3\sigma_b^2) + \alpha_4^2(3\sigma_s^4 + 24\sigma_s^2\sigma_b^2 + 36\sigma_b^4)\right] \\
&\quad + R_s^3(\tau)[\alpha_3^2] \\
&\quad + R_s^4(\tau)[\alpha_4^2] \\
&\quad + R_b(\tau)\left[\alpha_1^2 + 6\alpha_1\alpha_3(\sigma_s^2 + \sigma_b^2) + 9\alpha_3^2\left(\frac{\sigma_s^4}{2} + 2\sigma_s^2\sigma_b^2 + \sigma_b^4\right)\right] \\
&\quad + R_b^2(\tau)\left[2\alpha_2^2 + 24\alpha_2\alpha_4(\sigma_s^2 + \sigma_b^2) + 36\alpha_4^2(\sigma_s^4 + 4\sigma_s^2\sigma_b^2 + 2\sigma_b^4)\right] \\
&\quad + R_b^3(\tau)[6\alpha_3^2] \\
&\quad + R_b^4(\tau)[24\alpha_4^2] \\
&\quad + R_s(\tau)R_b(\tau)\left[4\alpha_2^2 + 24\alpha_2\alpha_4(\sigma_s^2 + 2\sigma_b^2) + 24\alpha_4^2(\sigma_s^4 + 6\sigma_s^2\sigma_b^2 + 6\sigma_b^4)\right] \\
&\quad + R_s^2(\tau)R_b(\tau)[9\alpha_3^2] \\
&\quad + R_s(\tau)R_b^2(\tau)[18\alpha_3^2] \\
&\quad + R_s^2(\tau)R_b^2(\tau)[72\alpha_4^2] \\
&\quad + R_s^3(\tau)R_b(\tau)[16\alpha_4^2] \\
&\quad + R_s(\tau)R_b^3(\tau)[96\alpha_4^2]
\end{aligned} \tag{A.12}$$

Annexe 2 : Calcul du bruit dans le cas d'un filtrage passe-bande

Les produits de convolution de l'équation 1.8 sont obtenues à l'aide des équations 1.9 et 1.16

$$\begin{aligned}
 S_b(f) * S_s(f) &= \frac{N}{2} \sigma_s^2 [\text{rect}_B(f - F - f_0) + \text{rect}_B(f + F - f_0)] \\
 S_b(f) * S_s(f) * S_s(f) &= \frac{N}{2} \sigma_s^4 \text{rect}_B(f - F) \\
 &\quad + \frac{N}{4} \sigma_s^4 [\text{rect}_B(f - F - 2f_0) + \text{rect}_B(f + F - 2f_0)] \\
 S_b(f) * S_s(f) * S_s(f) * S_s(f) &= 3 \frac{N}{8} \sigma_s^6 [\text{rect}_B(f - F - f_0) + \text{rect}_B(f + F - f_0)] \\
 &\quad + \frac{N}{8} \sigma_s^6 [\text{rect}_B(f - F - 3f_0) + \text{rect}_B(f + F - 3f_0)]
 \end{aligned} \tag{B.1}$$

Les figures 3.45 à 3.47 représentent les cas pratiques où $B = 6,5$ GHz, $F = \pm 4,75$ GHz et $f_0 = 5$ GHz. La complexité des calculs s'intensifie, due aux recouvrements et aux repliements qui se multiplient lorsque l'ordre de la convolution « bruit/signal » augmente.

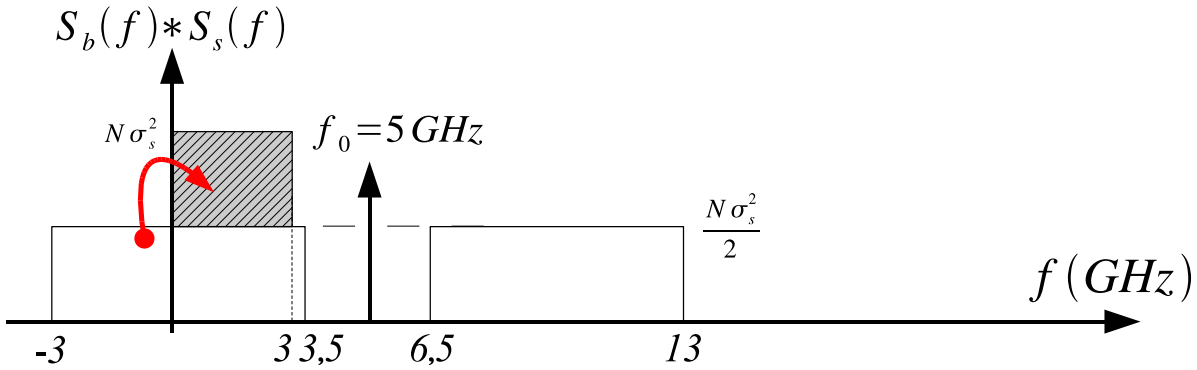


FIG. 3.45 – DSP en BLU de $S_b(f) * S_s(f)$ pour $f_0=5$ GHz.

