

Modélisation de la performance de la combinaison de la prédistorsion intelligente à base de réseau de neurones avec le codage LDPC pour linéariser l'amplificateur de puissance

Rakotonirina H.B.¹, Randriamitantsoa P.A.², Randriamitantsoa A.A.³

Laboratoire de Recherche en Télécommunication, Automatique, Signal et Images (LR-TASI)

Ecole Doctorale en Science et Technique de l'Ingénierie et de l'Innovation (ED – STII)

¹dao.rakotonirina@gmail.com, ²rpauguste@gmail.com, ³andriau23@gmail.com

Résumé

Dans cet article, nous avons proposé une nouvelle technique de linéarisation de l'amplificateur de puissance basée sur la combinaison de la prédistorsion à base de réseau de neurones et du codage LDPC (Low Density Parity Check). Nous allons modéliser la probabilité d'erreurs par bit obtenue en utilisant cette nouvelle technique pour diverses modulations et à travers le canal AWGN (Additive White Gaussian Noise) et celui de Rayleigh. Les résultats obtenus par nos modèles coïncident avec ceux de la simulation.

Mots clés : Prédistorsion, Réseau de Neurones, LDPC, Amplificateur de puissance, non-linéarité

Abstract

In this article, we have proposed a new power amplifier linearization technique based on the combination of neural network-based predistortion and Low Density Parity Check (LDPC) coding. We

will model the bit errors probability obtained using this new technique for various modulations and through the AWGN (Additive White Gaussian Noise) and Rayleigh channels. The results obtained by our models coincide with those of the simulation.

Keywords : Predistortion, Neural network, LDPC, Power amplifier, non-linearity

1. Introduction

Les systèmes de télécommunication actuels et futurs vont utiliser des modulations multiporteuses mais non plus des modulations monoporteuses dans le but d'augmenter le débit et de diminuer les erreurs de transmission. A titre d'exemple, la 4G est basée sur la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) et trois modulations multiporteuses sont proposées pour la 5G : UFMC, FBMC et GFDM [1][2][3]. Malgré les avantages offerts par ces modulations,

leur inconvénient majeur est la forte variation d'amplitude du signal modulé qui crée un problème de non-linéarité au niveau de l'amplificateur de puissance. Ce problème se traduit par une dégradation du TEB à la réception ou par l'augmentation de la consommation énergétique de l'amplificateur. Afin de résoudre ce problème, nous avons proposé une nouvelle technique basée sur la combinaison de la prédistorsion intelligente à base de réseau de neurones et du codage LDPC. Dans cet article, nous allons parler des raisons qui nous ont poussées à combiner ces deux techniques et puis nous modéliserons la probabilité d'erreurs par bit obtenue en l'utilisant.

2. Prédistorsion

Définition 1 :

La prédistorsion est une technique de linéarisation de l'amplificateur qui consiste à modéliser la caractéristique de transfert inverse de ce dispositif et de juxtaposer cette caractéristique inverse avec l'amplificateur lui-même pour avoir une caractéristique de transfert linéaire [4][5][6](Voir figure 1).

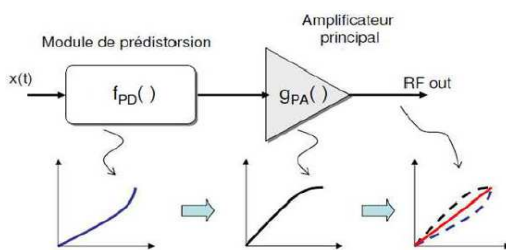


Figure 1 : Principe de la technique de prédistorsion

3. Analyse des performances de la technique de prédistorsion

3.1 Critères d'analyse de performance de la technique de prédistorsion

Afin de mettre en évidence les raisons qui nous ont poussées à combiner une technique de prédistorsion avec une technique de codage canal, nous allons analyser la performance d'un système de transmission intégrant un bloc de code correcteur et un module de prédistorsion (Voir la figure 2). Les critères de performance utilisés sont :

- l'EVM du signal amplifié
- et le rendement de l'amplificateur

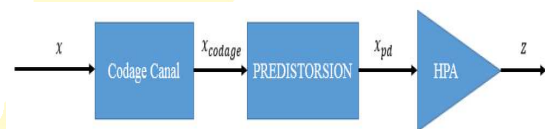


Figure 2 : Système de transmission étudié
Où

x : le signal à l'entrée du codeur de canal

x_{codage} : le signal après codage canal

x_{pd} : le signal x_{codage} après prédistorsion

z : le signal amplifié

Le modèle d'amplificateur de puissance utilisé est le modèle de Rapp.

