

Linearisation De L'amplificateur De Puissance Dans Le Systeme De Communication Mobile En Utilisant Les Reseaux De Neurones

Tianandrasana Romeo RAJAONARISON and Paul Auguste RANDRIAMITANTSOA

Doctoral School of Sciences and Technology of Engineering and Innovation
Research Laboratory of Telecommunication, Automatic, Signal and Images
University of Antananarivo, Madagascar



Resumé— L'OFDM et le FBMC-OQAM sont des modulations qui seront utilisées dans le système de communication mobile. L'OFDM possède beaucoup d'inconvénients. Donc, l'organisation internationale propose la modulation FBMC-OQAM. La modulation FBMC-OQAM offre une modulation avancée robuste aux multi-trajets. Son inconvénient sera une forte fluctuation d'amplitude de l'enveloppe du signal modulé qui exige une grande linéarité au niveau de l'amplificateur. Pour permettre aux amplificateurs de travailler dans la zone saturation qui permet un rendement optimal sans distorsion, des techniques numériques et analogiques sont étudiées. Nous proposons la technique numérique de type feedforward à base de réseau de neurones. Son « approximateur universel » présente une grande précision de prédistorion pour la linéarisation de l'amplificateur. Cet article a permis de déduire la performance de cette technique par rapport aux prédistorion existante. Cette technique permet de diminuer la consommation de l'amplificateur en utilisant le réseau de neurone.

Mots clés— FBMC-OQAM, Prédistorion, Amplificateur de puissance, Réseau de neurones, Numérique, Rendement.

I. INTRODUCTION

Pour la réduction des erreurs et l'augmentation de débit ; les modulations multiporteuses ont été utilisées. Cependant, le problème de variation d'amplitude des signaux modulés ou PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) est un problème majeur de ce type de modulation. La modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) étant célèbre dans le système de communication mobile comme 4G sera très vite comparée par d'autres modulations avancées telle que la modulation FBMC-OQAM (Filter Bank MultiCarrier-Offset Quadrature Amplitude Modulation) qui est l'un des candidats proposés pour le schéma de modulation utilisé par le système de communication mobile comme la 5G (Cinquième Génération de réseau Mobile) et nous allons parler de cette modulation tout au long de cet article. Les systèmes des TIC (Technologies de l'Information et de la Communication) émettent 4% de gaz polluant. Ainsi, la priorité de l'ITU (International Telecommunications Union) sera de réduire de 30% les émissions de carbone par les appareils. L'amplificateur de puissance consomme le plus d'énergie parmi toutes les chaînes de transmission.

II. MATERIELS ET METHODES

A. Chaîne de transmission

L'architecture des systèmes de communication évolue avec le temps et en fonction de la technologie de transmission. En partant de l'émission analogique vers numérique, la chaîne de transmission apparaît petit à petit. La figure 1 illustre le schéma synoptique d'une chaîne de transmission numérique.

La numérisation permet d'avoir une source numérique selon les étapes suivantes : échantillonnage, quantification et le codage. Les codeurs sources permettent d'éliminer les redondances dans ces informations. Après, pour protéger les informations des erreurs du canal, des codes détecteurs et/ou correcteurs d'erreurs sont présents dans le codage canal. L'information sera modulée, amplifiée puis émise dans le canal de transmission. Le bruit sera présent dans le canal pour détériorer l'information. Les supports peuvent être filaires (électriques, optiques) et ondes électromagnétiques. En réception, les opérations inverses seront utilisées pour récupérer les signaux.

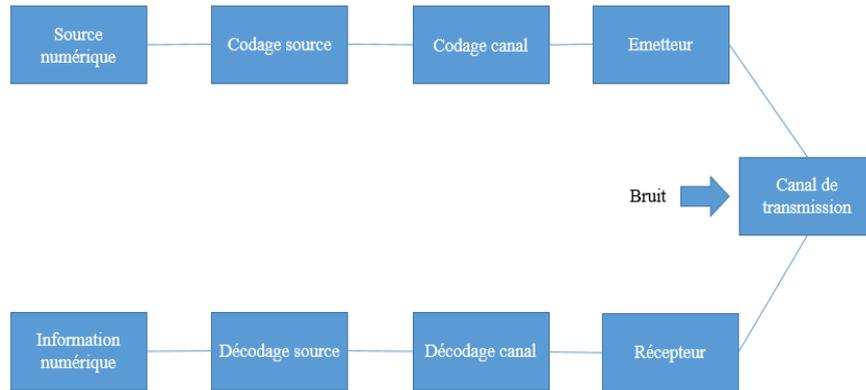


Fig. 1. Chaîne de Transmission numérique

B. OFDM

Les modulations multi-porteuses se différencient par l'espacement entre les sous porteuses et le choix des filtres d'émission et de réception utilisés. Pour la célèbre modulation OFDM, l'espacement entre les sous porteuses est égal à $\frac{1}{T_s}$ (pour satisfaire l'orthogonalité entre les sous porteuses) où T_s est la durée d'un symbole OFDM. Quant aux filtres d'émission/réception, l'OFDM utilise la fonction porte.

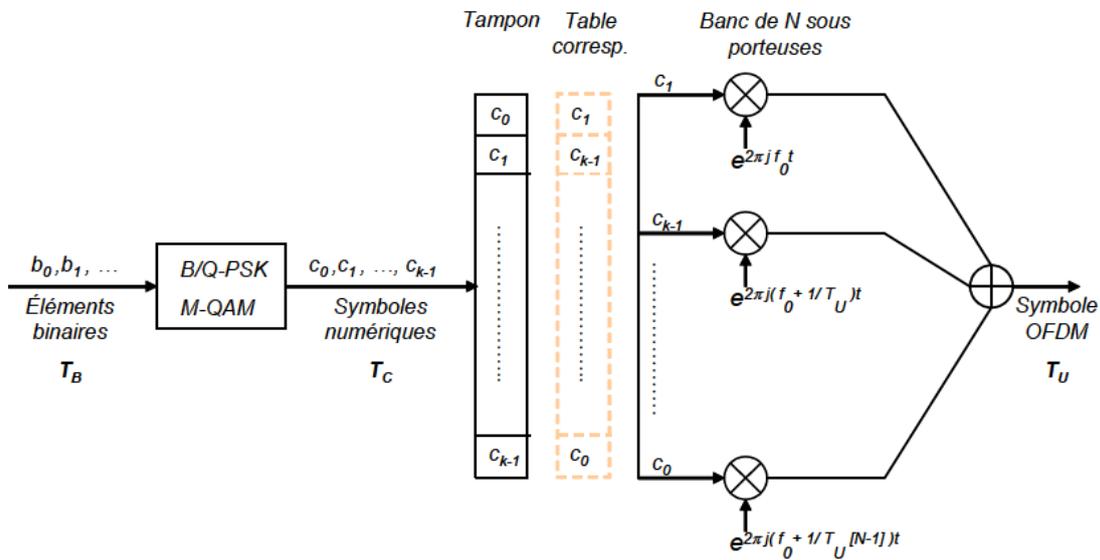


Fig. 2. Schéma simplifié du principe de la modulation OFDM dans le cas théorique

Ce procédé de modulation numérique représente la mise en œuvre d'une modulation numérique qui pourra être la PSK (Phase-shift keying) ou la QAM (Quadrature Amplitude Modulation). La figure 2 montre comment on génère le symbole OFDM à partir d'un train binaire.

Le flux binaire ($b_0, b_1 \dots$), dont le temps bit est égal à T_B , est regroupé par paquets de l bits où l varie de 1, 2, 4, ... en fonction de la modulation numérique employée (PSK ou QAM). Ces paquets (C_0, C_1, \dots, C_{N-1}) forment des symboles complexes ($C_k = a_k + ib_k$) de durée $T_C = l \times T_B$. Ces C_k s'appellent symboles numériques (à ne pas confondre avec le symbole OFDM). Ces symboles sont envoyés sur une mémoire tampon. Cette étape permet de les paralléliser et de réaliser l'entrelacement fréquentiel à l'aide d'une table de correspondance entre les N symboles numériques et les N sous-porteuses. Une fois cette relation établie, les N symboles C_k modulent simultanément les N sous-porteuses (f_k) qui sont additionnées pour générer un symbole OFDM de durée égale à $T_U = l \times N \times T_B$. Donc un symbole OFDM est le regroupement de N symboles numériques sur N porteuses.

La figure 2 ci-dessus permet d'avoir alors l'expression du signal OFDM $S(t)$:

$$S(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} C_{kj} \times C(t - kT_U) \times e^{i2\pi f_k t} \tag{1}$$

Où :

$C_{k,j}$: le symbole d'information (symbole numérique) de la $k^{\text{ième}}$ porteuse du $j^{\text{ième}}$ symbole OFDM,

$C(t)$: le filtre d'émission qui est une fonction porte

$f_k = f_0 + \frac{k}{T_U}$: les N fréquences porteuses et f_0 la première fréquence porteuse.

Pour être plus explicite dans la suite, nous traiterons le cas de la modulation d'un symbole, ceci n'entravant en rien à la généralité. Plaçons nous donc dans le cas où $j=1$. L'enveloppe complexe du signal émis s'écrit alors :

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{i2\pi f_k t} \tag{2}$$

Les avantages de la transmission numérique sont la réduction des erreurs de transmission, l'opportunité d'ajouter des codes détecteurs/correcteurs d'erreurs afin de protéger notre signal des perturbations engendrées par le canal de transmission. Une simple traduction numérique de la figure 1 consisterait à implémenter N modulateurs en parallèle, centrés sur les fréquences de chaque porteuse. Cette structure n'est pas optimale du point de vue de sa complexité car celle-ci paraît irréalisable.

Théoriquement, le signal $S(t)$ à la sortie du modulateur s'écrit :

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{i2\pi f_k t} \tag{3}$$

En échantillonnant le signal $S(t)$ aux instants $t_n = \frac{nT_U}{N}$ et pour $f_0 = 0$.

$$S_n = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{i2\pi n \frac{k}{N}} \tag{4}$$

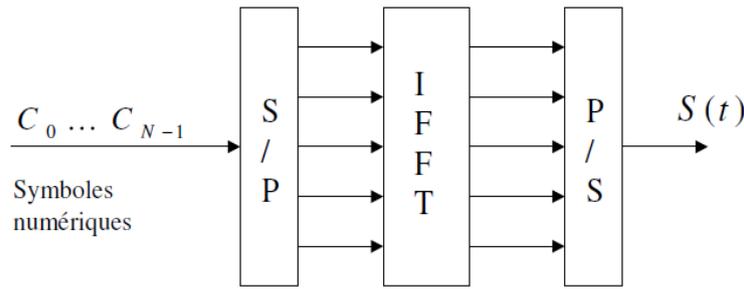


Fig. 3. Schéma du principe de la modulation OFDM dans le cas pratique

Rappelons que la transformée de Fourier inverse et discrète IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) des symboles C_k est donnée par l'équation (5).

$$s = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{i2\pi n \frac{k}{N}} \tag{5}$$

En comparant l'équation (4) et l'équation (5), le signal OFDM correspond à un coefficient constant près ($\frac{1}{N}$), à une IDFT des symboles C_k . Dans ces conditions, fabriquer un banc de N modulateurs analogiques pour construire le signal OFDM n'est pas nécessaire.

Il suffit, donc, d'appliquer sur les symboles C_k l'IDFT et en réception, une DFT (Discrete Fourier Transform) est requise. Pour la rapidité, l'algorithme dit IFFT/FFT (Inverse Fast Fourier Transform / Fast Fourier Transform) remplace la réalisation d'une IDFT/DFT. L'utilisation de l'IFFT permet une implémentation suffisamment simple de la modulation OFDM. Les figures 10 et 11 illustrent respectivement le schéma synoptique du modulateur et du démodulateur OFDM.

