

ENSEA

Beyond Engineering

COMPTE RENDU DE TP

Systèmes de communication sans fil

TP4 : Caractérisation et modélisation d'un amplificateur de puissance - Influence des défauts sur une transmission multiporteuse

3^{ème} année

Année : 2025 - 2026

Camille LANFREDI, Valentin JOSSERON

Novembre 2025

Table des matières

1	Caractérisation et modélisation d'un amplificateur de puissance	2
1.1	Caractéristiques de l'amplificateur	2
1.2	Bande passante de l'amplificateur	5
1.3	Intermodulation IP3	6
1.4	Utilisation du modèle amplificateur	8
2	Influence des défauts sur une transmission multiporteuses	10
2.1	Caractéristiques multiporteuses	10
2.2	Variation de la puissance du signal - Dégradation des performances	15
2.3	Bruit de phase à l'OL	19
2.4	Bruit gaussien dans le canal	21

1 Caractérisation et modélisation d'un amplificateur de puissance

L'objectif de cette première partie est de caractériser expérimentalement un amplificateur de puissance RF à l'aide de co-simulations dans le logiciel ADS, puis d'en proposer un modèle comportemental simple. Les mesures visent à déterminer ses paramètres principaux : gain, point de compression à 1 dB, puissance de saturation, IP3 et bande passante. Ces grandeurs permettent ensuite d'évaluer la validité d'un modèle simplifié de type *GainRF* pour la suite de l'étude.

1.1 Caractéristiques de l'amplificateur

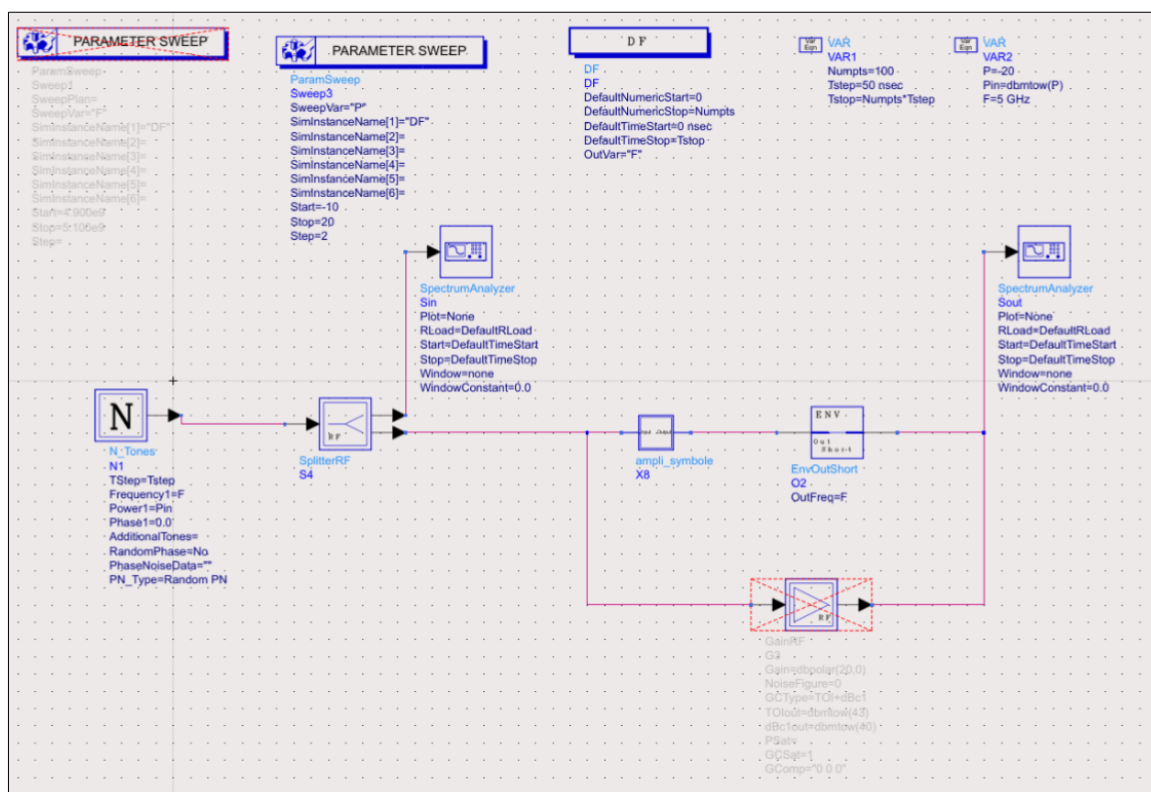


Figure 1: Schéma de l'amplificateur de puissance étudié

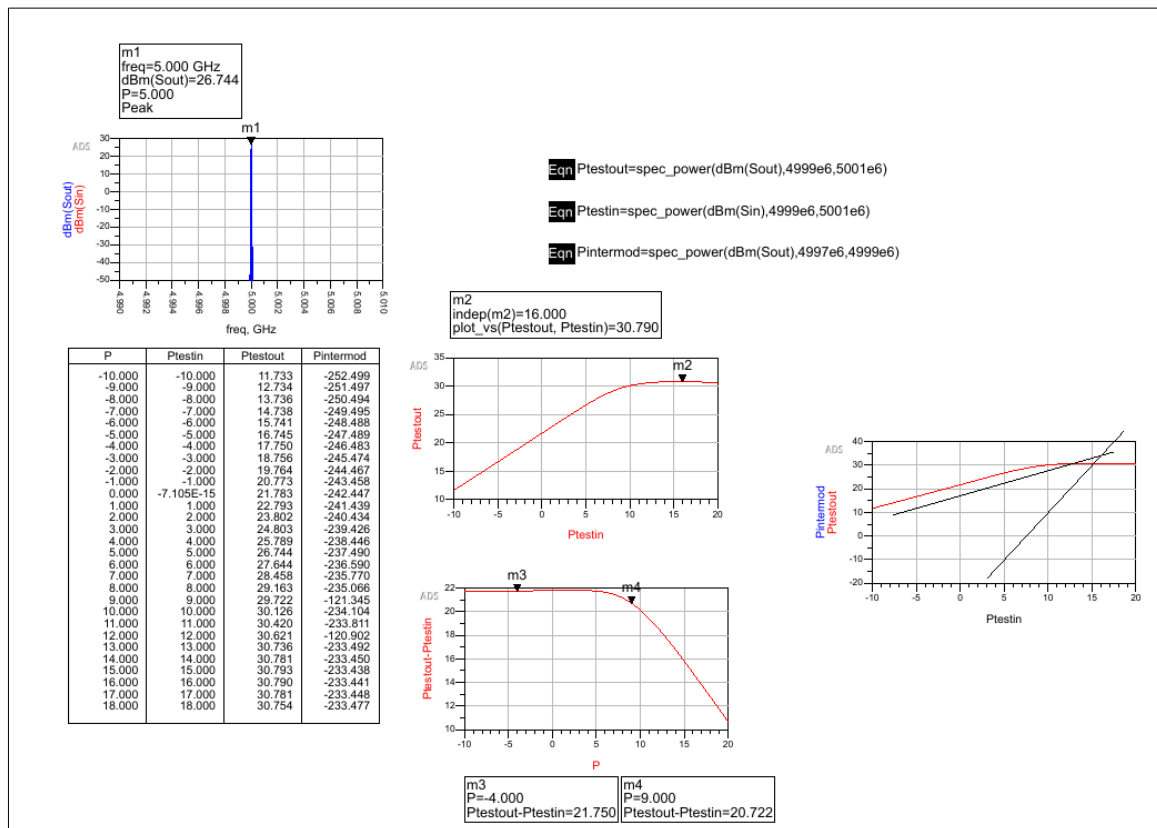


Figure 2: Résultats de la simulation de l'amplificateur

Le balayage en puissance d'entrée met en évidence une zone linéaire de gain constant suivie d'une transition vers la compression. Les mesures effectuées donnent un gain petit-signal de 21,75 dB, un gain au point de compression à 1 dB de 20,72 dB, une puissance d'entrée $P_{e,1\text{dB}} \approx 9 \text{ dBm}$, une puissance de sortie correspondante $P_{s,1\text{dB}} = 29,7 \text{ dBm}$, et une puissance de saturation en sortie de $P_{\text{sat}} = 30,793 \text{ dBm}$.