3.2 Modélisation de l'EVM du signal amplifié

Définition 2 :

L'Error Vector Measurement ou EVM est l'erreur quadratique moyenne normalisée de la constellation. Il mesure les déformations de la constellation causées par

la non-linéarité de l'amplificateur. C'est l'écart entre la position idéale sans distorsion et celle obtenue après distorsion. Son expression est donnée par l'équation 1.

$$EVM = 100 \quad (1)$$

$$\times \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \times \sum_{k=1}^N |S_{kideal} - S_{kreel}|^2}{\frac{1}{N} \times \sum_{k=1}^N |S_{kideal}|^2}}$$

Où S_{kideal} désigne le symbole idéal numéro k de la constellation, S_{kreel} le symbole réel associé et N le nombre de symboles nécessaires pour la mesure.

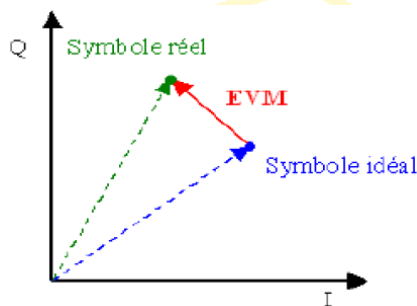


Figure 3 : La mesure de l'EVM

En considérant la chaîne de transmission de la figure 2 et en utilisant la définition 2, l'EVM peut s'écrire :

$$EVM = 100 \quad (2)$$

$$\times \left| 1 - \frac{b}{a-1} \sqrt{1 - (PAPR(x_{codage}) + 1)e^{-PAPR(x_{codage})}} \right|$$

Où

- b : est un entier appelé « knee factor », c'est un facteur qui permet de contrôler la transition entre la zone linéaire et la zone de saturation

de la caractéristique de transfert AM/AM de l'amplificateur.

- a et b sont des réels utilisés pour contrôler la précision de la fonction de prédistorsion
- $PAPR(x_{codage})$: est le Peak to Average Power Ratio ou PAPR du signal à l'entrée du bloc de prédistorsion. C'est le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne de ce signal.

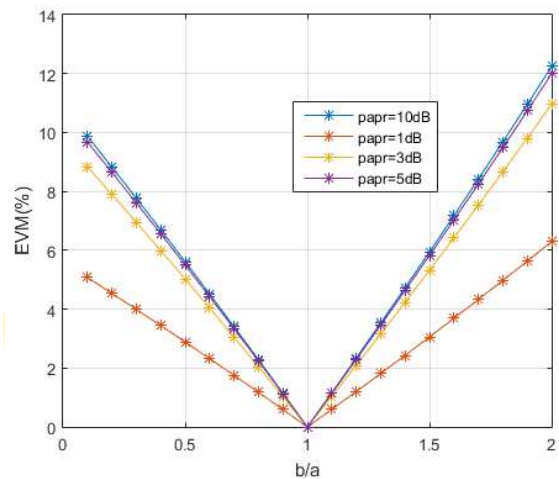


Figure 4 : Variation de l'EVM en fonction des coefficients a et b et pour diverses valeurs du PAPR

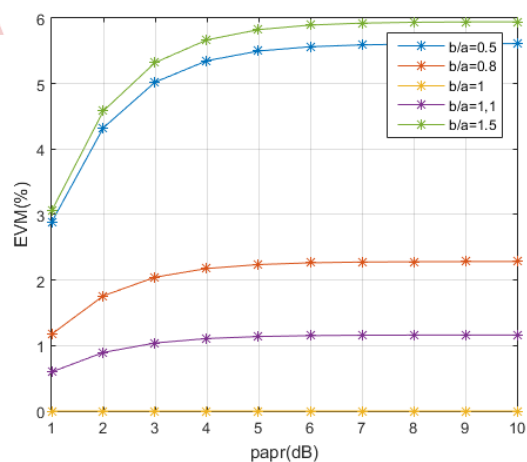


Figure 5 : Variation de l'EVM en fonction du PAPR du signal après codage canal

La figure 4 nous montre la variation de l'EVM en fonction des coefficients de prédistorsion a et b . On en déduit que lorsque $\frac{b}{a}$ tend vers 1 c'est-à-dire lorsque la linéarité est parfaite, l'EVM tend vers 0. Autrement dit, la dégradation du signal amplifié commence à disparaître lorsque l'amplification devient linéaire ($b = a$).