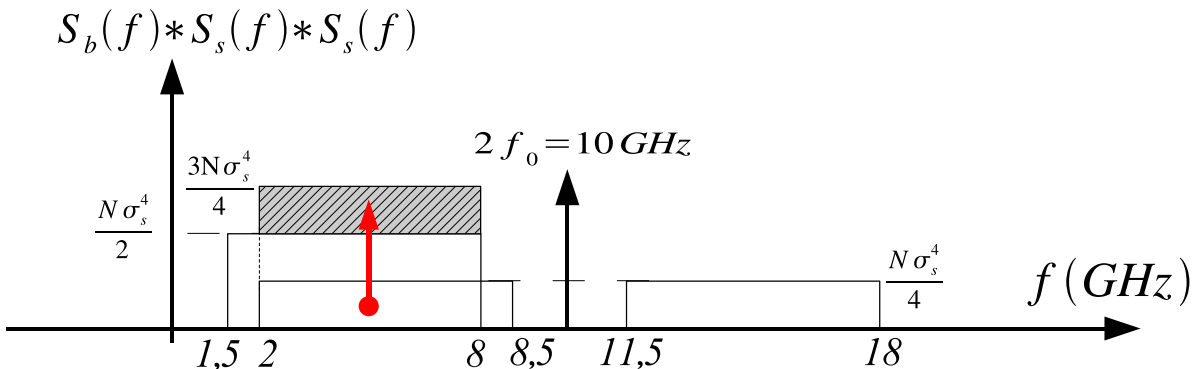
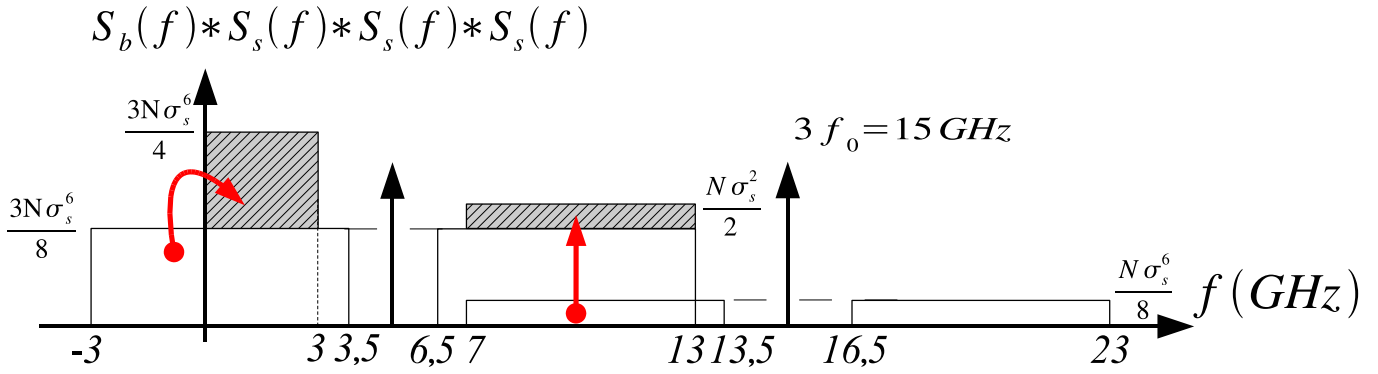


FIG. 3.46 – DSP en BLU de $S_b(f) * S_s(f) * S_s(f)$ pour $f_0=5$ GHz.


 FIG. 3.47 – DSP en BLU de $S_b(f) * S_s(f) * S_s(f) * S_s(f)$ pour $f_0=5$ GHz.