La courbe $P_{\text{out}} = f(P_{\text{in}})$ met en évidence trois zones de fonctionnement :

- la zone linéaire, où le gain reste constant ;
- la zone de compression, où la pente $\frac{dP_{\text{out}}}{dP_{\text{in}}}$ diminue ;
- la zone de saturation, où la puissance de sortie plafonne.

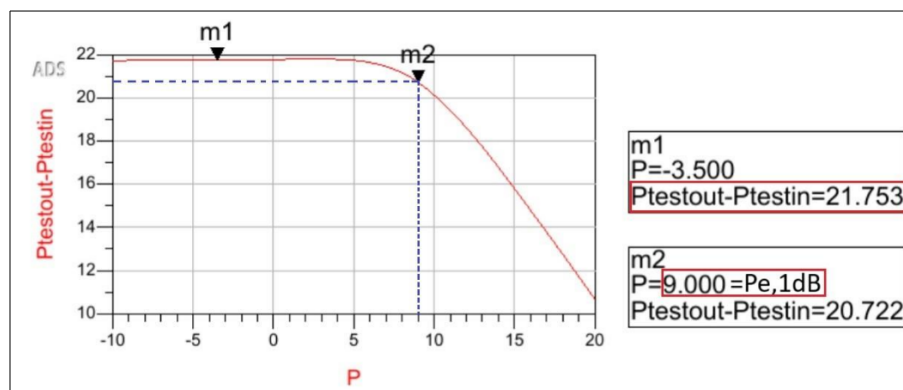


Figure 3: Courbe de gain de l'amplificateur

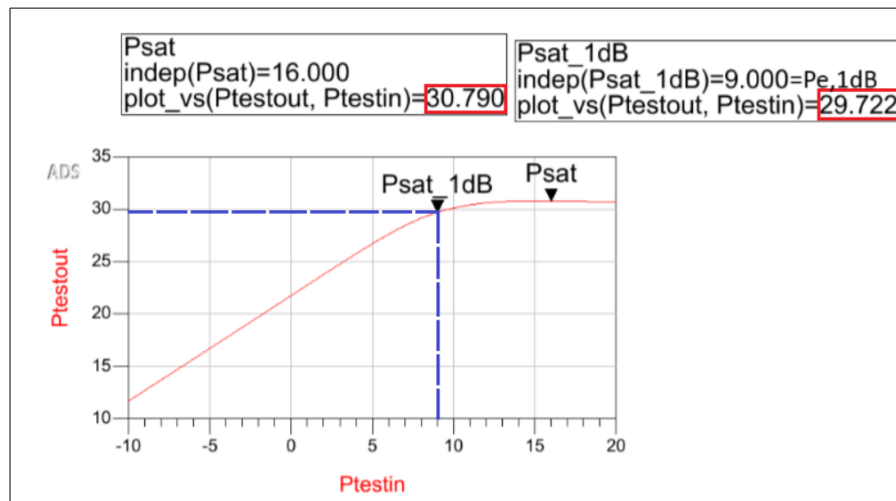


Figure 4: Courbe de puissance de sortie de l'amplificateur

Les lectures effectuées sur la courbe donnent les valeurs suivantes :

Paramètre	Symbole	Valeur mesurée
Gain petit signal	G_0	21,75 dB
Gain à 1 dB de compression	$G_{1\text{ dB}}$	20,72 dB
Puissance d'entrée au point de compression	$P_{e,1\text{ dB}}$	9 dBm
Puissance de sortie au point de compression	$P_{s,1\text{ dB}}$	29,7 dBm
Puissance de saturation	P_{sat}	30,79 dBm

Noter que $P_{s,1\text{ dB}}$ n'est pas égal à $P_{\text{sat}} - 1\text{ dB}$. Il se détermine à partir de la courbe de gain : on trouve d'abord $P_{e,1\text{ dB}}$ tel que

$$G(P_{e,1\text{ dB}}) = G_0 - 1\text{ dB},$$

puis on lit la puissance de sortie correspondante sur la caractéristique $P_s = f(P_e)$, c'est-à-dire :

$$P_{s,1\text{ dB}} = f(P_{e,1\text{ dB}}).$$

1.2 Bande passante de l'amplificateur

Un second balayage en fréquence a été effectué à puissance d'entrée constante. La courbe du gain en fonction de la fréquence présente un maximum autour de 5 GHz, avec une atténuation de -3 dB entre 4,916 GHz et 5,62 GHz, soit une bande passante utile d'environ 146 MHz.

Nous faisons varier le paramètre F qui permet un balayage en fréquence de la sinusoïde à l'entrée de l'amplificateur.

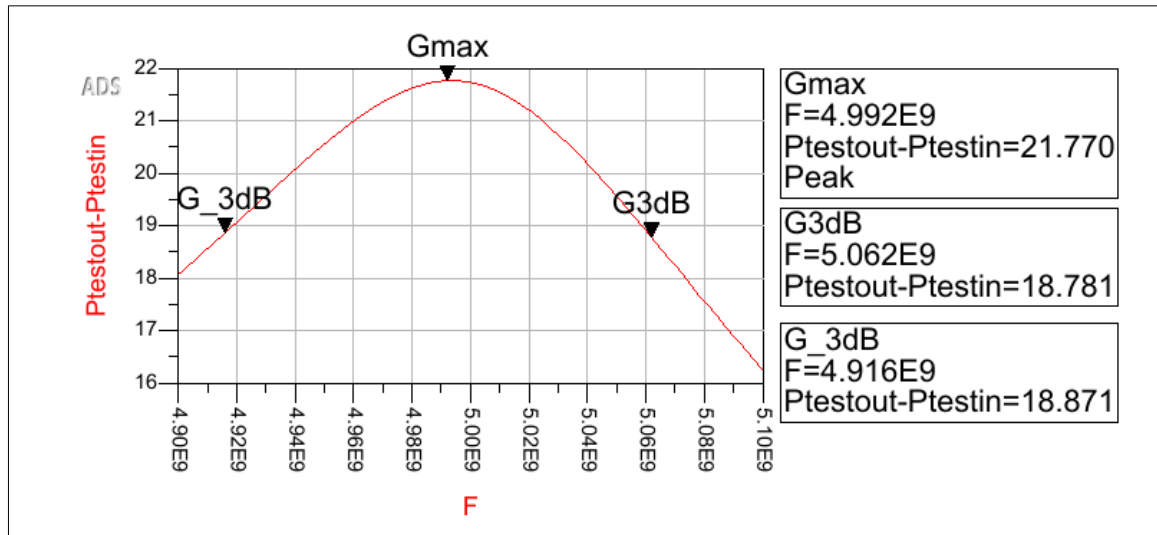


Figure 5: Bande passante de l'amplificateur

Cette bande relativement étroite traduit la sélectivité de l'amplificateur. En revanche, le modèle simplifié utilisé par la suite (*GainRF*) ne prend pas en compte la dépendance fréquentielle du gain : il suppose un gain constant sur toute la bande.

1.3 Intermodulation IP3

Pour évaluer la linéarité de l'amplificateur, une excitation à deux tons de fréquences voisines $f_1 = 5,000$ GHz et $f_2 = 5,002$ GHz a été appliquée. Les produits d'intermodulation du troisième ordre apparaissent alors aux fréquences $2f_1 - f_2 = 4,998$ GHz et $2f_2 - f_1 = 5,004$ GHz.