On constate d'après les figures 4 et 5 que pour $a = b$ (linéarisation parfaite) l'EVM est minimale et égale à 0. Et pour $a \neq b$, l'EVM diminue lorsque le PAPR du signal à l'entrée du bloc de prédistorsion est faible. Cela prouve que la réduction du PAPR peut influencer la linéarité de l'amplificateur de puissance.

Bref, d'après les figures 4 et 5, pour éviter la dégradation du signal amplifié, il faut que :

- la technique de prédistorsion utilisée soit performante pour avoir une linéarité parfaite ($a = b$ ou $a \approx b$)
- ou le PAPR du signal à l'entrée du bloc de prédistorsion soit faible.

3.3 Modélisation du rendement de l'amplificateur

Définition 3 :

Il y a le rendement en puissance qui exprime le rapport entre la puissance de sortie et la puissance fournie par l'alimentation. Ce paramètre nous donne des informations sur la consommation de l'amplificateur. En

effet, lorsque le rendement est élevé la consommation énergétique de l'amplificateur est faible et dans le cas contraire, ce dispositif consomme beaucoup d'énergie. Il est défini par l'équation 3.

$$\eta_{DC} = \frac{P_s}{P_{dc}} \quad (3)$$

Où

P_s : la puissance du signal à la sortie de l'amplificateur

P_{dc} : la puissance d'alimentation de l'amplificateur

En considérant la chaîne de transmission de la figure 2 et en utilisant la définition 3, le rendement de l'amplificateur peut être exprimé en fonction du PAPR du signal à l'entrée du bloc de prédistorsion par l'équation 4 :

$$\eta_{DC} = \frac{\lambda}{G_{PA} \cdot PAPR(x_{codage})} \quad (4)$$

Où

λ est une constante qui dépend de la classe de l'amplificateur

et G_{PA} le gain de l'amplificateur.

La figure 6, nous montre la variation du rendement de l'amplificateur en fonction du PAPR du signal après codage canal pour un gain unitaire et $\lambda = 0.6605$.

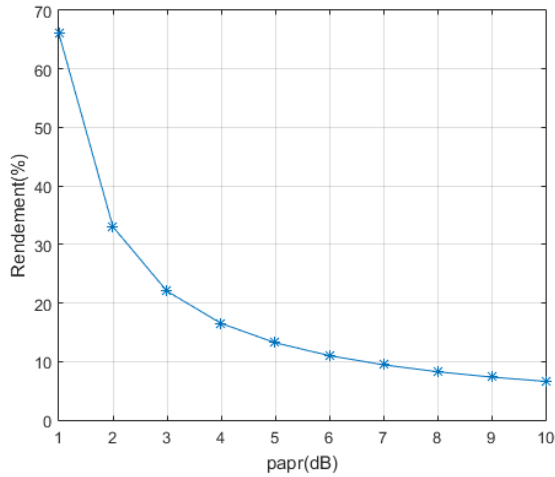


Figure 6 : Variation du rendement de l'amplificateur en fonction du PAPR du signal après codage canal

On déduit de la figure 6 que plus le PAPR du signal à l'entrée du bloc de prédistorsion diminue, plus le rendement de l'amplificateur augmente.

3.4 Modélisation de l'EVM en fonction du rendement de l'amplificateur

Pour voir la relation entre la linéarité et le rendement de l'amplificateur, nous allons exprimer l'EVM en fonction du rendement de l'amplificateur.

$$EVM = 100 \times \left| 1 - \frac{\frac{b}{a}-1}{2b} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{G_{PA} \eta_{DC}} + 1\right) e^{-\frac{\lambda}{G_{PA} \eta_{DC}}}} \right| \quad (7)$$