Les différentes expressions par bandes de fréquences sont données par les équations :

$$\begin{aligned}
 S_b(f) * S_s(f) &= N\sigma_s^2 \text{ pour } 0 < f < 3 \text{ GHz} \\
 &\frac{N\sigma_s^2}{2} \text{ pour } 3 < f < 3,5 \text{ GHz} \text{ et } 6,5 < f < 13 \text{ GHz} \\
 &0 \text{ ailleurs}
 \end{aligned} \tag{B.2}$$

$$\begin{aligned}
 S_b(f) * S_s(f) * S_s(f) &= \frac{N\sigma_s^4}{4} \text{ pour } 8 < f < 8,5 \text{ GHz} \text{ et } 11,5 < f < 18 \text{ GHz} \\
 &\frac{N\sigma_s^4}{2} \text{ pour } 1,5 < f < 2 \text{ GHz} \\
 &\frac{3N\sigma_s^4}{4} \text{ pour } 2 < f < 8 \text{ GHz} \\
 &0 \text{ ailleurs}
 \end{aligned} \tag{B.3}$$

$$\begin{aligned}
 S_b(f) * S_s(f) * S_s(f) * S_s(f) &= \frac{N\sigma_s^6}{8} \text{ pour } 13 < f < 13,5 \text{ GHz} \text{ et } 16,5 < f < 23 \text{ GHz} \\
 &\frac{3N\sigma_s^6}{8} \text{ pour } 3 < f < 3,5 \text{ GHz} \text{ et } 6,5 < f < 7 \text{ GHz} \\
 &\frac{N\sigma_s^6}{2} \text{ pour } 7 < f < 13 \text{ GHz} \\
 &\frac{3N\sigma_s^6}{4} \text{ pour } 0 < f < 3 \text{ GHz} \\
 &0 \text{ ailleurs}
 \end{aligned}$$

(B.4)

Annexe 3 : calcul du bruit sans signal de pompe

La figure 1.11 représente les DSP de bruit à l'ordre 1, 2 et 3. Les DSP de bruit sont décomposées en fonction des ordres et des bandes de fréquences, avec $B = 6,5$ GHz la bande passante du bruit, et $F = 4,75$ GHz la fréquence centrale.

– A l'ordre 1 :

$$S_b(f) = \begin{cases} N & \text{pour } 1,5 < f < 8 \text{ GHz} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{C.1})$$

– A l'ordre 2 :

$$S_b(f) * S_b(f) = \begin{cases} BN^2(2 - 0,31f) & \text{pour } 0 < f < 3 \text{ GHz} \\ BN^2(1,54 - 0,15f) & \text{pour } 3 < f < 6,5 \text{ GHz} \\ BN^2(-0,46 + 0,15f) & \text{pour } 6,5 < f < 9,5 \text{ GHz} \\ BN^2(2,46 - 0,15f) & \text{pour } 9,5 < f < 16 \text{ GHz} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{C.2})$$

– A l'ordre 3 :

$$S_b(f) * S_b(f) * S_b(f) = \begin{cases} \frac{3N^3}{8}((f - F + 3B)^2 + (-f - F + 3B)^2) & \text{pour } 0 < f < 1,5 \text{ GHz} \\ \frac{3N^3}{4}(3B^2 - (f - F)^2) + \frac{3N^3}{8}(-f - F + 3B)^2 & \text{pour } 1,5 < f < 5 \text{ GHz} \\ \frac{3N^3}{4}(3B^2 - (f - F)^2) + \frac{3N^3}{8}(-f - 3F + 3B)^2 & \text{pour } 5 < f < 8 \text{ GHz} \\ \frac{N^3}{8}(f - 3F + 3B)^2 + \frac{3N^3}{8}(-f - F - 3B)^2 & \text{pour } 8 < f < 11 \text{ GHz} \\ \frac{N^3}{4}(3B^2 - (f - 3F)^2) + \frac{N^3}{8}(f - F - 3B)^2 & \text{pour } 11 < f < 14,5 \text{ GHz} \\ \frac{N^3}{4}(3B^2 - (f - 3F)^2) & \text{pour } 14,5 < f < 17,5 \text{ GHz} \\ \frac{N^3}{8}(f - 3F - 3B)^2 & \text{pour } 17,5 < f < 24 \text{ GHz} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{C.3})$$

Le tableau 3.5 synthétise les résultats obtenus par bandes de fréquences dans lequel interviennent K'_{1n} et K'_{2n} :

$$K'_{1n} = \alpha_1^2 + 6\alpha_1\alpha_3\sigma_b^2 + 9\alpha_3^2\sigma_b^4 \quad (\text{C.4})$$

$$K'_{2n} = 2\alpha_2^2 + 24\alpha_2\alpha_4\sigma_b^2 + 72\alpha_4^2\sigma_b^4 \quad (\text{C.5})$$