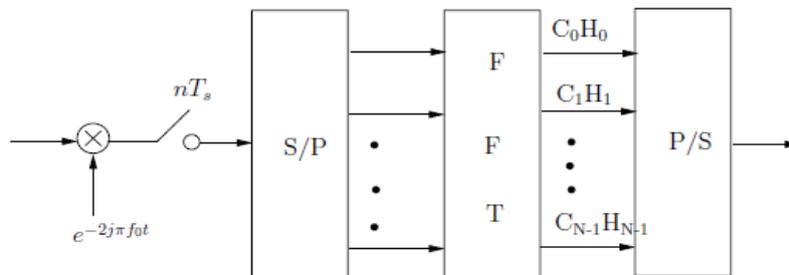


Fig. 4. Le démodulateur OFDM dans le cas pratique

Une légère interférence entre deux symboles OFDM transmis successivement peut apparaître.

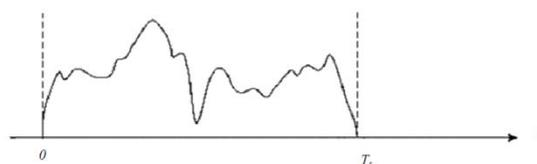


Fig. 5. Symbole OFDM

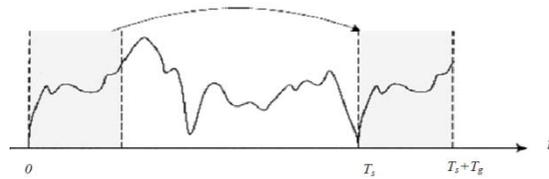


Fig. 6. Symbole OFDM avec un suffixe cyclique

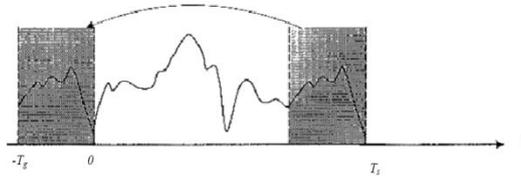


Fig. 7. Symbole OFDM avec un préfixe cyclique

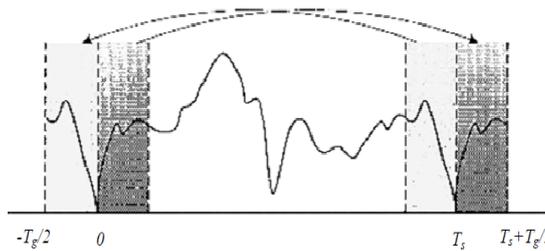


Fig. 8. Symbole OFDM avec un préfixe et suffixe cyclique

Pour s'en affranchir, il est possible d'ajouter un espace entre les symboles OFDM, d'une durée supérieure à l'étalement des retards.

Ainsi les derniers échos du symbole OFDM auront lieu durant cet intervalle dit « de garde », et le symbole OFDM suivant ne sera plus perturbé par le précédent. En pratique, La taille de cet intervalle de garde a une durée de l'ordre du quart ou 1/8 ou 1/16 ou 1/32 de la durée d'un symbole OFDM, ce qui représente un bon compromis entre la diminution des erreurs et la perte de débit utile. Les figures 5, 6, 7, 8 illustrent les manières de réaliser dont T_g est la durée de l'intervalle de garde. Le plus utilisé est l'ajout d'un préfixe cyclique.

La synchronisation est l'une des importantes parties du récepteur. Elle pallie les effets négatifs des décalages d'oscillateur et les différences d'horloge pendant la démodulation. Les techniques de synchronisation OFDM peuvent être divisées en deux catégories. La première consiste à faire usage de la corrélation entre le préfixe cyclique et la fin du symbole, la deuxième consiste à faire usage des données supplémentaires telles que les pilotes.

- Synchronisation en utilisant le préfixe cyclique (non-data aided synchronization) ou CP (Cyclic Prefix)

La durée de l'intervalle de garde notée τ et la durée du symbole OFDM en nombre d'échantillons notée N permet de lire le signal OFDM à un endroit quelconque et de comparer les τ premiers échantillons avec les τ échantillons se trouvant N échantillons plus loin à l'aide de l'erreur quadratique moyenne EQM (Erreur Quadratique Moyenne). En décalant d'un échantillon, la même opération N fois peut être reproduite. L'emplacement donnant l'EQM la plus faible correspond à l'intervalle de garde, donc au début du symbole OFDM.

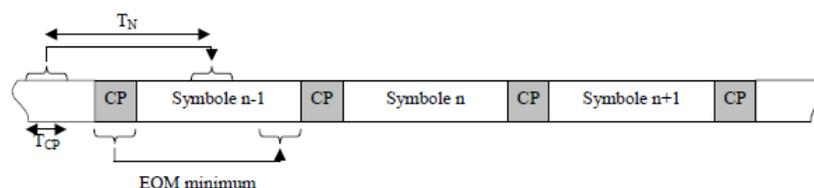


Fig. 9. Synchronisation en utilisant le préfixe cyclique

- Synchronisation en utilisant les pilotes (data aided synchronization)

Une autre façon d'obtenir la synchronisation est l'introduction de pilotes dans le domaine fréquentiel. Une séquence connue doit être envoyée de manière régulière pour s'adapter aux variations temporelles du canal. A la réception, une opération de corrélation entre la séquence connue et le signal reçu permet au récepteur de s'auto-synchroniser.

Avantages :

- Optimisation de l'occupation spectrale du signal modulé. Cela est due au fait que les canaux se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite.
- Les techniques multi porteuses sont robustes au bruit de manière indépendante, contrairement à des modulations mono porteuses.
- Le fait d'ajouter un intervalle de garde augmente la robustesse du signal OFDM aux trajets multiples. Cela permet d'avoir en réception une interférence entre symbole acceptable, c'est à dire les symboles OFDM arrivant au récepteur n'interfèrent pas aux instants d'échantillonnage.
- Une égalisation numérique simple grâce à l'utilisation de l'intervalle de garde (au prix d'une diminution du débit).

Inconvénients

- L'OFDM est également très vulnérable aux problèmes de décalage en fréquence (frequency offset) qui engendrent l'interférence entre sous-porteuses et détruisent ainsi l'orthogonalité entre ces dernières.
- Efficacité spectrale faible à cause de l'existence de l'intervalle de garde
- Les signaux OFDM présentent des fortes variations d'amplitude par opposition aux signaux mono porteuses. Pourtant, pour des rendements élevés, les amplificateurs de puissance doivent fonctionner dans une zone dite non-linéaire (ou de saturation), malheureusement, c'est dans cette zone que se présentent les non-linéarités qui créent des distorsions au niveau du signal. Ces effets sont d'autant plus gênants quand les signaux à amplifier sont à PAPR élevés.

C. FBMC

Malgré les avantages offerts par l'OFDM, ses filtres d'émission/réception ne sont pas mieux localisées en temps et en fréquence telles que les modulations multi-porteuses basées sur l'utilisation des bancs de filtres (FBMC).

Contrairement à l'OFDM, la porteuse de la modulation FBMC-OQAM (FBMC offset QAM) est filtrée séparément par un filtre spécifique. Le choix adéquat du filtre permet aussi la réduction des interférences sans l'utilisation de préfixe cyclique, ce qui augmente l'efficacité spectrale du système.

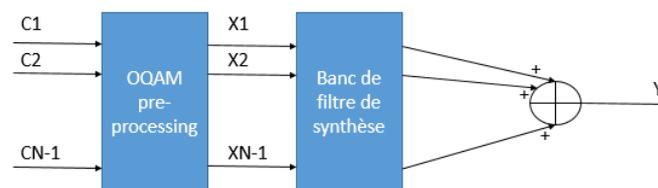


Fig. 10. Principe général de la modulation FBMC-OQAM

L'idée principale de la modulation FBMC-OQAM est de transmettre des symboles offset QAM (OQAM) au lieu des symboles QAM conventionnels (cette opération s'appelle OQAM pre-processing). Ces symboles OQAM passent à travers le banc de filtres d'émission appelé encore le banc de filtres de synthèse. Et à la réception, le signal passe d'abord à travers le banc de filtres de réception appelé le banc de filtres d'analyse. L'OQAM post-processing restitue les symboles émis. Les figures 10 et 11 illustrent la modulation et de la démodulation FBMC-OQAM.

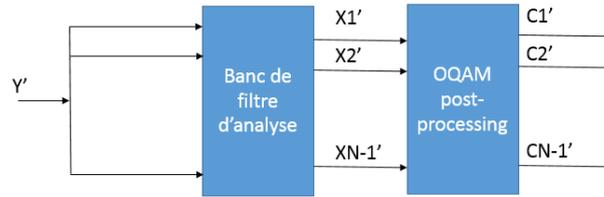


Fig. 11. Principe général de la démodulation FBMC-OQAM

• OQAM pre-processing

La première opération dans le bloc pre-processing est la conversion complexe/réelle.

En effet, au lieu d'envoyer des symboles complexes (symboles QAM) comme dans l'OFDM, la modulation FBMC-OQAM envoie la partie réelle du symbole suivi de sa partie imaginaire en introduisant un décalage (Offset) de $\frac{T_s}{2}$ entre les deux où T_s est la durée du symbole complexe (voir figure 12) Donc, on émet des symboles réels.

Sur cette figure 12, k et l représentent respectivement l'indice temporel et l'indice fréquentiel.

Les objectifs de l'OQAM sont :

- Deux symboles sur la même porteuse doivent être successivement réels et imaginaires pur.
- De plus, les symboles adjacents entre deux sous porteuses doivent être aussi successivement réels et imaginaires pur.

Soit, $C_{l,k}$ les symboles complexes qui après la modulation OQAM deviendront des symboles réels $a_{l,k}$ dont l'expression est donnée par l'équation (6). Rappelons que k est l'indice temporel et l l'indice fréquentiel.

$$a_{l,k} = \begin{cases} \text{Real}(C_{l,k}) & \text{si } l \text{ pair et } k \text{ pair} \\ \text{Imag}(C_{l,k}) & \text{si } l \text{ impair et } k \text{ pair} \\ \text{Imag}(C_{l,k}) & \text{si } l \text{ pair et } k \text{ impair} \\ \text{Real}(C_{l,k}) & \text{si } l \text{ impair et } k \text{ impair} \end{cases} \quad (6)$$

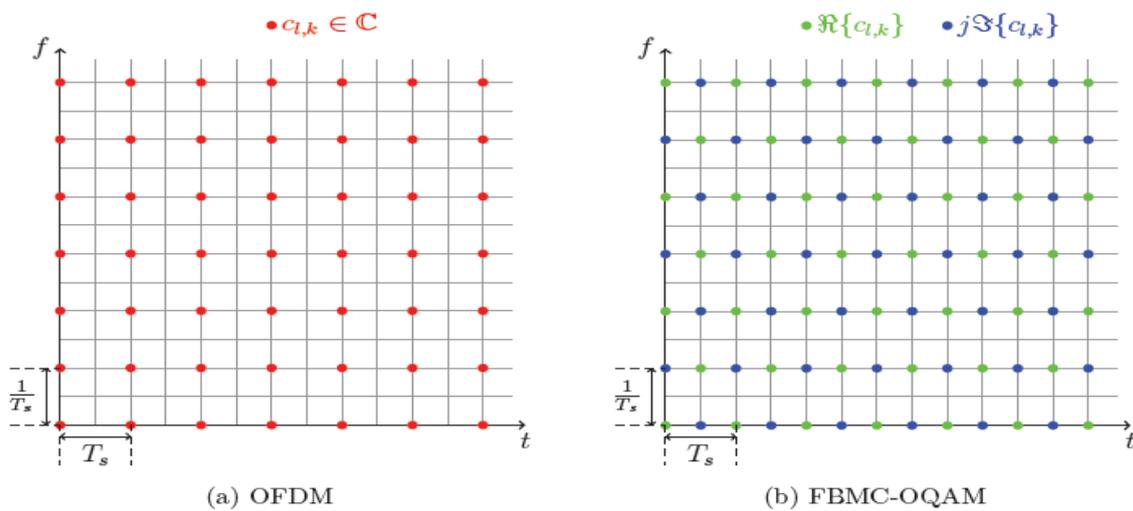


Fig. 12. Lattice temps-fréquence des symboles OFDM et FBMC-OQAM

La seconde opération du bloc OQAM pre-processing est une multiplication par :

$$\theta_{l,k} = j^{l+k}.$$

Les symboles à la sortie du bloc OQAM pre-processing et qui vont moduler la porteuse l notés $X_{l,k}$ a donc pour expression :

$$X_{l,k}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \theta_{l,k} \cdot a_{l,k} \cdot \delta\left(t - k \frac{T_s}{2}\right) \quad (7)$$