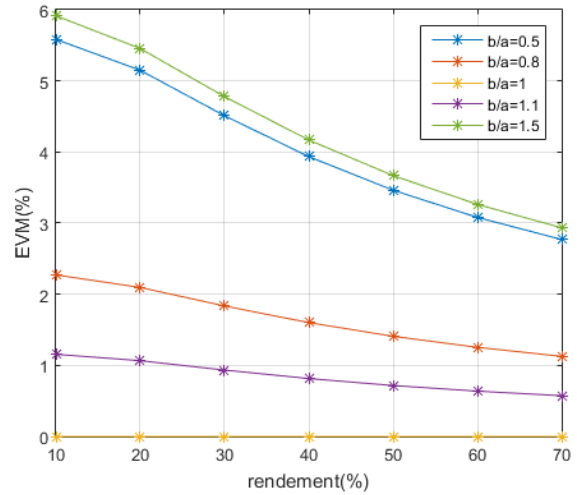


Figure 7 : Variation de l'EVM en fonction du rendement de l'amplificateur

La figure 7 nous montre la variation de l'EVM en fonction du rendement de l'amplificateur pour un gain unitaire, pour $\lambda = 0.6605$ et pour diverses valeurs de $\frac{b}{a}$.

On déduit de cette figure que l'EVM minimale est atteinte lorsque la linéarité est parfaite c'est-à-dire $a = b$. Pour $a \neq b$, l'augmentation du rendement peut entraîner la diminution de l'EVM.

3.5 Interprétation des résultats

En regardant les figures 4, 5, 6 et 7, on peut conclure que pour avoir à la fois un rendement élevé et une EVM faible, il faut que le PAPR du signal à l'entrée du bloc de prédistorsion (voir figure 2) soit faible. Notons aussi que pour avoir une EVM minimale, il faut que la prédistorsion soit parfaite c'est-à-dire $a \approx b$.

3.6 Nos contributions

Notre objectif est d'avoir à la fois un rendement élevé de l'amplificateur et une caractéristique de transfert linéaire de ce dispositif. Pour arriver à ces fins, nous avons combiné deux techniques :

- L'utilisation des réseaux de neurones pour avoir une prédistorsion parfaite $a \approx b$. Cette technique est aussi intelligente car la fonction de prédistorsion s'adapte aux changements de la caractéristique de transfert de l'amplificateur de puissance dans le temps (vieillesse des composantes électroniques de l'amplificateur). Elle étend aussi la zone linéaire de la caractéristique de transfert de l'amplificateur. Par conséquent, ce dispositif peut fonctionner proche de la zone de saturation pour avoir un bon rendement.
- Pour réduire le PAPR du signal à l'entrée du bloc de prédistorsion, nous avons exploité une technique de codage canal appelé codage LDPC. Cette technique est spécialisée pour détecter et corriger les erreurs de transmission mais d'après nos études, elle permet aussi de réduire le PAPR d'un signal. La figure 8 nous montre le CCDF d'un signal OFDM et d'un

signal OFDM encodé par le codage LDPC. On déduit de cette figure que le signal OFDM encodé présente un PAPR plus faible. Cette technique de réduction de PAPR est aussi à compatibilité descendante et simple à implémenter car un seul bloc assure à la fois la réduction du PAPR et l'ajout d'un code détecteur et correcteur d'erreurs pour protéger l'information face aux bruits. Contrairement à d'autres techniques de réduction de PAPR qui introduisent des distorsions, l'utilisation du codage LDPC permet de pallier ce problème.