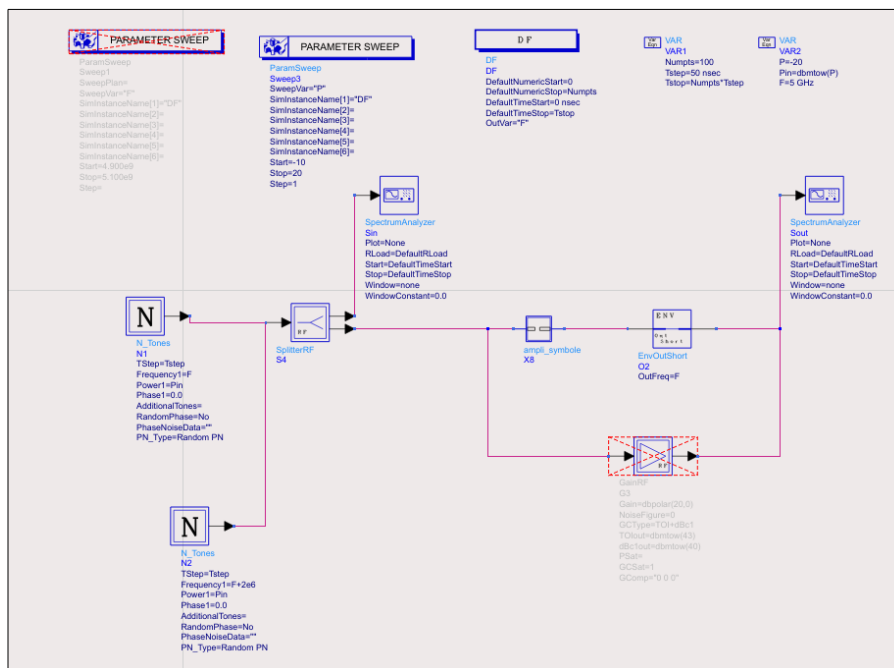


Figure 6: Schéma de l'amplificateur sous excitation bi-ton

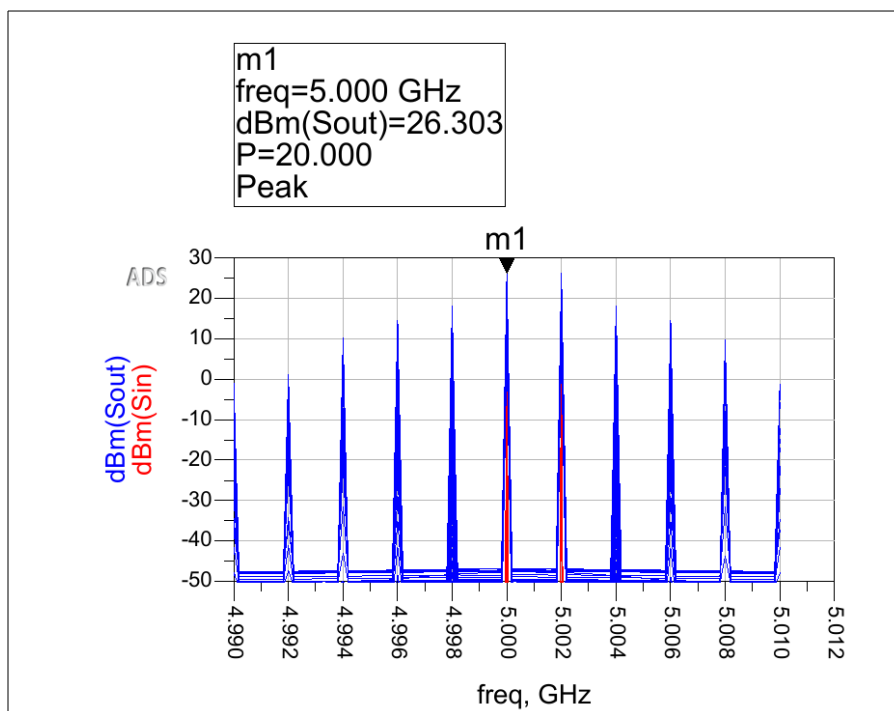


Figure 7: Spectre de sortie de l'amplificateur sous excitation bi-ton

Le marqueur sur 5,000 GHz indique environ 26,3 dBm en sortie ; les raies IM3 sont nettement plus basses, signe d'un régime encore quasi linéaire pour cette excitation. L'écart en dB entre fondamentaux et IM3 traduit directement la marge à l'IP3 : plus cet écart est grand, plus l'IP3 est élevé et meilleure est la linéarité apparente.

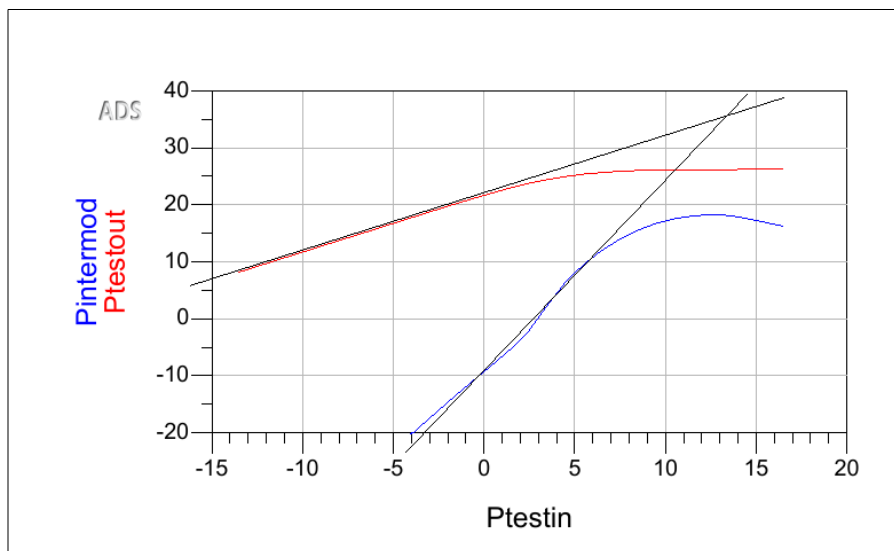


Figure 8: Courbe d'intermodulation d'ordre 3 de l'amplificateur

En traçant la puissance des fondamentaux et des produits IM3 en fonction de la puissance d'entrée, on observe :

- une pente de 1 dB/dB pour les fondamentaux,
- une pente d'environ 3 dB/dB pour les produits d'intermodulation.

L'extrapolation des deux droites linéaires fournit graphiquement le point d'interception du troisième ordre à la sortie :

$$OIP3 \approx 38 \text{ dBm.}$$

En retranchant le gain petit signal, on obtient :

$$IIP3 = OIP3 - G_0 \approx 16 \text{ dBm.}$$

Ces valeurs témoignent d'une bonne linéarité dans la plage de fonctionnement nominale.

1.4 Utilisation du modèle amplificateur

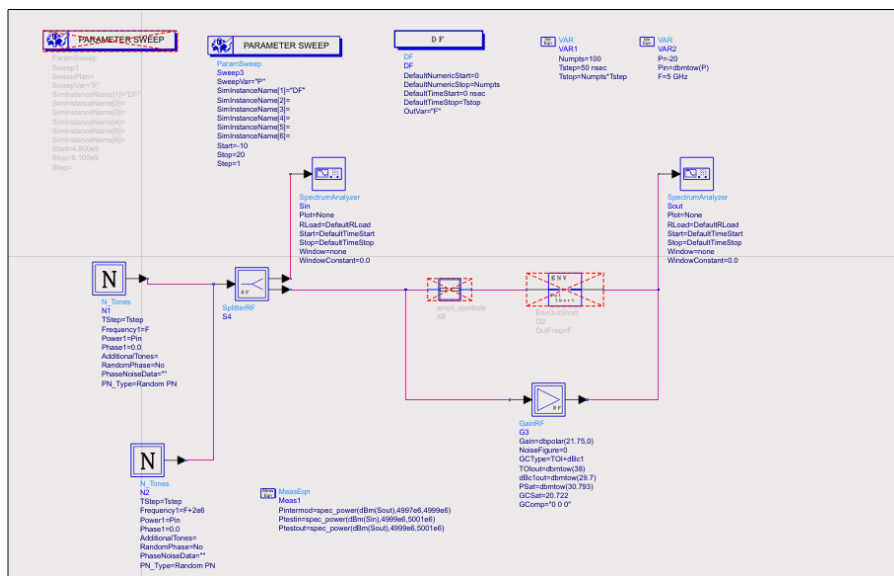


Figure 9: Schéma du modèle *GainRF* de l'amplificateur

Une fois la caractérisation terminée, nous avons remplacé l'amplificateur réel par un modèle *GainRF* issu de la bibliothèque *Timed Nonlinear*. Ce modèle se comporte comme un bloc de gain fixe avec saturation douce, paramétré à l'aide des mesures précédentes :

$$G_0 = 21,75 \text{ dB}, \quad P_{1\text{dB}} = 9 \text{ dBm}, \quad P_{\text{sat}} = 30,79 \text{ dBm}, \quad OIP3 = 38 \text{ dBm}.$$

