

.....

Le multiplexage des signaux OFDM sur le lien descendant en UTRAN-FDD

OUESSE Mohamed El – Amine¹, OUYA Samuel¹, FARSSI Sidi Mohamed²

¹ Laboratoire d'Informatique, Réseau et Télécommunications (LIRT)
Omea82@yahoo.fr, samuel.ouya@gmail.com

²Laboratoire d'Imagerie Médicale et Bioinformatique (LIMBi)
Ecole Supérieure Polytechnique (ESP)
Université Cheikh Anta Diop de Dakar (UCAD)

.....

RESUME :

L'utilisation des signaux OFDM dans le réseau UMTS sur l'accès UTRAN-FDD et de la modulation 64QAM nous a permis d'améliorer le débit de 2 Mbit/s à 22.5 Mbit/s. Les résultats obtenus nous montrent que le spectre en fréquence de puissance d'un seul signal OFDM est centré au tour de sa fréquence fondamentale ainsi que l'allure du spectre en fréquence de puissance commence à s'élever à partir de la fréquence f_i vers le sens positif de la fréquence. Mais la somme des spectres en fréquence de puissance des signaux OFDM a une largeur de bande supérieure à celle d'un spectre en fréquence de puissance d'une fonction porte. Et aussi, plus le nombre de porteuses augmente, plus la bande de la somme des spectres est importante. La modulation multiporteuse s'est basée, dans notre cas, sur le choix du multiplexage des signaux sans bruit et avec bruit.

MOTS-CLES : OFDM, UMTS, UTRAN-FDD, Multiplexage.

.....

1- Introduction

Le problème qui se pose au niveau du réseau cellulaire est le faible débit pour les communications. Le réseau cellulaire de 3^{ème} génération UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) pourrait satisfaire les utilisateurs mobiles, en ajoutant des services tels que l'accès à l'internet sans fil, la visiophonie, et les messages vidéo ainsi que la réception de la télévision sur le téléphone. Mais le réseau d'accès, l'UTRAN (UMTS Terrestrial Radio Acces Network), actuel permet d'atteindre des débits de l'ordre de centaines de kbit/s au maximum par utilisateur, ce qui reste insuffisant pour des applications avancées gourmandes en bande passante.

Par ailleurs, les réseaux sans fil comme le wifi [1] sont normalisés en offrant des débits beaucoup plus élevés que l'UMTS, allant jusqu'à 500 Mbit/s et permettent donc des applications à haut débit, de type multimédia par exemple.

Pour remédier à ces difficultés, nous suggérons une réforme au niveau de l'UTRAN en vue de multiplexer un signal OFDM à la place d'une fonction porte. Les techniques multiporteuses consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps.

2- La technologie WB-CDMA

La technologie WB-CDMA qui est réservée aux systèmes à transmission et traitements des signaux numériques doit être capable de supporter les applications multimédia nécessitant le haut débit. Pour la modulation 64QAM avec un rendement du canal $R=3/4$, le débit théorique disponible pourra atteindre jusqu'à 22,5 Mbit/s. ce système est possible grâce à l'utilisation du signal OFDM (Orthogonal Fréquency Division Multiplexing).

Le mode UTRAN-FDD est basé sur la technique d'accès multiple WB-CDMA qui correspond à la technique DS-SS-SSMA (Direct Sequence Spread Spectrum) avec un étalement sur une bande de 5 MHz.[2]

La plage de fréquence de l'UMTS est de [1920-1980 MHz] pour la voie montante et de [2110-2170 MHz] pour la voie descendante.[2], [3]

3- Un signal sans bruit :

Comme toute communication débute au niveau de l'émetteur, alors on considère l'hypothèse suivante : k utilisateurs veulent envoyer des informations en passant par un même support. Chaque information est modélisée par une suite de ± 1 . soit $g_k(t)$ le signal pseudo-aléatoire de durée du bit d'information T et de durée du chip du code pseudo-aléatoire T_c avec $T = L \cdot T_c$. (1)

$$\begin{cases} g_k(t) = \sum_{n=0}^{L-1} a_k(n) \cdot \text{ofdm}_n(t - nT_c) \\ \text{pour } 0 \leq t \leq T \end{cases} \quad (2)$$

Avec :

- $\{a_k\}$ est une séquence pseudo-aléatoire, chaque a_k vaut ± 1 .
- $\text{ofdm}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} C_i e^{j2\pi f_i t}$ est le signal total de toutes les données d'un symbole ofdm.
- C_i sont des nombres complexes, qui porte l'information, définis à partir d'éléments binaires par une constellation de modulation d'amplitude en quadrature (MAQ) à plusieurs états (4, 16, 64, ..., 2^q). Si on suppose que $C_i = \alpha_i + j\beta_i$ alors

$$\text{ofdm}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} (\alpha_i + j\beta_i) e^{j2\pi f_i t}. \quad (3)$$