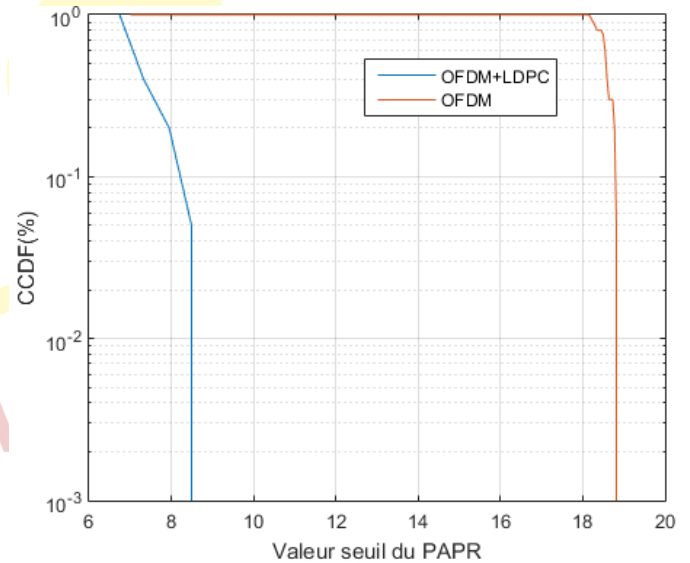


Figure 8 : CCDF d'un signal OFDM et d'un signal OFDM encodé par le codage LDPC

4. Modélisation de la nouvelle technique de linéarisation de l'amplificateur basée sur la combinaison du codage

LDPC avec la prédistorsion à base de réseau de neurones

4.1. Modélisation de la probabilité d'erreur par bit pour une modulation M-ASK à travers un canal AWGN

Pour une modulation M-ASK, la probabilité d'erreur par bit obtenue à travers le canal AWGN en appliquant comme technique de linéarisation de l'amplificateur la combinaison du codage LDPC avec la prédistorsion à base de réseau de neurones a pour expression :

$$P_b = \frac{1}{n} \sum_{i=t+1}^n (i + t) \left[\frac{2}{\log_2(M)} \left(\frac{M-1}{M} \right) Q \left(\sqrt{\frac{6 \log_2(M)}{(M^2-1)} \frac{1}{\left| \frac{1-b/a}{2^{2b}} \right|^2} R \frac{E_b}{N_0}} \right) \right]^i \quad (8)$$

$$\left[1 - \frac{2}{\log_2(M)} \left(\frac{M-1}{M} \right) Q \left(\sqrt{\frac{6 \log_2(M)}{(M^2-1)} \frac{1}{\left| \frac{1-b/a}{2^{2b}} \right|^2} R \frac{E_b}{N_0}} \right) \right]^{n-i}$$

Où n : est la longueur du mot de code

t : est la capacité de correction maximale du code LDPC, elle a pour expression $t = \left\lfloor \frac{d_{min}-1}{2} \right\rfloor$ avec d_{min} la distance minimale du code et $[x]$ la partie entière de x .

R : le rendement du code LDPC

b : le « knee factor » du modèle de Rapp, c'est un facteur qui permet de contrôler la transition entre la zone linéaire et la zone de saturation de la caractéristique de transfert AM/AM de l'amplificateur.

$\frac{b}{a}$: un paramètre qui permet de contrôler la précision de la fonction de prédistorsion obtenue après prédistorsion à base de réseau de neurones.

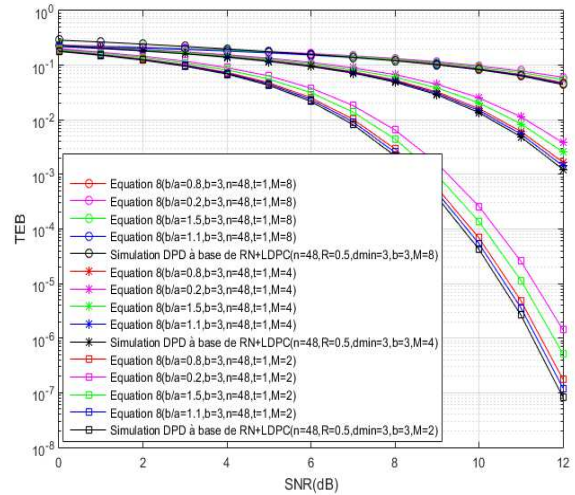


Figure 9 : Probabilité d'erreur par bit d'une modulation M-ASK à travers un canal AWGN après l'application de la prédistorsion à base de réseau de neurones combinée au codage LDPC

4.2. Modélisation de la probabilité d'erreur par bit pour une modulation M-ASK à travers un canal de Rayleigh

Pour une modulation M-ASK, la probabilité d'erreur par bit obtenue à travers le canal de Rayleigh en appliquant comme technique de linéarisation de l'amplificateur la combinaison du codage LDPC et de la prédistorsion à base de réseau de neurones a pour expression :