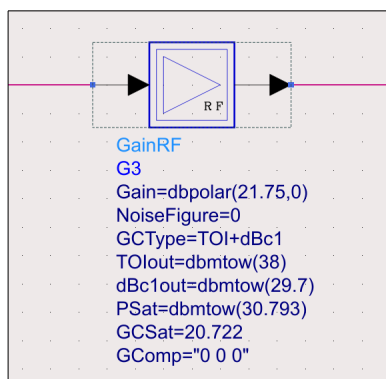


Figure 10: Zoom sur le modèle *GainRF* de l'amplificateur

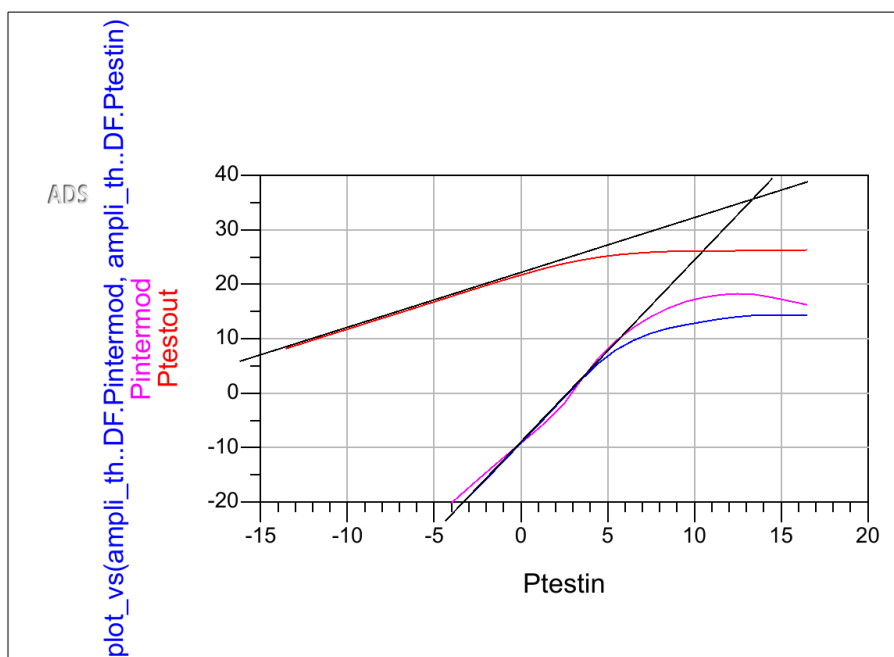


Figure 11: Courbe d'intermodulation d'ordre 3 obtenue avec le modèle *GainRF* comparée à la co-simulation détaillée

La courbe d'intermodulation d'ordre 3 obtenue avec ce modèle (bleu) est confrontée à celle issue de la co-simulation détaillée (violet). En petit signal, les deux tracés sont quasi superposés et suivent la pente théorique 3 dB/dB; l'extrapolation des droites linéaires recoupe celle du fondamental au même $OIP3 \approx 38$ dBm, confirmant la cohérence de l'extraction. Des écarts mineurs apparaissent seulement en forte excitation, le *GainRF* appliquant un soft clipping qui lisse la croissance des produits d'ordre 3 à l'approche de la saturation.

2 Influence des défauts sur une transmission multiporteuses

2.1 Caractéristiques multiporteuses

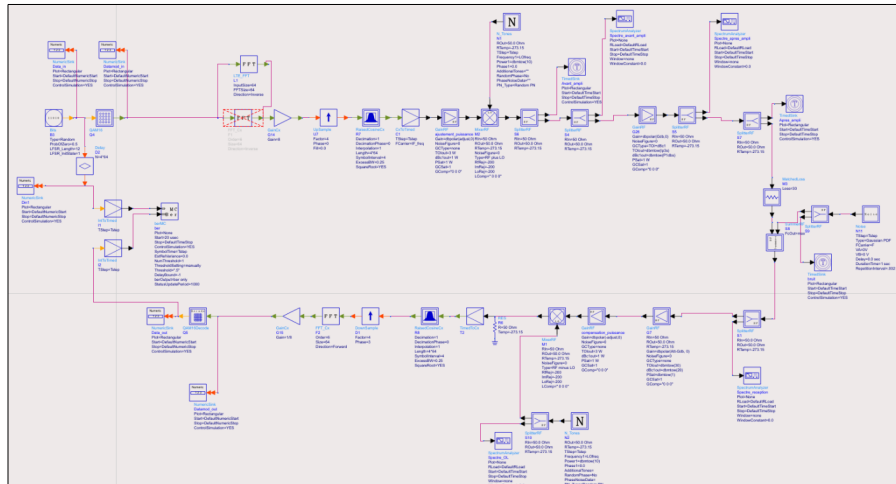


Figure 12:

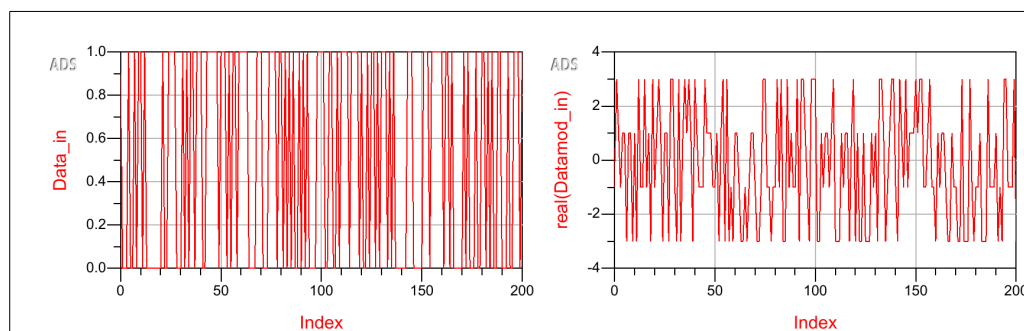


Figure 13:

La première figure représente deux signaux :

- à gauche, la trame Data_in, correspondant au flot de bits binaires généré à l'entrée du modulateur,
- à droite, la partie réelle du signal Datamod_in, soit le signal modulé 16-QAM avant passage dans l'amplificateur.

Le signal Data_in prend des valeurs binaires entre 0 et 1, traduisant les symboles émis à un débit constant. On observe une succession rapide de transitions verticales, signe d'un flux numérique dense sans temps mort entre les symboles.

Le signal Datamod_in, quant à lui, montre une allure avec des amplitudes comprises entre -3 et $+3$. Cette variation correspond à la modulation d'amplitude en quadrature (QAM), qui combine deux composantes orthogonales I et Q. Les fluctuations aléatoires de ce signal proviennent de la superposition de plusieurs sous-porteuses OFDM. L'enveloppe du signal n'est donc pas constante : on y observe des crêtes et des creux de puissance, typiques d'un signal multiporteuse à fort PAPR.

Ainsi, cette première étape confirme que la modulation 16-QAM OFDM produit un signal à amplitude variable, particulièrement sensible aux effets de non-linéarité de l'amplificateur.

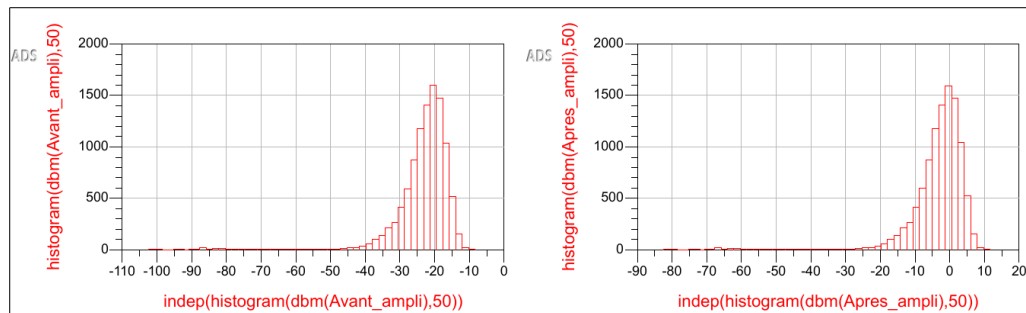


Figure 14:

La seconde figure suivante montre 2 histogrammes :

- à gauche, la distribution de la puissance en dBm avant l'amplificateur;
- à droite, la distribution après amplification.