Où : $\delta(t)$ est l'impulsion de Dirac

- OQAM post-processing

La première opération du bloc OQAM post-processing est la multiplication par $\theta_{l,k}^*$ qui est le complexe conjugué de $\theta_{l,k}$. Ensuite, il y a une conversion réelle/complexe. En effet, deux symboles réels successifs sur une porteuse forment un symbole complexe. L'équation (8) nous montre l'expression des symboles complexes sur la porteuse l après l'OQAM post-processing.

$$C_{l,k} = \begin{cases} a_{l,k} + a_{l,k+1} & \text{si } l \text{ pair et } k \text{ pair} \\ a_{l,k+1} + a_{l,k} & \text{si } l \text{ impair et } k \text{ pair} \\ a_{l,k-1} + a_{l,k} & \text{si } l \text{ pair et } k \text{ impair} \\ a_{l,k} + a_{l,k-1} & \text{si } l \text{ impair et } k \text{ impair} \end{cases} \quad (8)$$

- Banc de filtre de synthèse et décomposition polyphasée

Après le OQAM pre-processing, les symboles OQAM sont mis en forme sur les différentes sous-porteuses par un banc de filtres de synthèse. Ce dernier assure la bonne localisation en temps et en fréquence de ces sous-porteuses en accord avec les spécifications du filtre prototype employé. Le signal à la sortie du banc de filtre de synthèse a pour expression :

$$S(t) = \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} j^{l+k} a_{l,k} h\left(t - k \frac{T_s}{2}\right) e^{j \frac{2\pi l}{T_s} t} \quad (9)$$

Où N : Nombre de sous porteuses; l : L'indice fréquentiel; k : L'indice temporel

$a_{l,k}$: Les symboles OQAM définis par l'équation (6) et (7)

$h(t)$: La réponse impulsionnelle du filtre prototype utilisé. La réponse impulsionnelle d'un système est la sortie obtenue lorsque l'entrée est une impulsion, c'est-à-dire une variation soudaine et brève du signal.

Bellanger a proposé une implémentation efficace et moins couteuse en calculs des systèmes FBMC appelée représentation polyphasée. Cette représentation est basée sur la décomposition du filtre prototype en plusieurs éléments appelés les composantes polyphasées ou filtres élémentaires.

La première étape dans notre démarche pour présenter cette approche est de considérer un filtre prototype défini par une réponse impulsionnelle dont les coefficients h_i relient l'entrée x du filtre à sa sortie y par l'équation (10) :

$$y(k) = \sum_{i=1}^{L_p} h_i \cdot x(k - i) \quad (10)$$

Où L_p est la longueur du filtre

La réponse fréquentielle du filtre obtenue après la transformée de Fourier est exprimée par

$$H(f) = \sum_{i=1}^{L_p} h_i \cdot e^{-j2\pi i f} \tag{11}$$

La transformée en Z est obtenue en posant $e^{j2\pi f} = Z$ et est exprimée par :

$$H(Z) = \sum_{i=1}^{L_p} h_i \cdot Z^{-i} \tag{12}$$

Soit $L_p = KN$, où K est le facteur de chevauchement et N le nombre de sous porteuses.

Après décomposition polyphasée, le filtre $H(Z)$ peut être décomposé en N filtres élémentaires selon l'équation (13) obtenue en posant $i = k'N + n'$ où $0 \leq k' \leq K - 1$ et $0 \leq n' \leq N - 1$

$$H(Z) = \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{k'=0}^{K-1} h_{k'N+n'} \cdot Z^{-(k'N+n')} \tag{3}$$

$$H(Z) = \sum_{n'=0}^{N-1} \left[\sum_{k'=0}^{K-1} h_{k'N+n'} \cdot Z^{-(k'N)} \right] \cdot Z^{-n'} \tag{4}$$

Posons $E_{n'}(Z^N)$ la n' ième composante polyphasée constituant le filtre prototype, elle a pour expression :

$$E_{n'}(Z^N) = \sum_{k'=0}^{K-1} h_{k'N+n'} \cdot Z^{-(k'N)} \tag{5}$$

Le filtre prototype après décomposition polyphasée peut aussi s'écrire :

$$H(Z) = \sum_{n'=0}^{N-1} E_{n'}(Z^N) \cdot Z^{-n'} \tag{6}$$

Le banc de filtre de synthèse est constitué de N versions décalées du filtre prototype. Chaque version est centrée sur la fréquence i/N où $i = 0, 1, \dots, N - 1$ exprimée par :

$$H_i(Z) = \sum_{n'=0}^{N-1} e^{j2\pi n' \frac{i}{N}} E_{n'}(Z^N) \cdot Z^{-n'} \tag{7}$$

En posant $w = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$, le banc de filtre de synthèse peut s'écrire sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} H_0(Z) \\ H_1(Z) \\ \vdots \\ H_{N-1}(Z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & w^{-1} & \dots & w^{-(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & w^{-(N-1)} & \dots & w^{-(N-1)^2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_0(Z^N) \\ E_1(Z^N) \cdot Z^{-1} \\ \vdots \\ E_{N-1}(Z^N) \cdot Z^{-(N-1)} \end{bmatrix} \tag{8}$$

Où la matrice carrée est la matrice de la transformée de Fourier discrète inverse d'ordre N . La réalisation polyphasée de l'émetteur FBMC-OQAM revient à l'implémentation du banc de filtres d'émission (banc de filtres de synthèse) représenté par l'équation (18). La figure 13 illustre le schéma du banc de filtre. La décomposition polyphasée permet de réduire la complexité de l'implémentation.

où $\uparrow N$ désigne l'opération de sur-échantillonnage avec le facteur N .

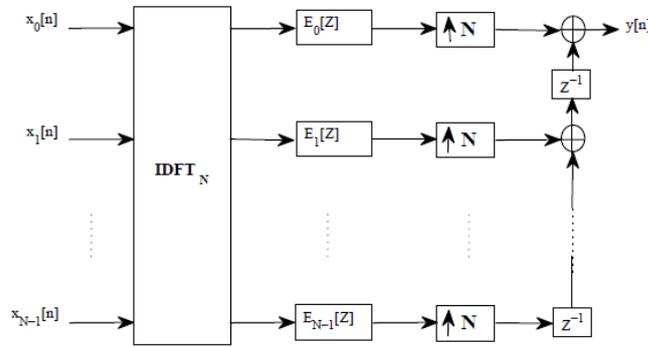


Fig. 13. Implémentation polyphasée du banc de filtre de synthèse

- Banc de filtre d'analyse et décomposition polyphasée

Par analogie de la décomposition polyphasée du banc de filtre de synthèse précédemment, le banc de filtre d'analyse a pour expression :

$$H_{-i}(Z) = \sum_{n'=0}^{N-1} e^{-j2\pi n' \frac{i}{N}} E_{n'}(Z^N) \cdot Z^{-n'} \tag{19}$$

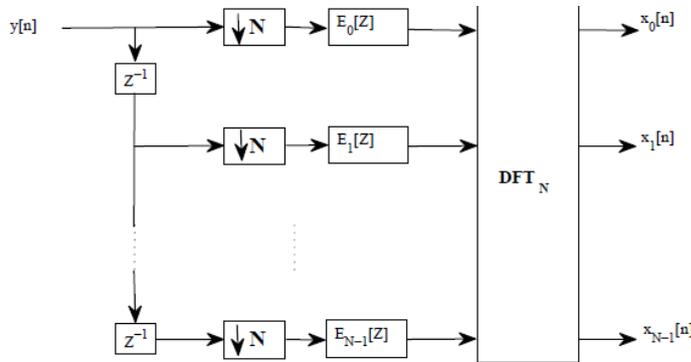


Fig. 14. Implémentation polyphasée du banc de filtre d'analyse

En posant $w = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$, le banc de filtre d'analyse peut s'écrire sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} H_0(Z) \\ H_{-1}(Z) \\ \vdots \\ H_{-(N-1)}(Z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & w^1 & \dots & w^{(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & w^{(N-1)} & \dots & w^{(N-1)^2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_0(Z^N) \\ E_1(Z^N) \cdot Z^{-1} \\ \vdots \\ E_{N-1}(Z^N) \cdot Z^{-(N-1)} \end{bmatrix} \tag{20}$$

Où la matrice carrée est la matrice de la transformée de Fourier discrète directe d'ordre N .

Le banc de filtres d'analyse (à la réception) représenté par l'équation (20) peut être implémenté selon la figure 14, où $\downarrow N$ est l'opération de sous-échantillonnage avec le facteur N .

Le choix des filtres prototypes dépend de certaines conditions. D'abord, l'énergie hors bande doit être minimale pour diminuer les interférences. Cette contrainte peut être abordée différemment, en maximisant l'énergie dans la bande utile ou en minimisant le maximum des lobes hors bande. Une deuxième condition consiste à maximiser la localisation en temps et en fréquence du filtre.

- Conception du filtre prototype 4

Plusieurs types de filtres prototypes sont proposés : fenêtre rectangulaire (pour le cas de l'OFDM), fonction gaussienne, le filtre IOTA (Isotropic Orthogonal Transform Algorithm), le filtre PHYDYAS (Physical layer for dynamic spectrum access and cognitive Radio, etc. Le filtre PHYDYAS est utilisé pour FBMC-OQAM

TABLE I. Coefficients de la réponse fréquentielle du filtre de phydyas pour K=2,3,4

K	H_0	H_1	H_2	H_3
2	1	$\frac{\sqrt{2}}{2}$		
3	1	0.911438	0.411438	
4	1	0.971960	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0.235147

La détermination des coefficients fréquentiels du filtre qui sont symétriques dépend du facteur de chevauchement $K = \frac{L_p}{N}$,

où L_p est le nombre de coefficients de la réponse impulsionnelle du filtre recherché et N est le nombre de porteuse.

Le tableau 1 montre les valeurs des coefficients de la réponse fréquentielle du filtre de PHYDYAS pour $K = 2, 3, 4$

Pour $K > 4$, les coefficients sont :

$$H_0 = 1, H_1 = 0.97195983, H_2 = \frac{\sqrt{2}}{2}$$

$$H_3 = \sqrt{1 - H_1^2}, H_k = 0 \text{ pour } 4 < k < L_p - 1 \tag{21}$$

La réponse fréquentielle est obtenue à partir des coefficients fréquentiels à l'aide de l'équation (22) :

$$H(f) = \sum_{k=-(K-1)}^{K-1} H_k \frac{\sin(\pi(f - \frac{k}{NK})NK)}{NK \sin(\pi(f - \frac{k}{NK}))} \tag{22}$$

La réponse impulsionnelle est donnée par l'équation (23) (c'est la transformée de Fourier Inverse de $H(f)$):

$$h(t) = 1 + 2 \sum_{k=0}^{K-1} H_k \cos(2\pi \frac{kt}{KT}) \tag{23}$$

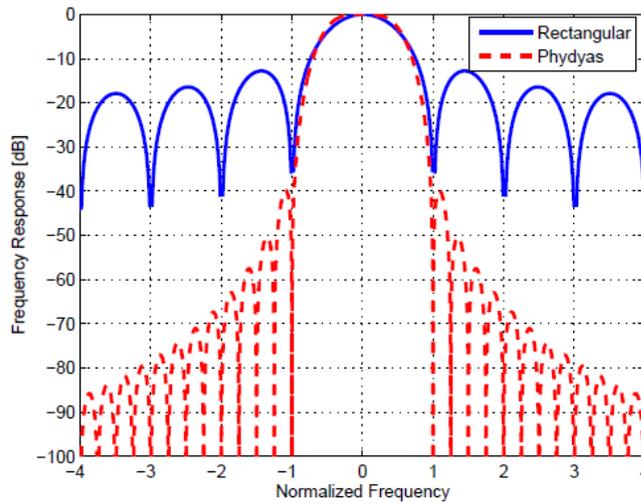


Fig. 15. Réponses fréquentielles du filtre de PHYDYAS et de la fenêtre rectangulaire

La Figure (15) montre les réponses fréquentielles du filtre de PHYDYAS (utilisé par la modulation FBMC-OQAM) et celle de la fenêtre rectangulaire (utilisé par la modulation OFDM). On déduit de cette figure 15 que les lobes secondaires du filtre de PHYDYAS sont réduits par rapport au lobe principal et s'atténuent rapidement jusqu'à ce qu'ils deviennent quasiment nuls, contrairement à ceux de la fenêtre rectangulaire qui ont une amplitude comparable à celle du lobe principal et qui ne s'atténuent presque pas. On en déduit que le filtre de PHYDYAS a une meilleure localisation fréquentielle par rapport à la fenêtre rectangulaire.