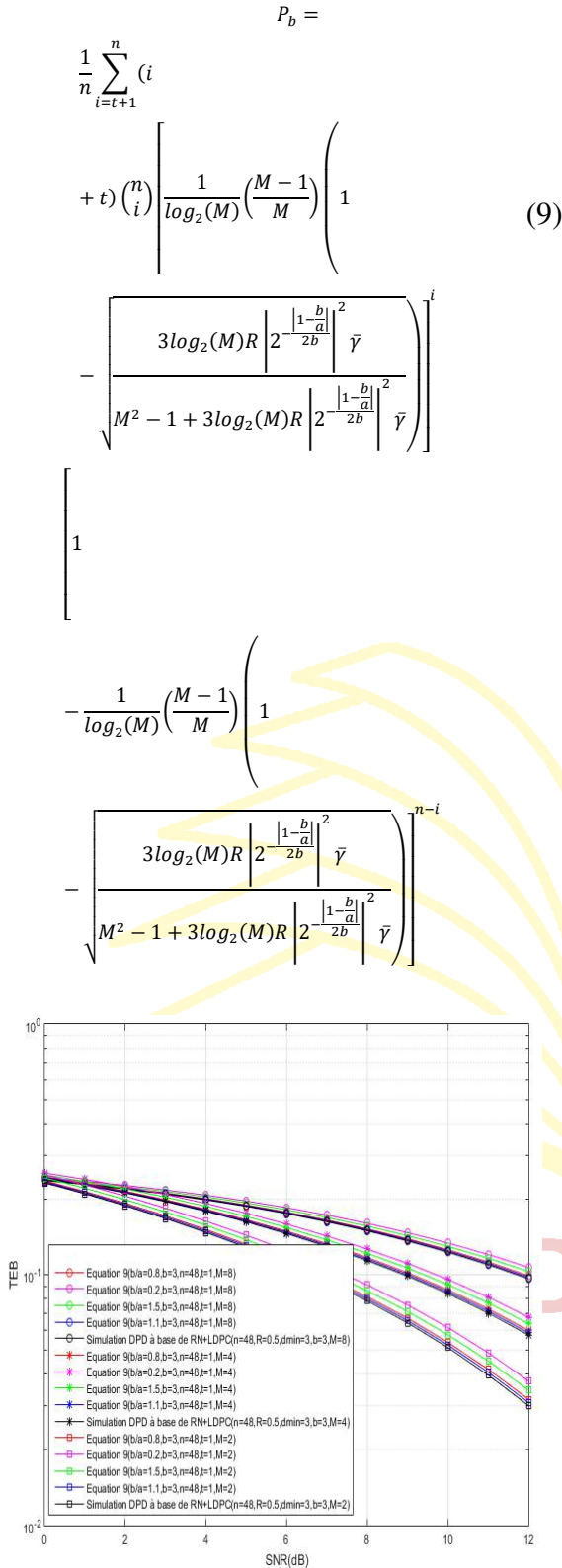


Figure 10 : Probabilité d'erreur par bit d'une modulation M-ASK à travers un canal de Rayleigh après l'application de la prédistorsion à base de réseau de neurones combinée au codage LDPC

4.3. Modélisation de la probabilité d'erreur par bit pour une modulation M-QAM à travers un canal AWGN

Pour une modulation M-QAM, l'équation 10 nous montre la probabilité d'erreur par bit obtenue via le canal AWGN en utilisant comme technique de linéarisation de l'amplificateur la combinaison du codage LDPC avec la prédistorsion à base de réseau de neurones.