Avant amplification, la puissance moyenne du signal est d'environ -20 dBm, comme l'indique le calcul :

$$P_{in,t} = -20.1 \text{ dBm.}$$

La distribution est relativement concentrée autour de cette valeur, avec peu de dispersion : le signal reste donc dans sa zone linéaire.

Après amplification, la puissance moyenne passe à environ 0 dBm, ce qui traduit le gain global de l'amplificateur (environ 20 dB, cohérent avec la caractérisation précédente).

La figure présente l'évolution du signal avant et après amplification, à la fois dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel.

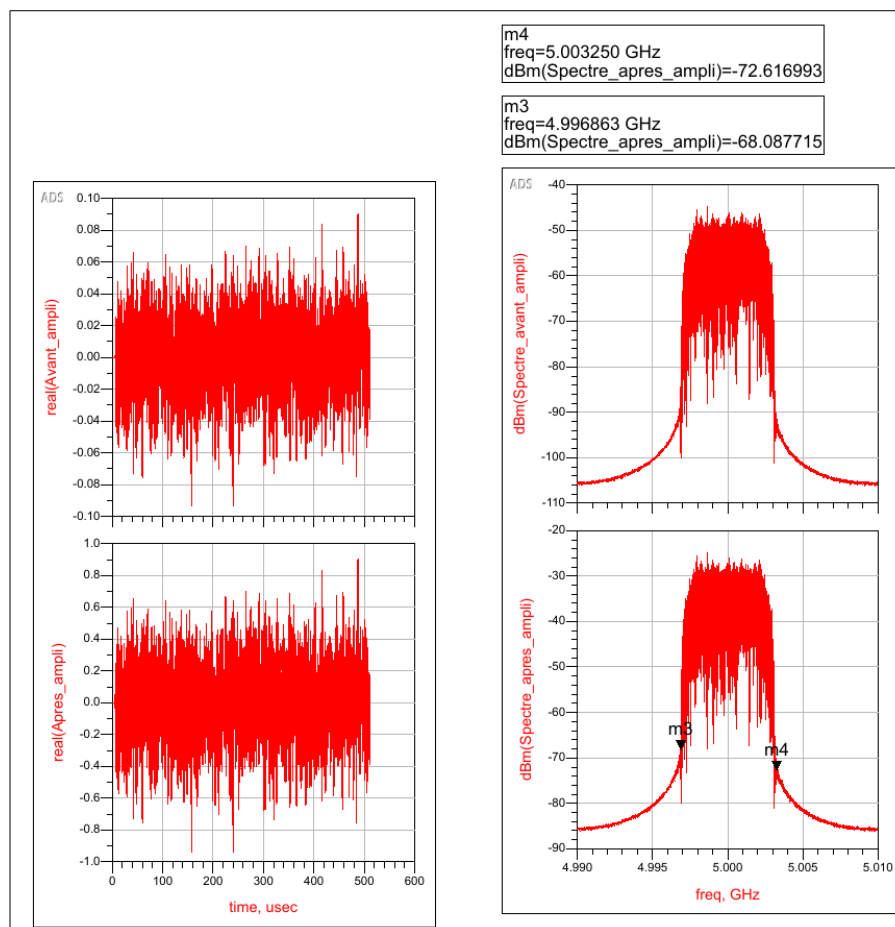


Figure 15: Evolution du signal avant et après amplification

Dans le domaine temporel (à gauche), les signaux représentent respectivement la partie réelle du signal avant amplification (*Avant_ampli*) et après amplification (*Après_ampli*). Le signal avant amplification présente une amplitude relativement faible, comprise entre environ -0,05 et 0,05. Après passage dans l'amplificateur, on constate une augmentation nette de l'amplitude, atteignant des valeurs proches de $\pm 0,5$, ce qui confirme l'effet de gain attendu.

Cependant, l'allure du signal reste similaire : aucune distorsion notable n'est observée à ce niveau de puissance, ce qui indique que l'amplificateur fonctionne encore en régime linéaire. L'enveloppe temporelle conserve une variation rapide et irrégulière, caractéristique d'un signal multiporteuse OFDM dont l'enveloppe n'est pas constante.

Dans le domaine fréquentiel (à droite), les spectres avant et après amplification sont représentés autour de la fréquence centrale de 5 GHz. On observe que le spectre avant amplification est centré sur 5 GHz, avec une largeur de bande d'environ 10 MHz. Après amplification, le spectre conserve la même forme générale, mais son niveau global augmente d'environ 20 dB, correspondant au gain de l'amplificateur.

Deux marqueurs (m3 et m4) indiquent respectivement les puissances mesurées à 4,9968 GHz et 5,0032 GHz. Ces valeurs, de -68,1 dBm et -72,6 dBm, confirment la symétrie du spectre et montrent que la

distorsion fréquentielle reste faible. Aucun élargissement spectral significatif n'est observé à ce stade, ce qui confirme que le fonctionnement de l'amplificateur reste linéaire pour la puissance d'entrée considérée.

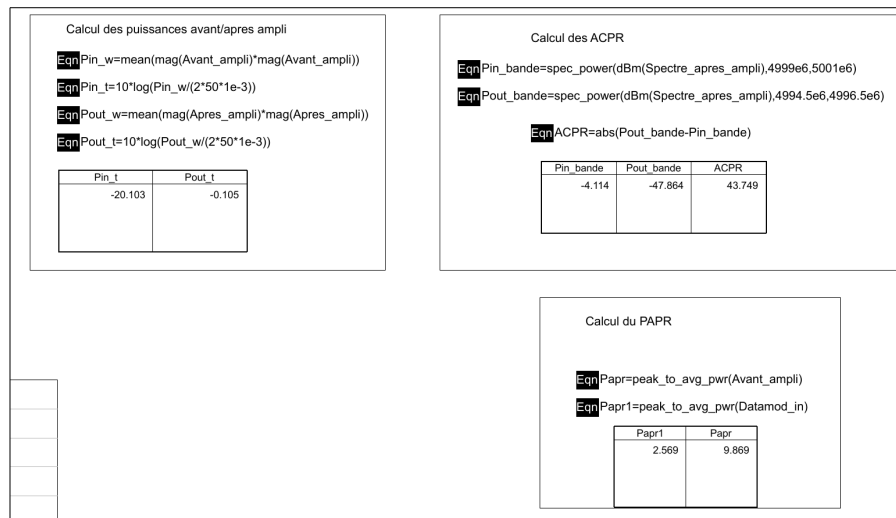


Figure 16: Résultats de simulation des puissances, ACPR et PAPR

Les premières équations servent à déterminer les puissances moyennes du signal avant et après amplification. Elles reposent sur le calcul de la valeur quadratique moyenne de la tension sur la charge, puis sur sa conversion en puissance exprimée en dBm. Les résultats obtenus indiquent une puissance d'entrée d'environ -20 dBm et une puissance de sortie proche de 0 dBm, soit un gain d'environ 20 dB. Ce gain correspond parfaitement à celui mesuré lors de la caractérisation de l'amplificateur, ce qui confirme la cohérence du modèle.

Les équations suivantes concernent le calcul de l'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio). Cette mesure compare la puissance contenue dans la bande utile à celle émise dans les canaux adjacents. La valeur trouvée est de 43,7 dBc, ce qui montre que le signal reste bien confiné dans sa bande de transmission. Un ACPR élevé traduit un spectre propre, sans distorsion.

Enfin, les deux dernières équations permettent d'évaluer le PAPR (Peak to Average Power Ratio). Le PAPR avant amplification est d'environ 2,6, tandis qu'il atteint presque 10 en sortie d'amplificateur. Cette augmentation du PAPR illustre la nature du signal OFDM, dont les sous-porteuses se superposent pour former des pics d'amplitude élevés.

La figure présente les constellations 16-QAM observées en entrée (Datamod_in) et en sortie (Datamod_out) de l'amplificateur de puissance.