- Avantages de FBMC-OQAM
 - Meilleure efficacité spectrale grâce à l'absence du préfixe cyclique
 - Robustesse aux interférences entre symboles et entre sous-porteuses grâce à l'utilisation des filtres d'émission et réception ayant une bonne localisation temporelle et fréquentielle
- Inconvénients
 - Complexité plus élevée par rapport à l'OFDM
 - Egalisation plus complexe
 - PAPR élevé comme dans le cas de la modulation OFDM

D. Comparaison OFDM et FBMC-OQAM

Ce tableau résume la comparaison entre ces deux modulations

TABLE II. Comparaison entre la modulation OFDM et la modulation FBMC-OQAM

	OFDM	FBMC-OQAM
Filtre prototype	Fenêtre rectangulaire (mauvaise localisation temporelle et fréquentielle)	Filtre de PHYDYAS (bonne localisation temporelle et fréquentielle)
Intervalle de garde	Préfixe cyclique	Pas d'intervalle de garde
Egalisation	Simple	Complexe
Efficacité spectrale	Mauvaise	Bonne

Complexité	Faible	Plus élevé
Lobes latéraux	Elevés	Très Réduits par rapport au lobe principal
PAPR	Elevés	Elevés

E. Effet non-linéaire de l'amplificateur

l'équation générale du PAPR. Ce paramètre est défini comme le rapport entre la puissance maximale (P_{max}) et la puissance moyenne (P_{moy}) du signal sur un intervalle de temps T :

$$PAPR = \frac{P_{max}}{P_{moy}} = \frac{\max_{t \in [0,T]} |S(t)|^2}{\frac{1}{T} \int_0^T |S(t)|^2 dt} \tag{24}$$

Où : dans notre cas $S(t)$ est un signal FBMC-OQAM.

La quantité $10 \log(PAPR)$ représente la valeur du PAPR en dB. Dans la littérature, certains auteurs utilisent un paramètre équivalent appelé Facteur de Crête (Crest Factor) notée généralement CF qui est défini par l'équation (25).

$$CF = \sqrt{PAPR} \tag{25}$$

En général, l'évaluation dynamique d'un signal en matière de PAPR nécessite le calcul de la fonction de répartition complémentaire appelée CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function). Cette fonction donne la probabilité pour que le PAPR soit supérieur à une valeur seuil ψ . Elle est exprimée par l'équation (26).

$$CCDF(\psi) = Pr[PAPR \geq \psi] \tag{26}$$

- Amplificateur de puissance

Les amplificateur évitent l'affaiblissement lors de la propagation du signal en l'espace libre. En général, les deux catégories d'amplificateurs de puissance utilisés dans les systèmes de télécommunications sont:

- L'amplificateur TOP (Tubes à Ondes Progressives) ou TWTA (Travelling Wave Tube Amplifier) plus utilisé dans les transmissions par satellites pour transmettre de fortes puissances.
- L'amplificateur à semi-conducteur SSPA (Solid State Power Amplifier) utilisés dans les transmissions radio terrestres comme dans le cas de la téléphonie mobile.
- Conversions ou caractéristiques de transferts AM/AM et AM/PM d'un amplificateur de puissance

La relation entrée-sortie AM/AM (Amplitude/Amplitude) appelée aussi caractéristique de transfert ou conversions AM/AM, a une allure typique pour tous les amplificateurs de puissance. La figure 16 représente la variation de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée, appelée aussi la caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance.

La caractéristique AM/AM de l'amplificateur de puissance se divise en trois zones : zones linéaires, zone de compression et zone de saturation.

Zone linéaire (zone 1) : dans cette zone, l'amplificateur a un comportement linéaire. La puissance de sortie est proportionnelle à la puissance d'entrée selon un rapport appelé gain de l'amplificateur. Les puissances d'entrée sont faibles. Dans cette zone, les

distorsions engendrées par la non-linéarité sont quasi inexistantes. Lorsqu'on prend du recul pour éviter les distorsions, c'est dans cette zone que fonctionne l'amplificateur.

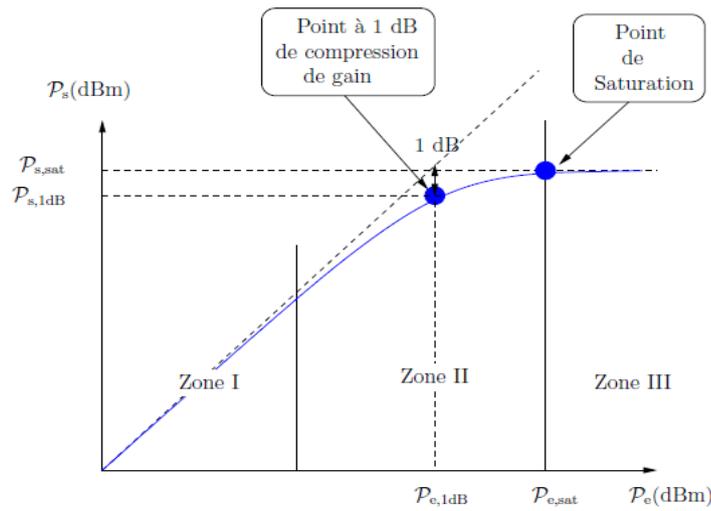


Fig. 16. Exemple de caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance

Zone de compression (zone 2) : dans cette zone, la puissance de sortie n'est plus proportionnelle à la puissance d'entrée. La courbe commence à s'incurver, la plage de la non-linéarité s'amorce. Les distorsions du signal apparaissent et sont de plus en plus importantes. Le gain de l'amplificateur diminue pour de fortes puissances d'entrées. C'est une zone de compression du gain. Le point à 1 dB de compression de gain est situé dans cette zone; il est défini comme étant le point où l'écart entre la courbe de gain et le gain linéaire vaut 1 dB. Ce point est une caractéristique de l'amplificateur de puissance.

Zone de saturation (zone 3): dans cette zone, la puissance de sortie est quasi constante quelle que soit la puissance d'entrée. C'est la puissance de saturation qui est également une caractéristique de l'amplificateur de puissance.

- Rendement

Un amplificateur de puissance est un dispositif transformateur d'énergie, présentant deux entrées et une sortie : les entrées d'alimentation et du signal à amplifier, et une sortie pour le signal amplifié. L'alimentation de l'amplificateur fournit une puissance totale P_{dc} , qui idéalement devrait être entièrement convertie en puissance utile P_S , sans perte de conversion. Malheureusement, en réalité, une puissance de perte P_{diss} dissipée au sein de l'amplificateur existe. La figure 17 illustre le schéma du bilan de puissance.

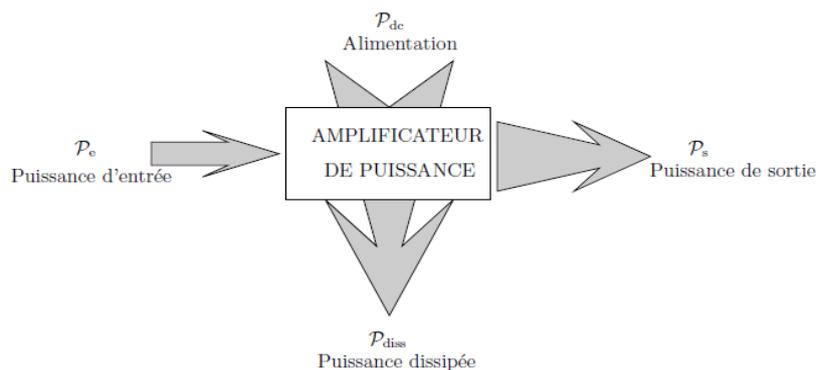


Fig. 17. Bilan simplifié des différentes puissances d'un amplificateur

Le rendement en puissance : il 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. Il est donné par l'équation (27) :

$$\eta_{DC} = \frac{P_s}{P_{dc}} \quad (27)$$

Le rendement en puissance ajoutée : Avec la puissance d'entrée (P_e), Il donne aussi l'information sur la consommation de l'amplificateur. Ce rendement est aussi nommé PAE (Power Added Efficiency). Il est donné par l'équation (28) :

$$\eta_{PAE} = \frac{P_s - P_e}{P_{dc}} \quad (28)$$

La non-linéarité d'un amplificateur de puissance a pour impact de déformer le signal qui le traverse. En effet, Les distorsions entraînent une déformation de la constellation et une remontée spectrale (voir la figure 18).

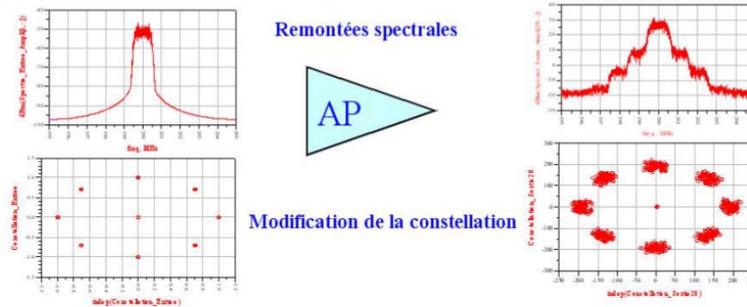


Fig. 18. Effets de l'amplification non-linéaire d'un signal multi-porteuse: signal avant PA (à gauche) et signal après PA (à droite)

- Recul d'entrée et recul de sortie

Pour éviter ou du moins diminuer les effets néfastes dus à la non-linéarité des amplificateurs, il faut surdimensionner ce dernier ou en d'autre terme à prendre un certain recul afin d'être dans la zone linéaire ou proche de cette zone. Ce recul se fait en général par rapport au point de compression à 1 dB ou par rapport à la puissance de saturation. Ainsi, le recul d'entrée et le recul de sortie en anglais Input Back Off (IBO) et Output Back Off (OBO) sont utiles pour quantifier le surdimensionnement de l'amplificateur.

Soit P_e la puissance d'entrée du signal et P_s sa puissance de sortie, $P_{s,1dB}$ la puissance de sortie au point de compression 1 dB et $P_{e,1dB}$ la puissance d'entrée correspondante, $P_{s,sat}$ la puissance de sortie au point de saturation et $P_{e,sat}$ la puissance d'entrée correspondante. La grandeur IBO généralement exprimée en dB, est le rapport entre la puissance de saturation ramenée à l'entrée ($P_{e,sat}$) et la puissance d'entrée (P_e) du signal ou le rapport entre la puissance d'entrée au point de compression 1 dB ($P_{e,1dB}$) et la puissance d'entrée (P_e) du signal.

$$IBO = 10 \log \frac{P_{e,sat}}{P_e} = P_{e,sat}(dB) - P_e(dB) \quad (29)$$

$$IBO = 10 \log \frac{P_{e,1dB}}{P_e} = P_{e,1dB}(dB) - P_e(dB) \quad (30)$$

De la même façon, le paramètre OBO est le rapport entre la puissance de saturation ($P_{s,sat}$) et la puissance de sortie (P_s) du signal ou la puissance de sortie au point de compression 1 dB ($P_{s,1dB}$) et la puissance de sortie (P_s) du signal.

$$OBO = 10 \log \frac{P_{s,sat}}{P_s} = P_{s,sat}(dB) - P_s(dB) \quad (31)$$

$$OBO = 10 \log \frac{P_{s,1dB}}{P_s} = P_{s,1dB}(dB) - P_s(dB) \quad (32)$$

Plus le recul d'entrée (ou de sortie) est élevé, plus l'amplificateur est surdimensionné, et par conséquent moins il y a des distorsions. Cependant, cette solution n'est pas idéale dans la mesure où le rendement dans ce cas est faible. D'où l'intérêt de chercher des solutions alternatives pouvant concilier au mieux la linéarité et le rendement.