Bande de bruit (GHz)	Densité spectrale de puissance de bruit
0 - 1,5	$2K'_{2n}BN^2(2 - 0,31f) + 2,25\alpha_3^2N^3((f - F + 3B)^2(-f - F + 3B)^2)$
1,5 - 3	$K'_{1n}N + K'_{2n}BN^2(2 - 0,31f) + \alpha_3^2N^3(4,5(3B^2 - (f - F)^2) + 2,25(-f + F + 3B)^2)$
3 - 5	$K'_{1n}N + K'_{2n}BN^2(1,54 - 0,15f) + \alpha_3^2N^3(4,5(3B^2 - (f - F)^2) + 2,25(-f + F + 3B)^2)$
5 - 6,5	$K'_{1n}N + K'_{2n}BN^2(1,54 - 0,15f) + \alpha_3^2N^3(4,5(3B^2 - (f - F)^2) + 2,25(f - 3F + 3B)^2)$
6,5 - 8	$K'_{1n}N + K'_{2n}BN^2(-0,46 + 0,15f) + \alpha_3^2N^3(4,5(3B^2 - (f - F)^2) + 2,25(f - 3F + 3B)^2)$
8 - 9,5	$K'_{2n}BN^2(-0,46 + 0,15f) + \alpha_3^2N^3(0,75(f - 3F + 3B)^2 + 2,25(f - F - 3B)^2)$
9,5 - 11	$K'_{2n}BN^2(2,46 - 0,15f) + \alpha_3^2N^3(0,75(f - 3F + 3B)^2 + 2,25(f - F - 3B)^2)$
11 - 14,5	$K'_{2n}BN^2(2,46 - 0,15f) + \alpha_3^2N^3(1,5((3B^2 - (f - 3F)^2) + 0,75(f - F - 3B)^2)$
14,5 - 16	$K'_{2n}BN^2(2,46 - 0,15f) + 1,5\alpha_3^2N^3(3B^2 - (f - 3F)^2)$
16 - 17,5	$1,5\alpha_3^2N^3(3B^2 - (f - 3F)^2)$
17,5 - 24	$0,75\alpha_3^2N^3(f - 3F - 3B)^2$

TAB. 3.5 – DSP en BLU du bruit en sortie sans signal de pompe.

Résumé

Étude du bruit électrique dans les dispositifs fonctionnant en régime non linéaire. Application à la conception d'amplificateurs micro-ondes faible bruit.

Le travail présenté dans cette thèse est centré sur l'étude du bruit hyperfréquence lorsque les composants et circuits actifs sont soumis à de forts signaux. Ceci peut être le cas des amplificateurs faible bruit utilisés dans les récepteurs large-bande qui verront leur facteur de bruit se dégrader en présence d'un signal parasite. Les mélangeurs de fréquence rentrent bien sûr dans cette catégorie de circuit de même que n'importe quel amplificateur se trouvant placé dans une boucle de contre-réaction comme une boucle à verrouillage de phase ou un simple oscillateur.

La première partie de cette thèse est consacrée à la présentation d'un modèle comportemental permettant de prévoir notamment l'interaction entre un signal sinusoïdal et un bruit blanc. Le modèle théorique est confronté avec des mesures effectuées pour différentes conditions de fonctionnement et l'accord obtenu est satisfaisant. Plusieurs amplificateurs sont ainsi comparés et le modèle comportemental est utilisé pour séparer le bruit injecté à l'entrée du composant et celui généré dans les circuits.

La seconde partie aborde les techniques de mesure développées au cours de nos travaux pour mesurer le facteur de bruit et les paramètres de bruit de dispositifs micro-ondes en présence d'un fort signal. Nous proposons ensuite une méthode originale permettant de déterminer les quatre paramètres de bruit de transistors et d'amplificateurs fonctionnant en régime non-linéaire. Les résultats obtenus sont comparés de manière indirecte avec des mesures de bruit de phase résiduel.

La dernière partie concerne la conception d'amplificateurs faible bruit en régime de fonctionnement non-linéaire. Différents transistors bipolaires sur silicium ont ainsi été caractérisés et un facteur de mérite a été trouvé de manière à choisir le meilleur composant en terme de facteur de bruit et de linéarité. Finalement les résultats de simulation démontrent l'intérêt de concevoir des circuits faible bruit qui fonctionnent en régime fortement non-linéaire.