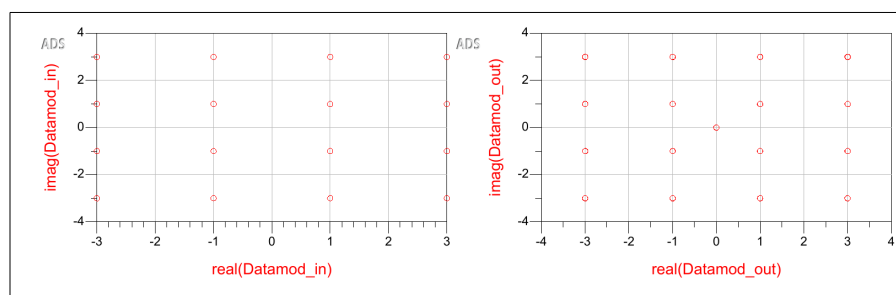


Figure 17: Constellations en entrée et en sortie de l'amplificateur

Sur la constellation d'entrée, on observe une répartition typique d'une modulation 16-QAM : les symboles sont disposés sur quatre niveaux d'amplitude (-3, -1, 1 et 3) pour les composantes réelle et imaginaire. Cette structure régulière traduit un codage correct des symboles, sans distorsion ni bruit significatif. Les points sont nettement séparés et confirment la bonne synchronisation du système au début de la simulation.

Sur la constellation de sortie, les symboles restent parfaitement alignés sur leurs positions théoriques, sans dispersion visible ni déformation des points. Cela indique que, pour la puissance utilisée, l'amplificateur fonctionne en régime linéaire, sans compression ni distorsion d'amplitude (AM/AM) ou de phase (AM/PM). Le gain reste constant et la modulation d'entrée est reproduite fidèlement à la sortie.

On note la présence d'un point en coordonnées (0,0), au centre de la constellation. Ce point correspond au passage temporaire du signal par zéro lors du transitoire de la simulation. Ce phénomène n'est pas lié à une erreur de modulation, mais une conséquence de la réponse temporelle du système.

2.2 Variation de la puissance du signal - Dégradation des performances

Cette section étudie l'effet de la variation de la puissance d'excitation sur la qualité d'une transmission 16-QAM OFDM en présence d'un amplificateur de puissance non linéaire. Le balayage de P_{signal} est effectué de -20 dBm à $+20$ dBm. Les indicateurs analysés sont les constellations, le taux d'erreur binaire (BER), la puissance de sortie P_{out} en fonction de P_{in} , l'ACPR, ainsi que les histogrammes de puissance avant et après amplification.

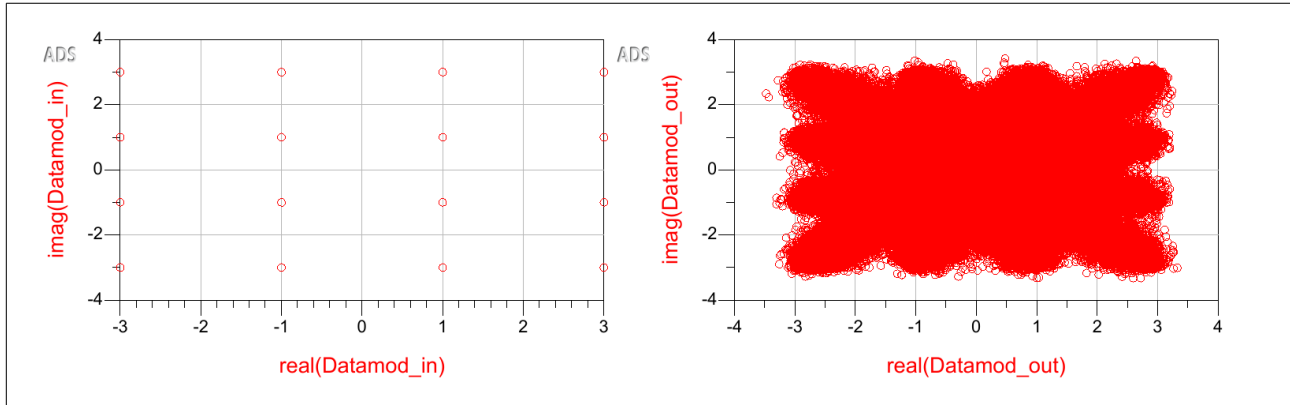


Figure 18: Constellations 16-QAM en entrée (gauche) et en sortie (droite) pour $P_{\text{signal}} \in [-20, 20]$ dBm

Sur la constellation d'entrée, les points restent localisés sur la grille 16-QAM aux niveaux $(-3, -1, 1, 3)$ pour les 2 axes, avec des nuages compacts traduisant une modulation propre. En sortie, lorsque P_{signal} augmente, la constellation se transforme en un nuage dense et étalé. Cela est due à la compression d'amplitude qui rapproche les points éloignés de l'origine lorsque les crêtes OFDM atteignent la zone non linéaire de l'amplificateur, mais également la rotation de phase de l'amplitude qui élargit le nuage.

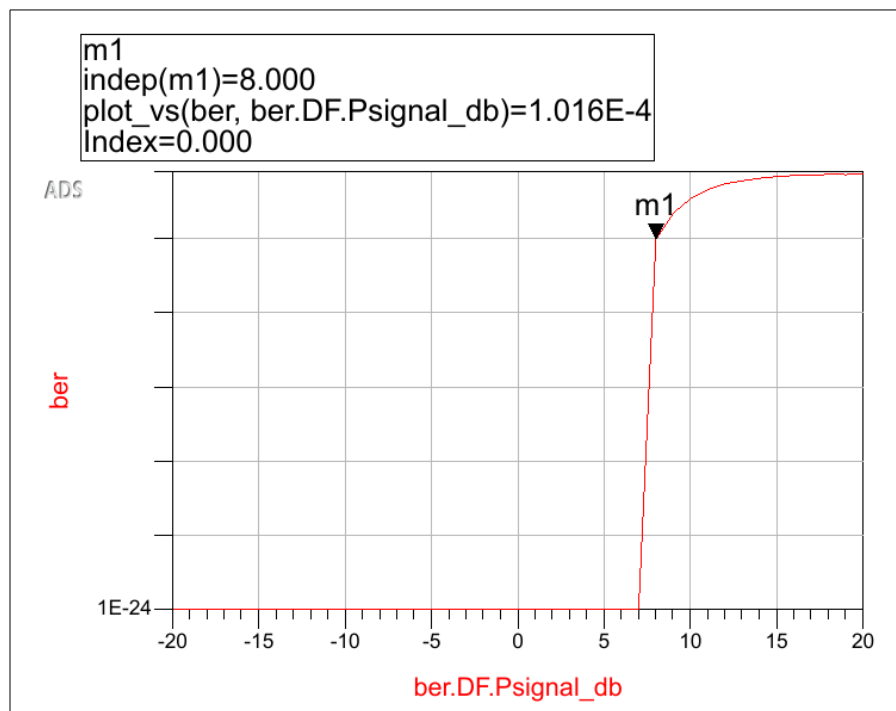


Figure 19: Évolution du BER avec la puissance d'excitation P_{signal}

La courbe du BER présente un comportement en falaise. Pour des puissances faibles et intermédiaires, le BER reste extrêmement bas. À partir d'un certain seuil, la courbe s'élève brutalement: un marqueur indique qu'à $P_{\text{signal}} \approx 8 \text{ dB}$, le BER atteint $\approx 1.0 \times 10^{-4}$. Cette transition rapide correspond au moment où un nombre significatif de crêtes OFDM pénètre la zone non linéaire, augmentant l'erreur vectorielle de modulation et provoquant des erreurs symboles. La non-linéarité agit donc comme un bruit dépendant du signal: en dessous du seuil, elle est négligeable; au-dessus, elle devient dominante.