F. Modélisation mathématique du comportement de l'amplificateur de puissance

Les modèles d'amplificateur sont classés en deux catégories :

- **Modèles sans mémoire :** le signal à la sortie de l'amplificateur à l'instant t dépend uniquement du signal qui se trouve à son entrée au même instant.
- **Modèles avec mémoire :** le signal à la sortie de l'amplificateur à l'instant t dépend non seulement du signal qui se trouve à son entrée à cet même instant mais aussi des signaux d'entrée aux instants précédents $t - \tau$ avec $\tau > 0$.

Cet article va parler et utiliser seulement des modèles sans mémoire.

La relation entrée-sortie d'un amplificateur de puissance s'écrit :

$$y(t) = F[x(t)] \tag{33}$$

Où $F[]$ est une fonction non-linéaire, $x(t)$ le signal à l'entrée de l'amplificateur et $y(t)$ le signal à sa sortie.

On a dit précédemment que l'amplification non-linéaire d'un signal affecte à la fois le module et la phase de ce dernier. Donc le signal à la sortie de l'amplificateur de puissance peut aussi s'écrire :

$$y(t) = F_A[A(t)]. e^{j(F_\varphi[A(t)]+\varphi(t))} \tag{34}$$

Où $A(t)$ et $\varphi(t)$ sont respectivement l'amplitude et la phase du signal $x(t)$ et $F_A[A(t)]$ décrit le comportement de la caractéristique de transfert AM/AM (distorsion d'amplitude) et $F_\varphi[A(t)]$ décrit le comportement de la caractéristique de transfert AM/PM de l'amplificateur (distorsion de phase).

- Modèle polynomial

Le modèle polynomial est sans doute le modèle le plus simple pour voir le comportement non-linéaire de l'amplificateur de puissance. Ce modèle est le plus couramment utilisé. Il est donné par l'équation (35).

$$y(t) = \sum_{k=1}^N a_k x^k(t) \tag{35}$$

Où les coefficients a_k sont des coefficients réels déterminés expérimentalement, et N est le degré du polynôme.

Pour le cas du modèle polynomial, $F_A[A(t)]$ et $F_\varphi[A(t)]$ ont pour expression :

$$F_A[A(t)] = \sum_{m=0}^{\frac{N-1}{2}} \frac{a_{2m+1}}{2^{2m}} \binom{2m+1}{m+1} [A(t)]^{2m+1} \tag{36}$$

$$F_\varphi[A(t)] = 0 \tag{37}$$

- Modèle de Rapp

Pour le modèle de Rapp, les caractéristiques de transfert AM/AM et AM/PM s'écrivent :

$$F_A[A(t)] = \frac{G_{PA} \cdot A(t)}{\left[1 + \left(\frac{G_{PA} \cdot A(t)}{A_{sat}}\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}} \tag{38}$$

$$F_\varphi[A(t)] = 0 \tag{39}$$

p est un entier souvent appelé « knee factor » en anglais ; 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, G_{PA} le gain de l'amplificateur dans la zone linéaire et A_{sat} est l'amplitude de saturation que le signal d'entrée ne doit pas dépasser.

- Modèle de Saleh

Pour le cas du modèle de Saleh, les caractéristiques de transfert AM/AM et AM/PM s'écrivent :

$$F_A[A(t)] = \frac{\alpha_a[A(t)]}{1 + \beta_a[A(t)]^2} \tag{40}$$

$$F_\varphi[A(t)] = \frac{\alpha_\varphi[A(t)]^2}{1 + \beta_\varphi[A(t)]^2} \tag{41}$$

Avec $\alpha_a = 1.9638$, $\beta_a = 0.9945$, $\alpha_\varphi = 2.5293$, $\beta_\varphi = 2.8168$. Ce sont des valeurs obtenues par des mesures expérimentales dans un cadre de transmission multi-porteuses.

Contrairement à celui de Rapp, ce modèle propose d'introduire plus de non linéarités d'amplitude et les distorsions de phase provoquées ne sont pas nulles.

G. Prédistorsion par modèles mathématiques

Cette technique s'appuie sur la modélisation mathématique du système (bloc de prédistorsion) utilisé pour déterminer la caractéristique inverse de l'amplificateur. Dans cette approche, la fonction de prédistorsion utilise des modèles mathématiques. Les modèles les plus utilisés sont : le modèle polynomial et les réseaux de neurones. Le calcul de cette fonction de prédistorsion peut se faire de deux manières :

- Méthode directe

Cette technique minimise l'erreur entre les données d'entrée du bloc de prédistorsion et les données de sortie de l'amplificateur. Une fois le critère de minimisation rempli, la fonction de prédistorsion sera mise à jour directement.

- Méthode indirecte

Dans cette nouvelle architecture, l'idée est de ne plus boucler le système entre l'entrée du bloc de prédistorsion et la sortie de l'amplificateur mais entre l'entrée de l'amplificateur et sa sortie comme l'illustre la figure 19.

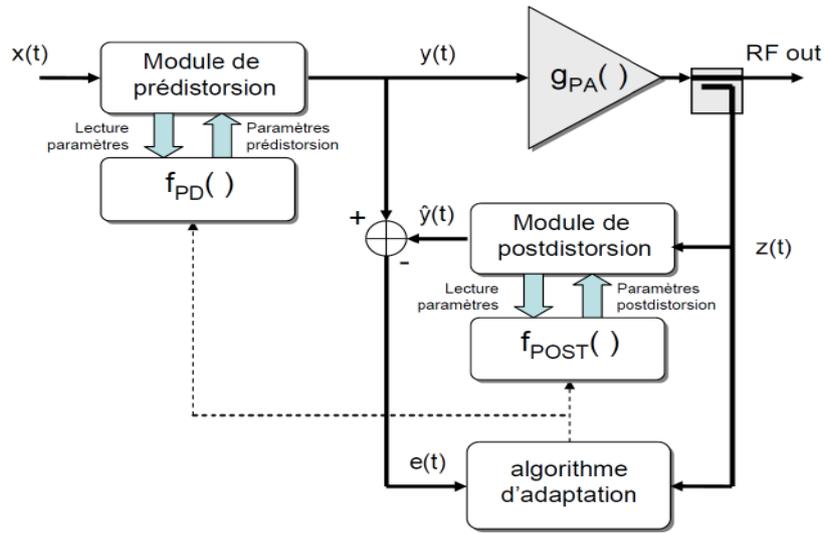


Fig. 19. Principe de l'adaptation indirecte

La méthode indirecte ne met plus à jour directement la fonction de prédistorsion mais une fonction f_{POST} appelée fonction de post-distorsion sera calculée. Cette fonction n'est autre que la fonction de prédistorsion f_{PD} lorsque l'erreur entre y et \hat{y} est nulle (voir la figure 20).

- Prédistorsion numérique ou Digital PreDistorsion (DPD) à base du modèle polynomial

Le modèle polynomial est apparu comme une approche assez efficace pour linéariser les amplificateurs. Les coefficients de ce modèle doivent être identifiés. Pour cela, la méthode d'identification par apprentissage indirect sera mise en œuvre. Elle consiste à identifier une fonction de « post-distorsion » f_{POST} à partir des signaux d'entrée et de sortie de l'amplificateur (figure 20). La fonction f_{POST} est déduite par minimisation de l'erreur moyenne $\|x - y_{post}\|^2$. Dès que le critère de minimisation est rempli, la fonction estimée de post-distorsion est recopiée dans le module de prédistorsion c'est-à-dire $f_{PD} = f_{POST}$. Les étapes à suivre pour la réalisation de la prédistorsion par modèle polynomial seront comme suit :

Etape 1 : Normalisation de la sortie de l'amplificateur de puissance par le gain linéaire G pour obtenir les échantillons $y_{norm}(n)$ d'expression:

$$y_{norm}(n) = \frac{1}{G} \cdot y(n) \tag{42}$$

Etape 2 : Recherche du polynôme de post-distorsion défini comme suit :

$$y_{post}(n) = f_{POST}(y_{norm}(n)) \tag{43}$$

Cette fonction f_{POST} sera modélisée mathématiquement à l'aide d'un modèle polynomial selon l'équation (44).

$$y_{post}(n) = \sum_{k=1}^K a_k y_{norm}(n) |y_{norm}(n)|^{k-1} \tag{44}$$

Où a_k : les coefficients à rechercher du polynôme

K : est l'ordre de la non-linéarité de la fonction de prédistorsion

Sous forme matricielle, l'équation (44) devient :

$$y_{post} = H \cdot a \tag{45}$$

Où :

$y_{post} = [y_{post}(0) y_{post}(1) \dots y_{post}(N - 1)]^T$ avec N le nombre de symbole FBMC-OQAM

$a = [a_1 a_2 \dots a_K]^T$: vecteur des coefficients du polynôme de post-distorsion

$H = [H_1 H_2 \dots H_K]^T$ avec $H_k = [h_k(0) h_k(1) \dots h_k(N - 1)]^T$ et

$$h_k(n) = \frac{y(n)}{G} \cdot \left| \frac{y(n)}{G} \right|^{k-1}$$

Selon l'équation (45) ; le vecteur a des coefficients a_k du polynôme de post-distorsion a pour expression :

$$a = (H^H H)^{-1} H^H x \tag{46}$$

Où H^H est l'hermitien de la matrice H

$x = [x(0) x(1) \dots x(N - 1)]^T$: les échantillons du signal à l'entrée de l'amplificateur

Etape 3 : L'étape 2 donne l'expression du polynôme de post-distorsion f_{POST} . La dernière étape consiste à copier ce dernier dans le bloc de prédistorsion c'est-à-dire $f_{PD} = f_{POST}$.

La figure 20 nous résume le principe de cette technique de prédistorsion par modèle polynomial.

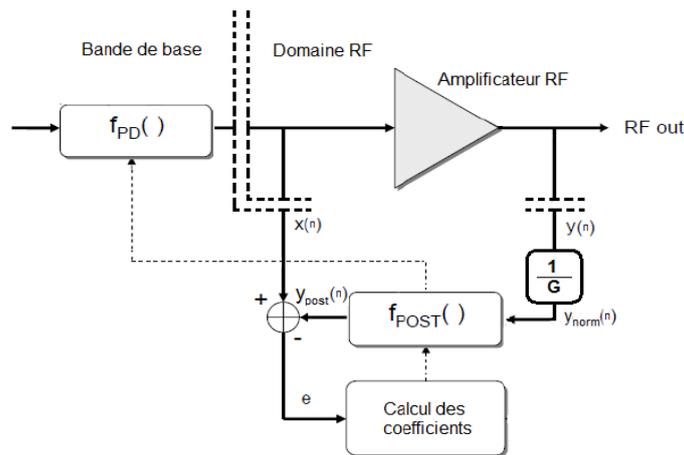


Fig. 20. Prédistorsion à base de modèle polynomial avec apprentissage indirect

- Prédistorsion à base de réseau de neurones des signaux FBMC-OQAM

Selon la propriété d'« approximation universelle » des réseaux de neurones ; la fonction de prédistorsion f_{PD} utilisée pour inverser la caractéristique de transfert de l'amplificateur peut être approximée à l'aide d'un réseau de neurones non bouclé de type feedforward. Pour atteindre ce but, le réseau doit être entraîné. Un algorithme d'apprentissage supervisé appelée algorithme de rétro-propagation sera utilisé . Ainsi, les étapes à suivre pour la réalisation de la prédistorsion à base de réseau de neurones (Voir aussi figure 22) seront comme suit :

Etape 1 : Initialisation des poids synaptiques du réseau de type feedforward

Etape 2 : Introduction d'une base d'apprentissage

En effet, le réseau va recevoir à son entrée les données de sortie de l'amplificateur de puissance.