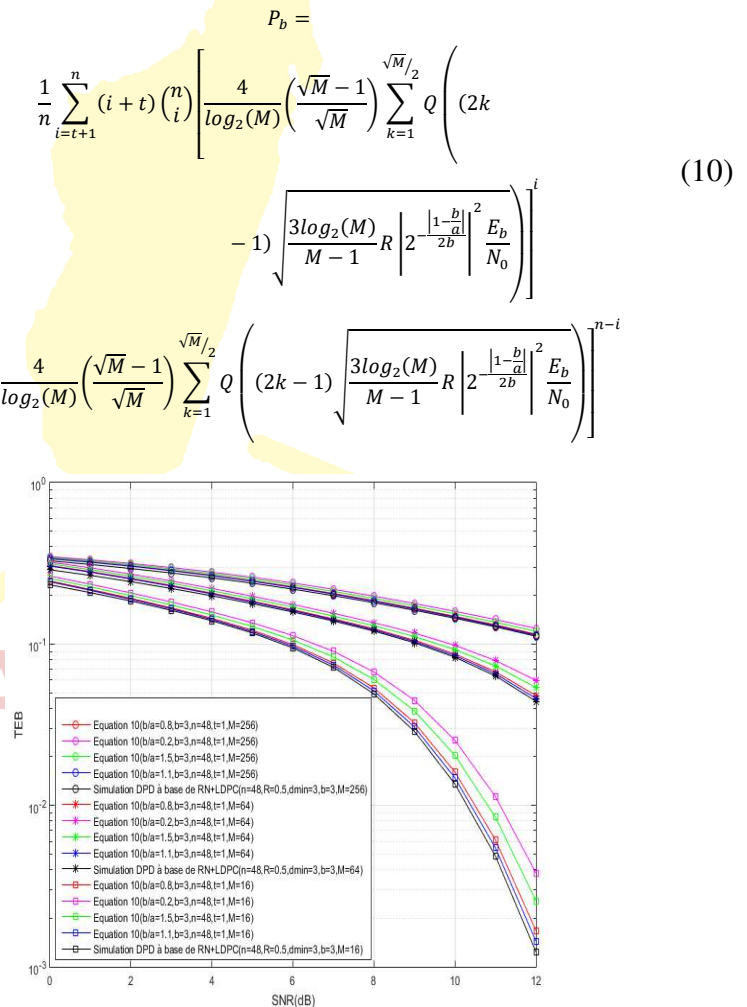


Figure 11 : Probabilité d'erreur par bit d'une modulation M-QAM à travers un canal AWGN après l'application de la prédistorsion à base de réseau de neurones combinée au codage LDPC

4.4. Modélisation de la probabilité d'erreur par bit pour une modulation M-QAM à travers un canal de Rayleigh

Pour une modulation M-QAM, l'équation 11 nous montre la probabilité d'erreur par bit obtenue à travers le canal de Rayleigh en appliquant comme technique de linéarisation de l'amplificateur la combinaison du codage LDPC et de la prédistorsion à base de réseau de neurones.

$$P_b = \frac{1}{n} \sum_{i=t+1}^n (i + t) \left[\frac{2}{\log_2(M)} \left(\frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \right) \sum_{k=1}^{\sqrt{M}/2} 1 - \frac{1.5 (2k-1)^2 \log_2(M) R \left| 2 \frac{1-b/a}{2b} \right|^2 \bar{\gamma}}{\sqrt{M-1 + 1.5 (2k-1)^2 \log_2(M) R \left| 2 \frac{1-b/a}{2b} \right|^2 \bar{\gamma}}} \right]^i - \frac{2}{\log_2(M)} \left(\frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \right) \sum_{k=1}^{\sqrt{M}/2} 1 - \frac{1.5 (2k-1)^2 \log_2(M) R \left| 2 \frac{1-b/a}{2b} \right|^2 \bar{\gamma}}{\sqrt{M-1 + 1.5 (2k-1)^2 \log_2(M) R \left| 2 \frac{1-b/a}{2b} \right|^2 \bar{\gamma}}} \right]^{n-i} \quad (11)$$

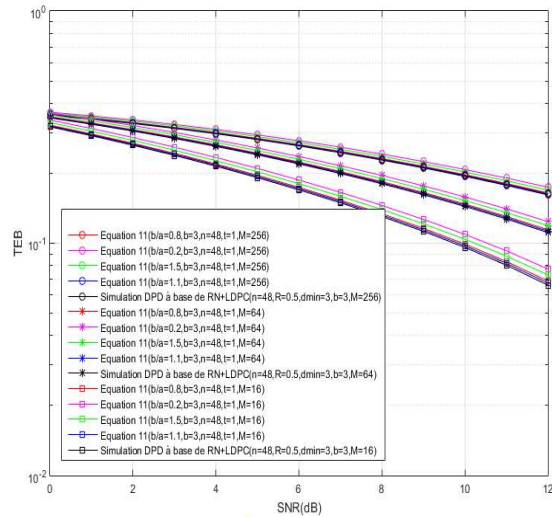


Figure 12 : Probabilité d'erreur par bit d'une modulation M-QAM à travers un canal de Rayleigh après l'application de la prédistorsion à base de réseau de neurones combinée au codage LDPC

5. Interprétation des résultats de modélisation de la nouvelle technique de linéarisation de l'amplificateur

Dans les paragraphes précédents, nous avons calculé la probabilité d'erreur par bit obtenue en utilisant comme technique de linéarisation de l'amplificateur la combinaison de la prédistorsion à base de réseau de neurones avec le codage LDPC. Ces calculs ont été faits en considérant diverses techniques de modulation et à travers le canal AWGN et celui de Rayleigh. Ensuite on a simulé cette nouvelle technique et dans ce paragraphe, on va comparer les résultats théoriques avec ceux de la simulation afin de valider les modèles qu'on a proposés.