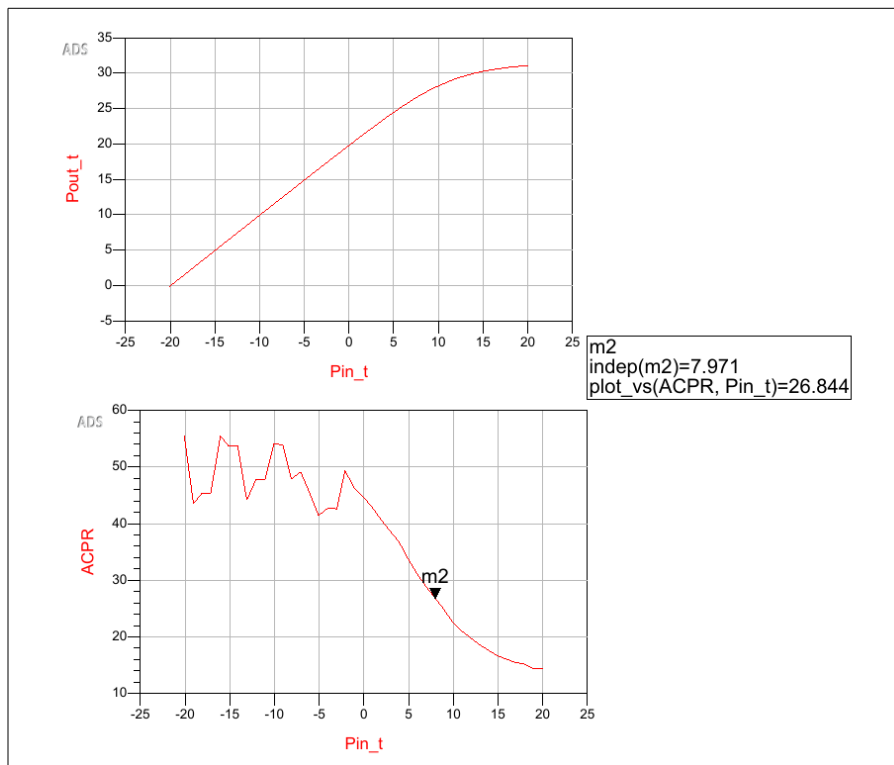


Figure 20: Haut: P_{out} en fonction de P_{in} . Bas: ACPR en fonction de P_{in}

La courbe P_{out} vs P_{in} montre d'abord une zone linéaire à pente proche du gain nominal, puis une courbure visible lorsque l'on approche du point de compression.

L'ACPR décroît avec P_{in} , ce qui signifie que la puissance hors-bande augmente plus vite que la puissance en bande. L'élargissement spectral est directement lié aux non-linéarités: lorsque les composantes d'ordre 3, 5, etc., augmentent, elles apparaissent dans les canaux adjacents, ce qui dégrade l'ACPR.

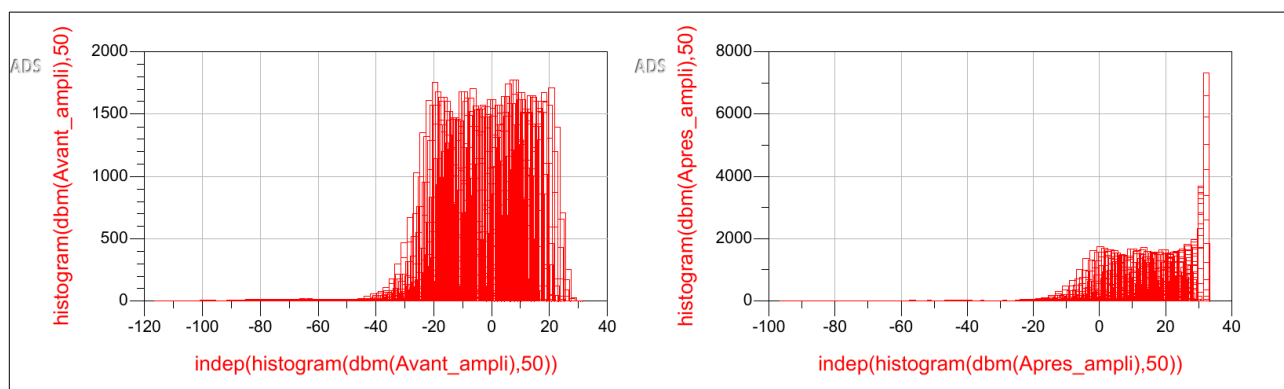


Figure 21: Histogrammes des puissances instantanées en dBm avant (gauche) et après (droite) amplification

Avant amplification, la distribution couvre une plage large autour de la puissance moyenne et reflète la statistique du signal OFDM, dominée par une enveloppe. Après amplification et lorsque P_{signal} augmente, on observe un déplacement global vers les fortes puissances.

Pour un balayage restreint de la puissance : $P_{\text{signal}} \in [-2; 8]$ dB



Figure 22: ACPR en fonction de P_{in} sur la plage $[-2, 8]$ dB. Le marqueur m2 indique le point où l'ACPR atteint environ 40 dB

La courbe de l'ACPR présente une décroissance continue lorsque la puissance d'entrée augmente. Dans cette plage, le marqueur m2 signale un croisement du seuil de 40 dBc pour $P_{\text{in}} \approx 2,17$ dB. Ce résultat signifie que les produits d'intermodulation deviennent suffisamment importante pour dégrader l'énergie hors bande, bien avant que le BER ne se dégrade fortement.

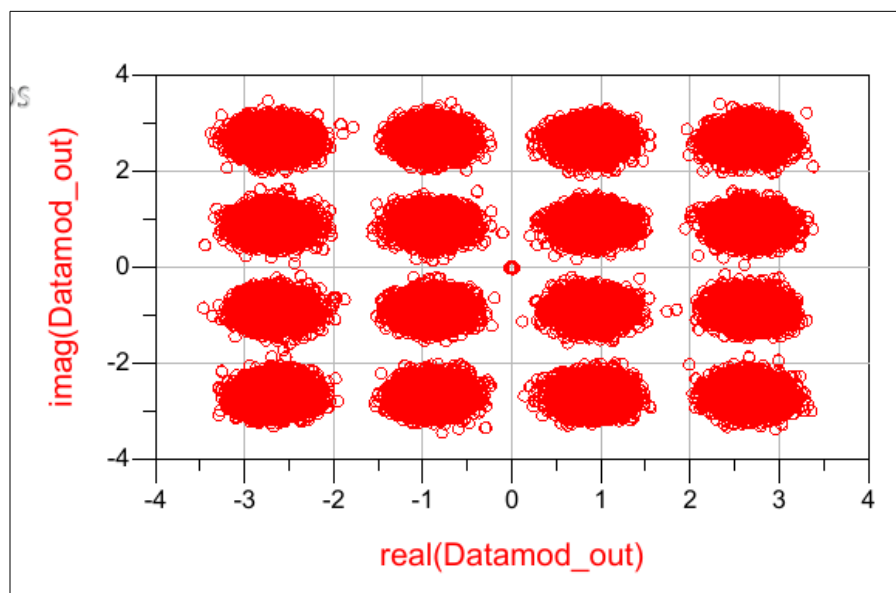


Figure 23: Constellation 16-QAM en sortie pour $P_{\text{signal}} \in [-2, 8]$ dB

La constellation en sortie se compose de nuages centrés aux positions idéales de la 16-QAM, avec une dispersion qui croît modérément lorsque P_{signal} augmente. Dans l'intervalle observé, l'effet dominant est une compression et un étalement angulaire. Visuellement, les amas demeurent séparés, ce qui explique que le BER reste bas tant que la puissance ne s'approche pas du point de compression.

Afin d'identifier précisément le seuil de dégradation du BER, un zoom a été réalisé pour $P_{\text{signal}} \in [7,5, 8,5]$ dB. Le critère fixé est $BER > 10^{-4}$. La mesure indique que ce seuil est franchi pour

$$P_{\text{signal}} \simeq 7,995 \text{ dB.}$$

2.3 Bruit de phase à l'OL

Cette partie a pour objectif d'étudier l'effet du bruit ajouté sur la qualité du signal modulé, en particulier son impact sur la forme de la constellation et donc sur la performance de démodulation. Les simulations ont été réalisées pour trois niveaux de bruit : -120 dBm, -100 dBm et -80 dBm.