Etape 3 : Estimation des données de sortie

Le réseau de neurones va estimer les données de sortie qui correspondent aux données d'entrées (les données de sortie de l'amplificateur)

Etape 4 : Comparaison entre les sorties estimées par le réseau de neurones et les sorties désirées (données d'entrée de l'amplificateur)

L'erreur entre ces valeurs est définie par l'équation (47). Souvent ; cette erreur sera associée à une fonction coût J donnée par l'équation (48).

$$e = y_{des} - y_{est} \tag{47}$$

Où :

y_{des} : les sorties désirées

y_{est} : les sorties estimées par le réseau de neurones

$$J = \frac{1}{2} \sum (e)^2 \tag{48}$$

Etape 5 : Mise à jour des poids synaptiques du réseau de neurones (W) en utilisant l'équation (49).

$$W_{nouvelle} = W_{ancienne} - \Delta W \tag{49}$$

Où :

$W_{ancienne}$: ancienne valeur du poids synaptique

$W_{nouvelle}$: nouvelle valeur du poids synaptique

ΔW : Valeur de correction qui dépend de l'algorithme d'optimisation utilisé pour minimiser la fonction coût J .

Etape 6 : Copie du réseau entraîné dans le bloc de prédistorsion.

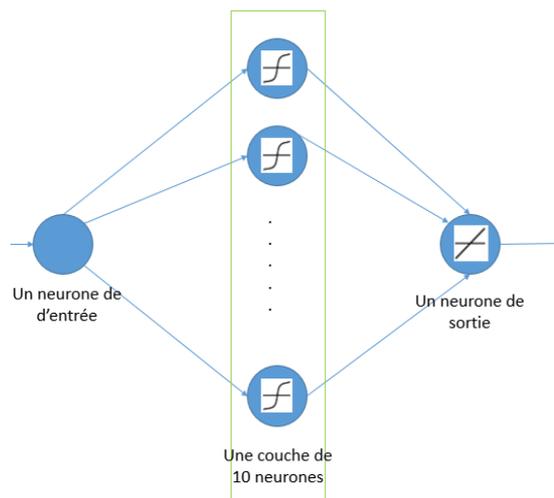


Fig. 21. Prédistorsion à base de modèle polynomial avec apprentissage indirect

La figure 22 résume le principe de la technique de prédistorsion à base de réseau de neurones.

Nous avons utilisé le modèle de Rapp pour modéliser la non-linéarité de l'amplificateur. D'après les équations (38) et (39), les distorsions causées par ce modèle affectent uniquement l'amplitude du signal FBMC-OQAM. Donc dans notre cas, le réseau de neurones feedforward n'a qu'une seule entrée et une seule sortie.

La précision de la fonction de prédistorsion dépend des caractéristiques du réseau de neurones utilisé. Dans notre cas, le réseau feedforward est composé de trois couches :

Une couche d'entrée composée d'un seul neurone. En effet le réseau de neurones utilisé n'a qu'une seule entrée donc un neurone dans la couche d'entrée est logique.

Une couche cachée de 10 neurones ayant une fonction d'activation tangente hyperbolique. En effet, cette fonction d'activation nous permet d'initialiser aléatoirement les poids synaptiques du réseau lors de l'apprentissage, ce qui augmente la vitesse de convergence de l'algorithme d'apprentissage utilisé.

Une couche de sortie constituée d'un seul neurone dont la fonction d'activation est linéaire (voir figure 21). Ce choix découle de la propriété d'approximation universelle des réseaux de neurones non-bouclés.

L'algorithme d'apprentissage utilisé est l'algorithme de rétro-propagation associé à la méthode d'optimisation de Levenberg Marquardt.

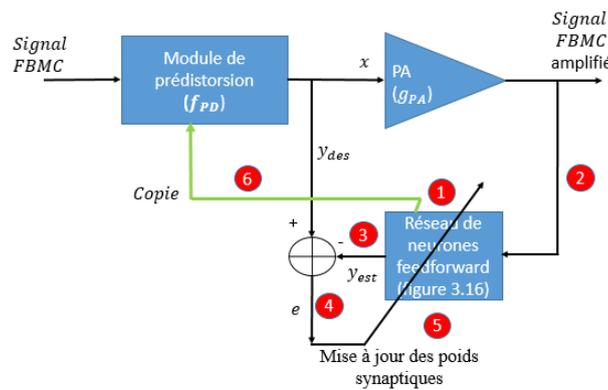


Fig. 22. Prédistorsion à base de réseau de neurones pour un signal FBMC-OQAM

H. Déroulement de la simulation

Notre simulation se divisera en cinq parties :

- La première simulation est la comparaison entre la modulation OFDM et la modulation FBMC-OQAM. Pour cela, nous allons tout d'abord comparer le spectre d'un signal OFDM avec le spectre d'un signal FBMC-OQAM puis nous verrons le TEB à la réception à travers un canal AWGN (Additive White Gaussian Noise) et un canal de Rayleigh pour ces deux modulations.
- Dans la deuxième simulation, nous allons voir les effets de l'amplification non-linéaire d'un signal FBMC-OQAM. On comparera le spectre du signal FBMC-OQAM avant et après amplification ainsi que le TEB à travers un canal AWGN et un canal de Rayleigh. On verra aussi l'effet du recul d'entrée IBO sur l'amplification.
- La troisième simulation concerne la justification du choix de l'algorithme d'apprentissage du réseau de neurones de type feedforward qu'on a utilisé pour modéliser la fonction de prédistorsion de l'amplificateur.
- Dans la quatrième simulation, nous allons voir la performance de la prédistorsion numérique à base de réseau de neurones par rapport à la prédistorsion numérique à base de modèle polynomial. Nous allons comparer le spectre du signal FBMC-OQAM obtenu à l'aide de ces deux méthodes ainsi que le TEB à travers un canal AWGN et un canal de Rayleigh.
- La cinquième simulation concerne la démonstration de la performance de la prédistorsion numérique à base de réseau de neurones en terme d'économie d'énergie.

III. RESULTATS ET INTERPRETATIONS

A. Comparaison entre la modulation OFDM et la modulation FBMC-OQAM

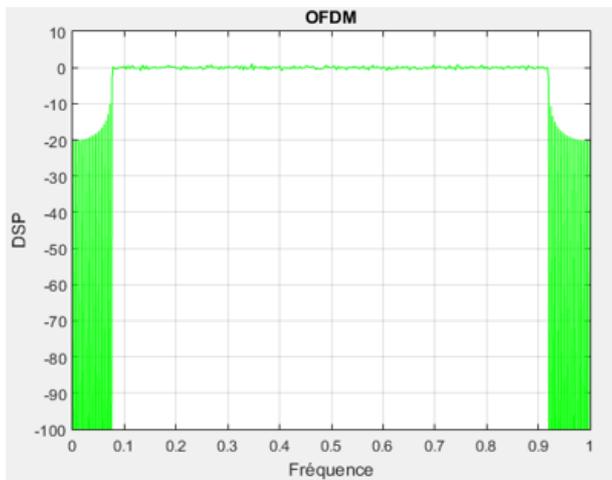


Fig 23a

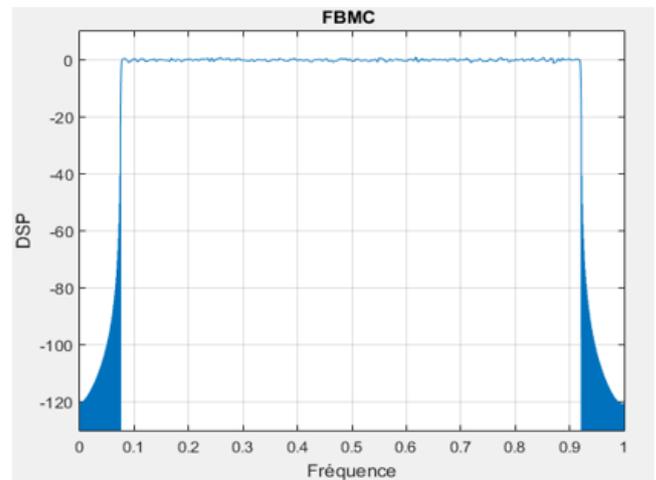


Fig 23b

Fig. 23. Prédistorsion à base de réseau de neurones pour un signal FBMC-OQAM

La figure 23 montre le spectre d'un signal OFDM (Figure 23a) et d'un signal FBMC-OQAM (Figure 23b).

D'après cette figure ; le spectre du signal OFDM possède des lobes latéraux plus élevés par rapport à celui du signal FBMC-OQAM. Cette différence vient du fait que pour l'OFDM les filtres d'émission/réception sont des fenêtres rectangulaires tandis que la modulation FBMC-OQAM utilise des filtres spécifiques plus performants (c'est le filtre PHYDYAS sur la figure 15). Les lobes latéraux élevés du spectre du signal OFDM peut perturber les transmissions dans les canaux voisins en créant des interférences. Pour éviter ce problème, cette modulation utilise des préfixes cycliques qui entraînent la perte de l'efficacité spectrale. Ce n'est pas le cas de la modulation FBMC-OQAM dont les lobes latéraux sont moins élevés. Donc, la modulation FBMC-OQAM a une bonne efficacité spectrale par rapport à la modulation OFDM.

B. Comparaison du TEB entre FBMC-OQAM et OFDM

Nous allons utiliser deux types de canal de transmission : canal AWGN et canal de Rayleigh qui est un canal multi-trajets combiné à l'absence de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. La figure 24 nous montre l'allure des TEB à la réception. Sur cette figure, les courbes en vert nous montrent les TEB d'un signal OFDM à travers un canal AWGN (en rond) et à travers un canal de Rayleigh (en étoile) et les courbes en bleu ceux du signal FBMC-OQAM à travers un canal AWGN (en rond) et à travers un canal de Rayleigh (en étoile).

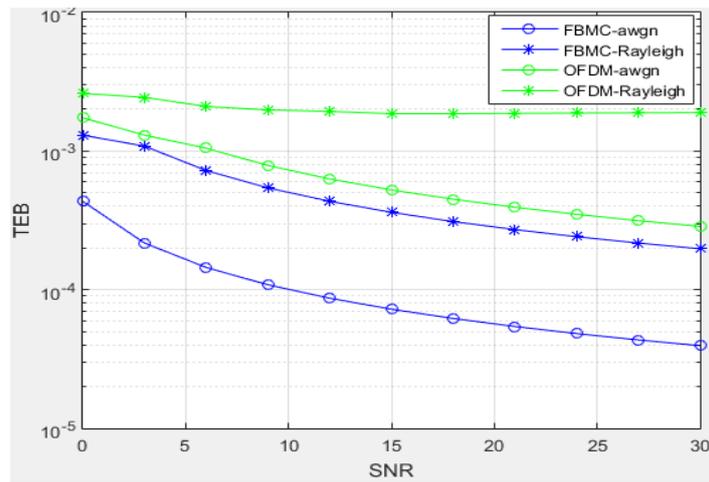


Fig. 24. Comparaison du TEB à la réception pour un signal OFDM et un signal FBMC-OQAM

On constate que les courbes en vert sont au-dessus des courbes en bleu donc le TEB du signal OFDM est plus élevé par rapport à celui du signal FBMC-OQAM. Cette différence au niveau du TEB s'explique comme suit : l'OFDM utilise des fenêtres rectangulaires comme filtres d'émission/réception or ces fenêtres rectangulaires n'ont pas de bonne localisation temporelle et fréquentielle ce qui rend le signal OFDM très sensible aux décalages temporels et fréquentiels. Pour le cas de la modulation FBMC-OQAM, elle utilise des filtres prototypes ayant de bonne localisation temporelle et fréquentielle, par conséquent ces signaux sont plus robustes aux décalages.

C. Spectre du signal FBMC-OQAM avant et après amplification

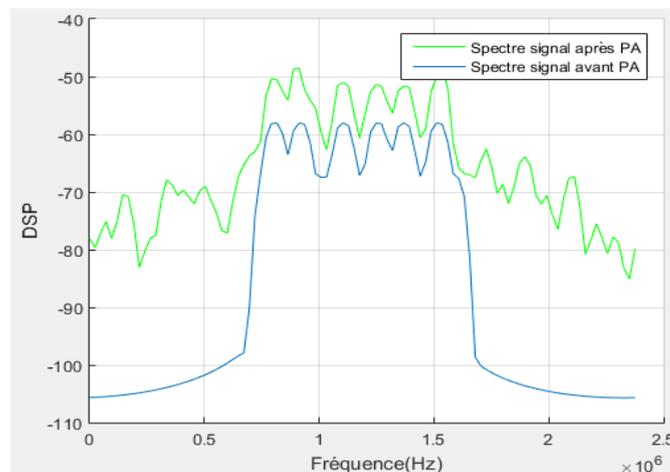


Fig. 25. Spectres du signal FBMC-OQAM avant et après amplification

La figure 25 nous montre le spectre du signal FBMC-OQAM avant (courbe bleue) et après (courbe verte) amplification. On voit sur cette figure qu'il y a une remontée spectrale des lobes latéraux du signal amplifié provoquant une dégradation du rapport de puissance du canal adjacent et la pollution des canaux adjacents pouvant perturber les transmissions dans ces canaux.