Liste de publications

Rapports

- [1] C. Chambon, « Étude du facteur de bruit d'amplificateurs micro-ondes fonctionnant en régime non-linéaire. », rapport LAAS, Juillet 2004.
- [2] C. Chambon and L. Escotte, « Mesures des paramètres de bruit appliquées à des MESFETs Triquint entre 2 et 15 GHz », Rapport LAAS, 25p., Mars 2007.

Conférences Nationales

- [1] C. Chambon, « Mesure des paramètres de bruit à 4 GHz appliquée à des amplificateurs opérant en régime non linéaire. », in *Journée Annuelle de l'École Doctorale GEET*, Toulouse (France), Mars 2007.
- [2] C. Chambon, « Mesure des paramètres de bruit à 4 GHz appliquée à des amplificateurs opérant en régime non linéaire. », in *15ème Journées Nationales Micro-ondes*, Toulouse (France), 23–25 Mai 2007.

Conférences Internationales

- [1] J. Tartarin, G. Soubercaze Pun, L. Bary, C. Chambon, S. Gribaldo, O. Llopis, L. Escotte, R. Plana, S. Delage, C. Gaquiere, and J. Graffeuil, « Low frequency and linear high frequency noise performances of AlGaN/GaN grown on SiC substrate », in *13th Gallium Arsenide and other Compound Semiconductors Application Symposium (GaAs'2005)*, Paris (France), pp. 277–280, 2005.
- [2] L. Escotte, C. Chambon, and E. Gonneau, « Nonlinear analysis of noise in microwave amplifiers : theory and experiments », in *Invited paper. 6th Mediterranean Microwave Symposium (MMS'2006)*, Gênes (Italie), 2006.
- [3] C. Chambon, L. Escotte, and E. Gonneau, « Behavioral modeling of microwave amplifiers including large-signal and noise interaction », in *36th European Microwave Conference (EuMC'2006)*, Manchester (GB), 2006.
- [4] C. Chambon and L. Escotte, « Noise-parameter measurements of SiGe HBTs under nonlinear conditions », in *19th International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF2007)*, Tokyo (Japon), pp. 87–90, 2007.
- [5] O. Llopis, S. Gribaldo, C. Chambon, B. Onillon, J. Tartarin, and L. Escotte, « Recent evolutions in low phase noise microwave sources and related problems of noise modeling », in *19th International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF2007)*, Tokyo (Japon), pp. 353–358, 2007.

- [6] O. Llopis, S. Gribaldo, C. Chambon, and L. Escotte, « Nonlinear Noise Measurement of Microwave Amplifiers : HF Noise Parameters and Residual Phase Noise », in *International Microwave Symposium, Workshop on Noise in Nonlinear Circuits (Invited Paper)*, Honolulu (Hawaï), 3–8 June 2007.

Revues Internationales

- [1] L. Escotte, E. Gonneau, C. Chambon, and J. Graffeuil, « Noise behavior of microwave amplifiers operating under nonlinear conditions », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 12, pp. 3704–3711, 2005.
- [2] C. Chambon, L. Escotte, S. Gribaldo, and O. Llopis, « C-Band Noise-Parameter Measurement of Microwave Amplifiers Under Nonlinear Conditions », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 55, no. 4, pp. 795–800, 2007.

Study on electric noise in nonlinear devices. Application to the design of microwave low noise amplifiers.

This work deals with the study on high frequency noise when components and active circuits are working under large signal conditions. It could be the case for broadband receivers fitted with low noise amplifiers, which are desensitized by blocking signals. Mixers and oscillators are also under consideration.

Firstly, a behavioural modelling is described and allows us to point out the interaction of white noise with a sinusoidal signal. The theoretical model is compared to several conditions of operation, and we obtained satisfying agreements. Many amplifiers are tested and compared; at least, the behavioural modelling is used to study their additive noise.

The second part is dedicated to measurement techniques we have developed for this work. We are capable to measure noise figure and noise parameters of microwave active devices functioning with strong power signals. We also propose an original method which provides the four noise parameters of discrete components or amplifiers working under large signal condition. The results we have found are indirectly compared to residual phase noise measurements.

After all, the last part affects the design of low noise amplifiers working under nonlinear condition. Various silicon bipolar transistors have been characterized, and a figure of merit have been set in order to find the best component taking into account noise figure and linearity. Finally, simulations and experimental results demonstrate the interest of designing circuits working under strong nonlinear regime.

Keywords : high frequency electric noise, nonlinear device, high frequency measurement test bench, circuit design, behavioural modelling.