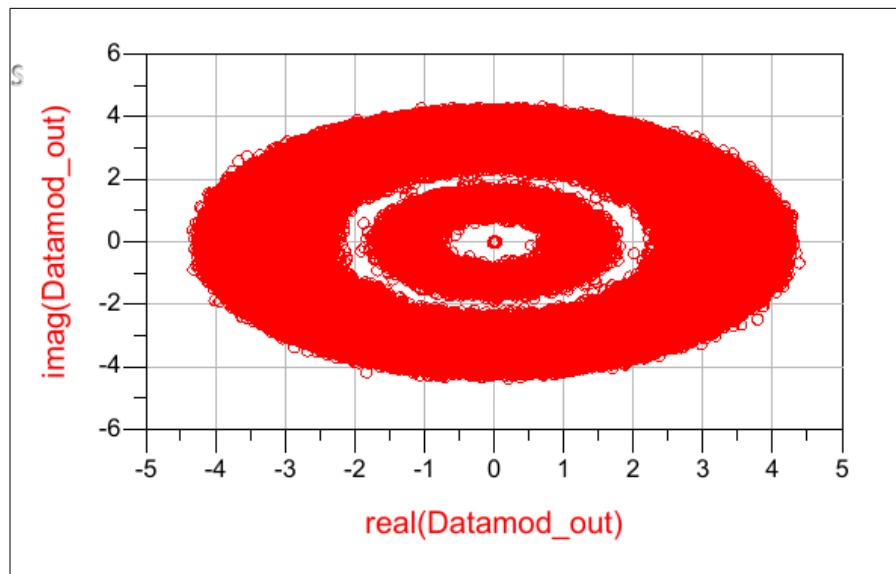


Figure 24: Constellation 16-QAM avec un bruit de -80 dBm

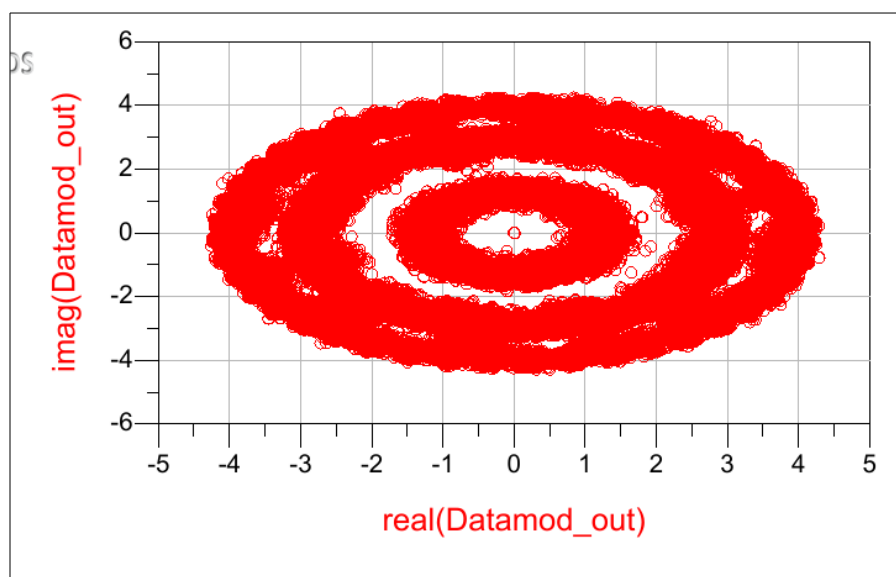


Figure 25: Constellation 16-QAM avec un bruit de -100 dBm

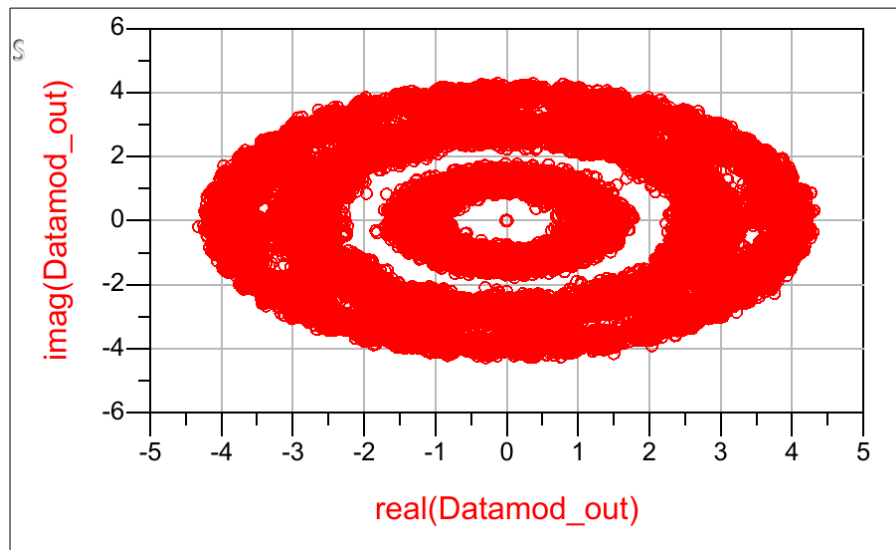


Figure 26: Constellation 16-QAM avec un bruit de -120 dBm

À -80 dBm, -100 dBm et -120 dBm la dispersion est extrêmement importante : les amas de points distincts se transforment en anneaux presque continus centrés sur l'origine. Les régions de décision se recouvrent largement, et la structure caractéristique de la 16-QAM disparaît. On observe à la place un nuage circulaire présentant plusieurs rayons correspondant aux différents niveaux d'amplitude. Dans ce régime, la décision sur les symboles devient essentiellement aléatoire et le taux d'erreur binaire (BER) augmente fortement.

2.4 Bruit gaussien dans le canal

Cette expérience vise à évaluer l'impact des tensions du bloc bruit gaussien dans le canal V_a et V_b de l'amplificateur sur la qualité du signal modulé.

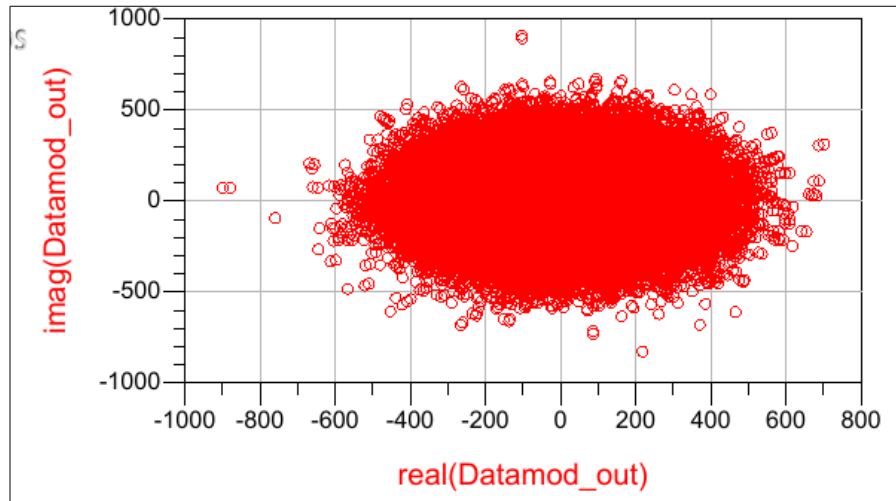


Figure 27: Constellation obtenue pour $V_a = 0\text{ V}$ et $V_b = 10\text{ V}$

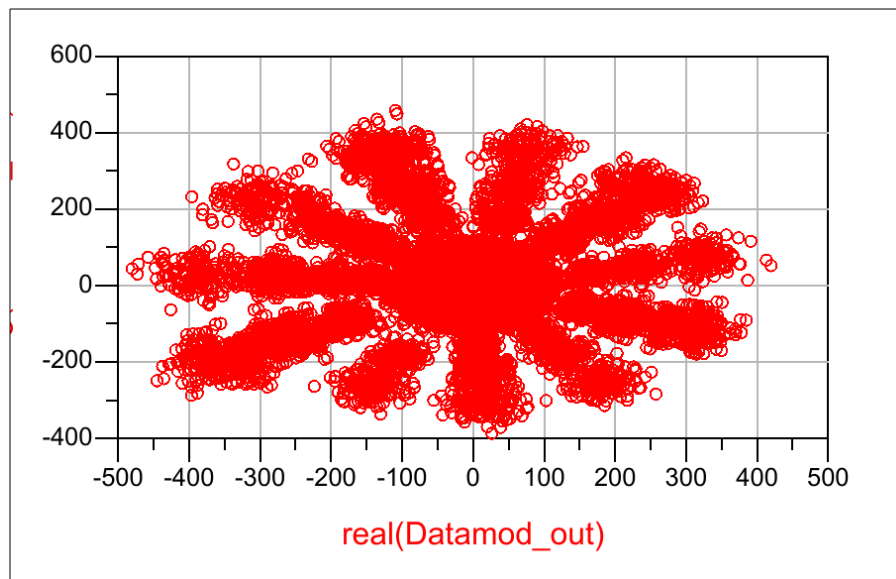


Figure 28: Constellation obtenue pour $V_a = 1\text{ V}$ et $V_b = 2\text{ V}$

La comparaison des 2 cas montre que ces tensions jouent un rôle critique dans la linéarité du dispositif.