D. Effet de l'amplification non-linéaire sur la constellation

Le TEB à la réception du signal FBMC-OQAM avec amplification (les courbes en vert de la figure 26) et sans amplification (les courbes en bleu de la figure 26) sera évalué pour les effets de l'amplification non-linéaire d'un signal FBMC-OQAM sur la constellation. Dans cette simulation, le canal AWGN et le canal de Rayleigh seront testés.

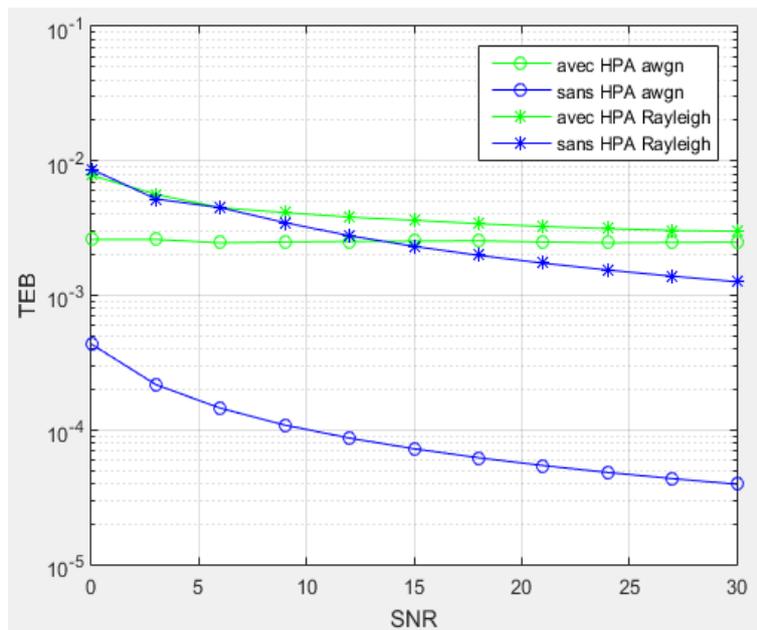


Fig. 26. Comparaison du TEB avec amplification et du TEB sans amplification

D'après cette figure, l'amplification non-linéaire dégrade le TEB du signal FBMC-OQAM. Cela vient du fait que la constellation du signal est déformée en traversant l'amplificateur de puissance. Ainsi, ces deux résultats de simulation vus précédemment montrent que l'amplification non-linéaire d'un signal FBMC-OQAM entraîne une remontée spectrale qui peut créer des interférences et la déformation de la constellation causant la détérioration du TEB.

E. Impact du recul d'entrée IBO sur l'amplification non-linéaire du signal FBMC-OQAM

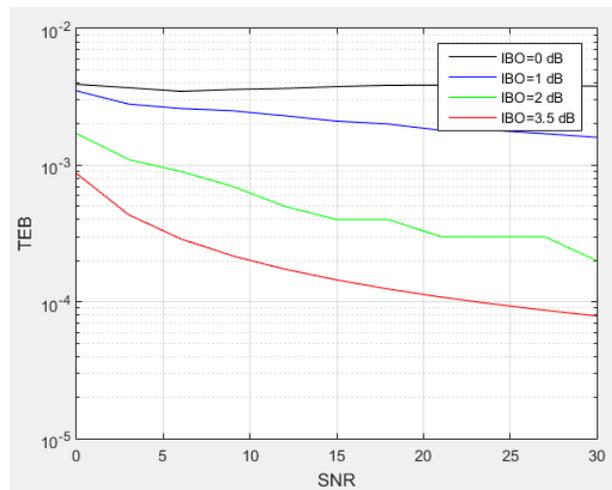


Fig. 27. TEB pour diverses valeurs de l'IBO

L'IBO (respectivement OBO) est un paramètre vraiment important car grâce à ce dernier, le point de fonctionnement de l'amplificateur peut être choisi, c'est-à-dire soit dans la zone linéaire, soit dans la zone de saturation où règne les non-linéarités.

Plus l'IBO (respectivement OBO) est grand, plus l'amplificateur travaille dans la zone linéaire et plus l'IBO (respectivement OBO) est petit plus, l'amplificateur travaille près de la zone de saturation. Dans notre simulation, l'IBO de l'amplificateur sera varié pour connaître l'allure du TEB correspondant (voir la figure 27).

D'après cette figure, le TEB s'améliore lorsque l'IBO augmente. En effet, pour un $IBO = 0\text{ dB}$, l'amplificateur travail dans la zone de saturation donc le TEB se dégrade, plus l' IBO augmente, plus le point de fonctionnement de l'amplificateur se rapproche de la zone linéaire, par conséquent, les distorsions diminues et le TEB s'améliore.

F. Justification du choix de l'algorithme d'apprentissage du réseau de neurones de type feedforward

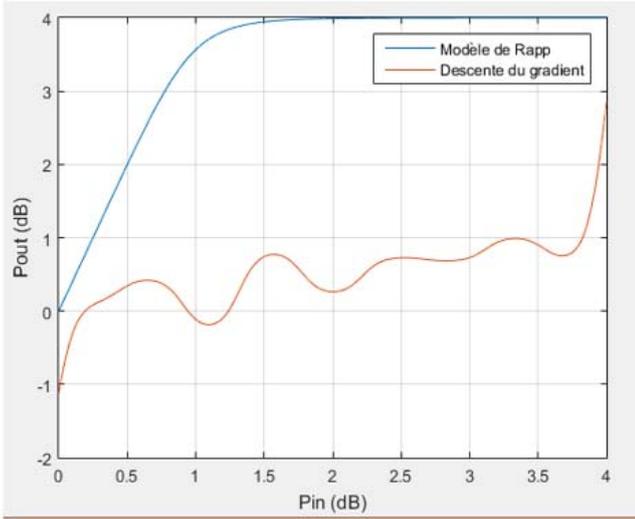


Figure 28a

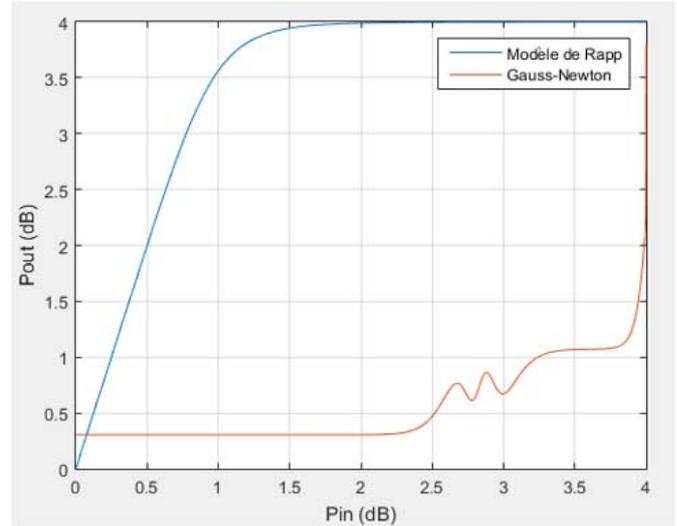


Figure 28b

Fig. 28. Rétro-propagation associée à l'algorithme de la descente du gradient et Gauss-Newton

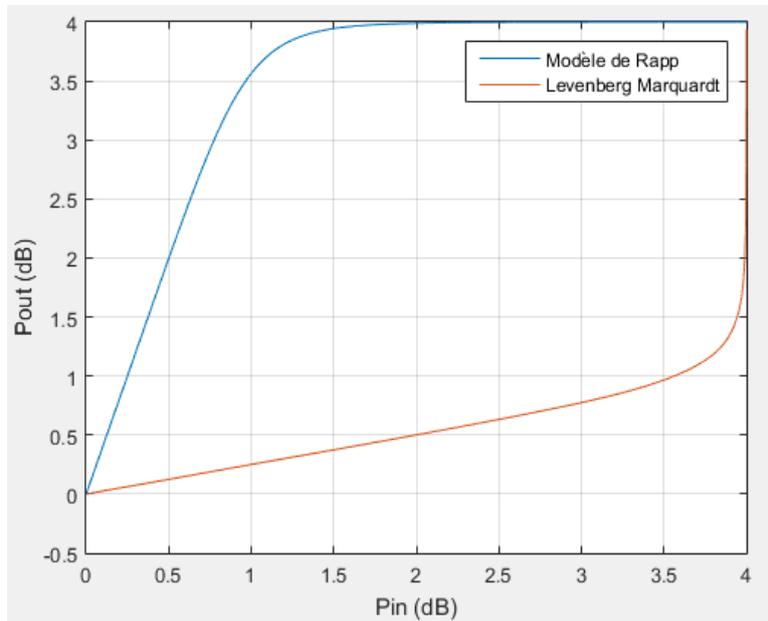


Fig. 29. Rétro-propagation associée à l'algorithme de Levenberg Marquardt

La figure 27 montre l'architecture du réseau de neurones lors du choix de notre prédistorsion numérique. Comme algorithme d'apprentissage, l'algorithme de rétro-propagation est associé à la méthode d'optimisation de Levenberg Marquardt et dans cette partie, nous allons voir la justification de ce choix.

Pour cela, l'allure de la fonction de prédistorsion modélisée à partir de ce réseau de neurones pour quelques algorithmes d'apprentissage (voir les figures 28a, 28b, 29) sera étudiée.

En comparant ces trois figures, l'apprentissage utilisant la méthode d'optimisation de Levenberg Marquardt donne la meilleure approximation de la fonction de prédistorsion. En effet, l'algorithme de la descente du gradient converge souvent vers un minimum local mais non pas un minimum global. L'algorithme de Gauss-Newton tente de pallier cet inconvénient, cependant il se montre fragile dans sa convergence par rapport au choix des conditions initiales (initialisation des poids synaptiques). L'algorithme de Levenberg Marquardt associe ces deux algorithmes précédents afin de pallier leurs inconvénients.

G. Précision de la fonction de prédistorsion

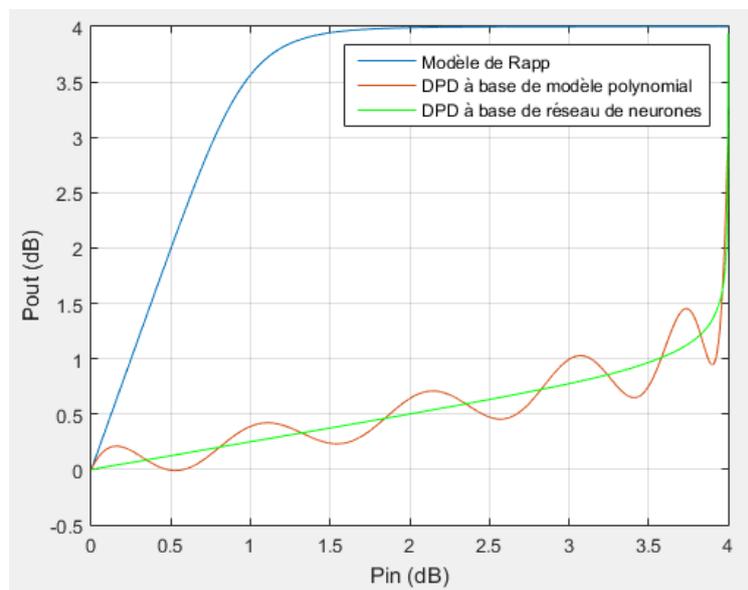


Fig. 30. Comparaison de l'allure des fonctions de prédistorsion obtenues à partir des deux méthodes

Le résultat de la fonction de prédistorsion modélisée à partir du réseau de neurones et celle modélisée à partir du modèle polynomial sera comparé dans cette analyse.