Les paramètres utilisés dans la simulation sont résumés dans le tableau 1.

Tableau 1 : Paramètres de la simulation

Paramètres	Valeurs
Codage canal	Code LDPC de rendement $R=1/2$ et de distance minimale égale à 3
Modulation	2-ASK, 4-ASK, 8-ASK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM
Longueur du mot de code	$n = 48$
Réseau de neurones	Réseau de neurones de type feedforward avec une couche de sortie et une couche cachée constituée de 10 neurones
Algorithme d'apprentissage	Algorithme de Levenberg-Marquardt
Canal de transmission	AWGN et Rayleigh
Amplificateur de puissance	Modèle de Rapp avec un Knee factor $b=3$

Le tableau 2 nous montre les paramètres qu'on a utilisés pour nos modèles

Tableau 2 : Paramètres des modèles

Paramètres	Valeurs
Capacité de correction maximale du code LDPC	$t = 1$
Modulation	2-ASK, 4-ASK, 8-ASK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM
Longueur du mot de code	$n = 48$
Canal de transmission	AWGN et Rayleigh
Amplificateur de puissance	Modèle de Rapp avec un Knee factor $b=3$
Coefficient de prédistorsion $\frac{b}{a}$	0.2, 0.8, 1.1, 1.5

On déduit des figures 9, 10, 11, 12 que les probabilités d'erreur par bit obtenues à partir de nos modèles sont très proches des résultats de la simulation pour les valeurs de $\frac{b}{a} \approx 1$ ($\frac{b}{a} = 0.8$ et $\frac{b}{a} = 1.1$) ce qui correspond à une linéarité presque parfaite de l'amplificateur. Notons que ce résultat est toujours valide pour diverses techniques

de modulation et pour différents canaux de transmission.

6. Conclusion

D'après l'analyse de performance de la technique de prédistorsion qu'on a faite, un rendement élevé de l'amplificateur est obtenu lorsque le PAPR du signal à l'entrée du bloc de prédistorsion est faible. Pour arriver à cette fin, nous avons exploité le codage LDPC qui permet à la fois de réduire le PAPR du signal et d'ajouter des redondances au niveau de l'information afin de la protéger face aux bruits. On a aussi constaté que pour diminuer les distorsions au niveau du signal amplifié, une linéarisation presque parfaite est nécessaire ($\frac{b}{a} \approx 1$). Afin d'atteindre ce but, nous avons proposé l'utilisation des réseaux de neurones artificiels. Bref, la combinaison du codage LDPC avec la prédistorsion à base de réseau de neurones offre à la fois un rendement élevé de l'amplificateur et diminue les distorsions au niveau du signal amplifié. Nous avons aussi modélisé la probabilité d'erreur par bit obtenue en utilisant cette nouvelle technique. Les simulations faites nous ont permis de valider les résultats obtenus à partir de nos modèles. Ces expressions mathématiques peuvent servir à prédire la probabilité d'erreurs par bit obtenue en utilisant comme technique de linéarisation de l'amplificateur

la combinaison de la prédistorsion à base de réseau de neurones avec le codage LDPC.

7. Référence

- [1] H. Bogucka, A. Kliks, P. Kryszkiewicz, «*Advanced Multicarrier Technologies for Future Radio Communication* », Wiley, 2017
- [2] Y. Wu, H. Huang, C. Wang, Y. Pan, «*5G Enabled Internet Of Thing*», CRC Press, 2019
- [3] E. Dahlman, S. Parvall, J. Sköld, «*5G NR : The Next Generation Wireless Access*», Academic Press, 2018
- [4] M. Ghannouchi, O. Hammi et M. Helaoui, «*Behavioral modeling and predistortion of wideband wireless transmitters* », Wiley, 2015
- [5] B. Abdulrahman, «*Adaptive Digital Predistortion for Power Amplifier Linearization*», LAP LAMBERT Academic, 2016
- [6] A. Rahati, S. Ahmad, S. Sharifian, «*Linearization of Power Amplifiers using Predistortion Method: Behavioral Modeling and Predistortion of Power Amplifiers and Wireless Transmitters*», Noor, 2017