D'après la figure 30, la fonction de prédistorsion obtenue par l'utilisation du réseau de neurones est plus précise par rapport à celle obtenue par le modèle polynomial. En effet, le réseau de neurones est un approximateur universel donc c'est évident qu'il donne un résultat plus précis par rapport au modèle polynomial.

Nous pouvons conclure alors que la prédistorsion à base de réseau de neurones est plus performante.

H. Allure du spectre du signal FBMC-OQAM après prédistorsion numérique

Dans cette partie, le spectre du signal FBMC-OQAM après prédistorsion numérique à base de réseau de neurones avec celui obtenu après prédistorsion numérique à base de modèle polynomial sera comparé.

D'après cette figure, les techniques de prédistorsion numérique permettent de diminuer les remontées spectrales causées par la non-linéarité de l'amplificateur.

Nous déduisons aussi que la diminution de la remontée spectrale par la prédistorsion à base de réseau de neurones est plus importante par rapport à celle obtenue après prédistorsion à base de modèle polynomial. Par conséquent, cette dernière peut encore causer des interférences dans les canaux voisins.

Le spectre du signal FBMC-OQAM obtenu après prédistorsion à base de réseau de neurones se superpose avec celui du signal original sans distorsion. Cette performance est due à la précision de la fonction de prédistorsion obtenue à partir du réseau de neurones.

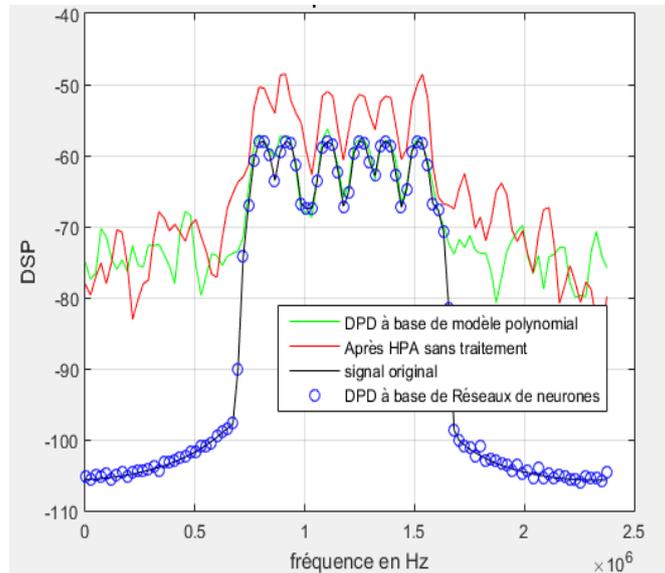


Fig. 31. Spectre du signal FBMC-OQAM obtenu à partir des techniques de prédistorsion numérique

I. TEB du signal FBMC-OQAM après prédistorsion numérique

Maintenant, le TEB du signal FBMC-OQAM après prédistorsion numérique à base de réseau de neurones avec celui obtenu après prédistorsion numérique à base de modèle polynomial sera aussi comparé. On utilise toujours le canal AWGN et le canal de Rayleigh.

Nous déduisons de ces deux figures que la prédistorsion à base de réseau de neurones ne dégrade pas le TEB par rapport à la prédistorsion à base de modèle polynomial. C'est aussi la précision de la fonction de prédistorsion obtenue à partir du réseau de neurones qui explique cette performance.

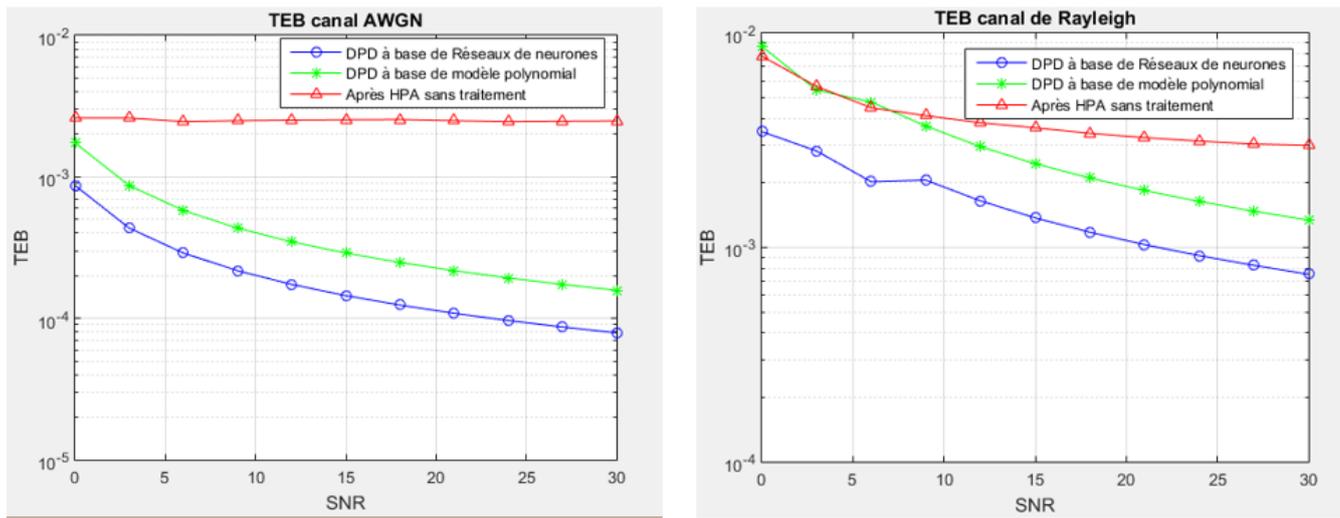


Fig. 32. STEB après prédistorsion numérique à travers un canal AWGN et Rayleigh

J. Performance de la prédistorsion numérique à base de réseau de neurones en terme d'économie d'énergie

Pour cela, nous allons comparer le TEB obtenu après prédistorsion à base de réseau de neurones pour un IBO=0 dB (c'est-à-dire le point de fonctionnement de l'amplificateur est dans la zone de saturation) avec celui obtenu après amplification du signal FBMC-OQAM mais sans traitement des non-linéarités de l'amplificateur pour un IBO=3.5 Db (c'est-à-dire le point de fonctionnement de l'amplificateur est dans la zone linéaire). D'après la figure 33 que les deux courbes du TEB se superposent. Donc, l'utilisation de la prédistorsion numérique à base de réseau de neurone nous donne un gain de 3.5 dB sur l'IBO. Ce gain se traduit par l'augmentation du rendement de l'amplificateur. En effet, la figure montre la variation du rendement de l'amplificateur en fonction de l'IBO. D'après la figure 33 aussi, plus l'IBO augmente c'est-à-dire plus l'amplificateur travaille proche de la zone linéaire, plus le rendement de ce dispositif va diminuer. Nous constatons aussi que pour un IBO=3.5 dB, le rendement de l'amplificateur est égal à 22% tandis que pour un IBO=0 dB, ce rendement est égal à 80%. D'où un gain sur le rendement en utilisant la prédistorsion à base de réseau de neurones.

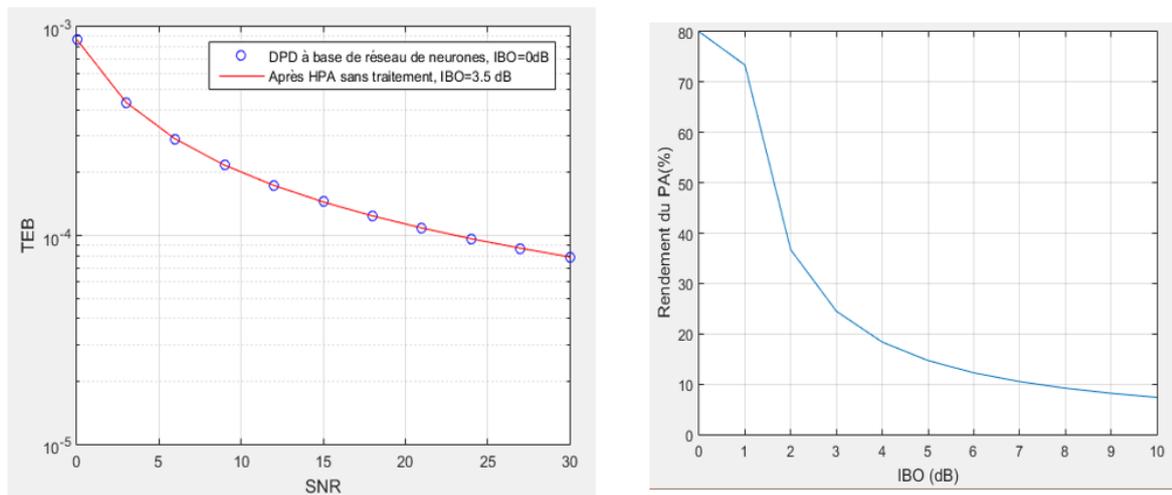


Fig. 33. Gain en IBO en utilisant la DPD et variation de rendement

IV. CONCLUSION

Comme conclusion, le TEB obtenu en utilisant la modulation FBMC-OQAM est moins élevé par rapport à celui obtenu en utilisant la modulation OFDM. En plus, les lobes latéraux du spectre du signal OFDM sont plus élevés par rapport à celui du signal FBMC-OQAM, ce qui perturbe les transmissions dans les canaux voisins. Nous avons vu aussi que l'amplification non-

linéaire d'un signal FBMC-OQAM provoque : une remontée spectrale et la déformation de la constellation causant la dégradation du TEB. L'utilisation de réseau de neurone permet d'avoir une bonne performance du modulateur utilisé dans le réseau 5G que ce soit en OFDM ou en FBMC

REFERENCES

- [1] H. Khaleghi, « Influence des amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA) sur la transmission cohérente de signaux optiques à format de modulation multi-porteuses (CO-OFDM) », Thèse de Doctorat, Université de Bretagne occidentale, Novembre 2012
- [2] C. Marwa, « Étude d'une nouvelle forme d'onde multiporteuses à PAPR réduit », Thèse de Doctorat, École doctorale Matisse, 2016
- [3] S. S. K. C. Bulusu, « Performance Analysis and PAPR Reduction Techniques for Filter Bank based Multi-Carrier Systems with Non-Linear Power Amplifiers », Thèse de Doctorat, École doctorale Informatique, Télécommunication et Électronique de Paris, 2016
- [4] B. Elmaroud, « Analyse des performances et amélioration des systèmes FBMC dans les transmissions sans fil non linéaires et asynchrones », Thèse de doctorat, Université Mohammed V faculté des sciences Rabat, 2016
- [5] R. Chauvat, « Etude de liaisons SISO, SIMO, MISO et MIMO à base de formes d'ondes FBMC-OQAM et de récepteurs Widely Linear », Thèse de doctorat, École doctorale Informatique, Télécommunication et Électronique de Paris, Juillet 2017
- [6] B. Rihawi, « Etude de l'amplification non linéaire de signaux MIMO pour les terminaux radio-mobiles », Thèse de Doctorat, Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, janvier 2009
- [7] D. Guel, « Etude de nouvelles techniques de réduction du facteur de crête (PAPR) à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuses », Thèse de Doctorat, Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, décembre 2009
- [8] Z. Madini, « Caractérisation et Modélisation des Dynamiques Non Linéaires dans les Dispositifs pour Systèmes de Télécommunications : Cas de la PLL et de l'Amplificateur de Puissance », Thèse de Doctorat, Université de limoges, 2008
- [9] S. Zabre, « Amplification non-linéaire d'un multiplex de porteuses modulées à fort Facteur de Crête », Thèse de Doctorat, Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, Avril 2007
- [10] I. rivals, L. personnaz, G. dreyfus, « Modélisation, classification et commande par réseaux de neurones : principes fondamentaux, méthodologie de conception et illustrations industrielles », Ecole Supérieure de Physique et de Chimie Industrielles de la Ville de Paris, 2017
- [11] F. L. Luo, C. Zhang, « Signal processing for 5G algorithms and implementations », Wiley, 2016
- [12] J. Rodriguez, « Fundamentals of 5G Mobile Networks », Wiley, 2016