Si on multiplexe les informations en les combinant chacune avec un vecteur g_k .
Ainsi le paquet de bits de longueur $N : b_k = [b_k(1), \dots, b_k(N)]^t$. Le signal devient :

$$s_k(t) = \sqrt{\xi_k} \sum_{m=1}^M b_k(m) g_k(t - mT) \quad (4)$$

Avec ξ représente l'énergie du signal par octet.

$$g_k(t - mT) = \sum_{n=0}^{N-1} a_k(n) \cdot \text{ofdm}_n \left(t - \left(m + \frac{n}{L} \right) T \right)$$

$$g_k(t - mT) = \sum_{n=0}^{N-1} a_k(n) \sum_{i=0}^{L-1} C_i e^{j2\pi f_i \left(t - \left(m + \frac{n}{L} \right) T \right)} \quad (5)$$

$$s_k(t) = \sqrt{\xi_k} \sum_{m=1}^M b_k(m) \sum_{n=0}^{N-1} a_k(n) \sum_{i=0}^{L-1} C_i e^{j2\pi f_i \left(t - \left(m + \frac{n}{L} \right) T \right)} \quad (6)$$

On couple alors tous les utilisateurs et le signal émis devient :

$$S(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_k) \text{ avec } 0 \leq \tau_k < T \text{ pour } 1 \leq k \leq K \quad (7)$$

Et τ_k représente le délai de transmission pour l'utilisateur k . si on considère que les signaux sont synchrones alors $\tau_k = 0$ et le signal transmis devient :

$$S(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t)$$

$$S(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\xi_k} \sum_{m=1}^M b_k(m) g_k(t - mT)$$

$$S(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\xi_k} \sum_{m=1}^M b_k(m) \sum_{n=0}^{N-1} a_k(n) \sum_{i=0}^{L-1} C_i e^{j2\pi f_i \left(t - \left(m + \frac{n}{L} \right) T \right)} \quad (8)$$

On considère que le multiplexage du signal OFDM est orthogonal. Et si l'espace entre les fréquences est $1/T_s$ alors $f_i = f_0 + \frac{i}{T_s}$ et en remplaçant C_i avec ses valeurs.

On a :

$$S(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\xi_k} \sum_{m=1}^M b_k(m) \sum_{n=0}^{N-1} a_k(n) \sum_{i=0}^{L-1} (\alpha_i + j\beta_i) e^{j2\pi(f_0 + \frac{i}{T_s})(t - (m + \frac{n}{L})T)} \quad (9)$$

$$\text{Et aussi } s_k(t) = \sqrt{\xi_k} \sum_{m=1}^M b_k(m) \sum_{n=0}^{N-1} a_k(n) \sum_{i=0}^{L-1} (\alpha_i + j\beta_i) e^{j2\pi(f_0 + \frac{i}{T_s})(t - (m + \frac{n}{L})T)} \quad (10)$$

4- Un signal avec bruit :

$$S(t) = \sum_{k=1}^K S_k(t) + B(t) \quad (11)$$

Les signaux transmis $s(t)$ forment un ensemble discret des signaux d'énergie finie E de durée T_s .

$$S(t) = \int_0^{T_s} S^2(t) dt = cte \quad (12)$$

Comme toute fonction certaine ou aléatoire d'énergie finie sur $(0, T_s)$ peut être considérée un vecteur de Hilbert. Pour le cas du bruit introduit par la transmission ; les projections B_k sont alors des variables aléatoires :

$$B(t) = \sum_{k=1}^{\infty} B_k \cdot \varphi_k(t) \quad \text{avec } B_k = \langle \varphi_k, B \rangle \quad (13)$$

Alors

$$S(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) + \sum_{k=1}^K B_k \varphi_k(t)$$

$$S(t) = \sum_{k=1}^K (S_k(t) + B_k \varphi_k(t))$$

$$S(t) = \sum_{k=1}^K \left(\sqrt{\xi_k} \sum_{m=1}^M b_k(m) \sum_{n=0}^{N-1} a_k(n) \sum_{i=0}^{L-1} (\alpha_i + j\beta_i) e^{j2\pi(f_0 + \frac{i}{T_s})(t - (m + \frac{n}{L})T)} + B_k \varphi_k(t) \right)$$

$$S(t) = \sum_{k=1}^K \left(\sqrt{\xi_k} \sum_{m=1}^M b_k(m) \sum_{n=0}^{N-1} a_k(n) \sum_{i=0}^{I-1} (a_i + j\beta_i) e^{j2\pi(f_0 + \frac{i}{T_s})(t - (m + \frac{n}{L})T)} + B_k \varphi_k(t) \right)$$

Avec (14)

$$s_k(t) = \sqrt{\xi_k} \sum_{m=1}^M b_k(m) \sum_{n=0}^{N-1} a_k(n) \sum_{i=0}^{I-1} (a_i + j\beta_i) e^{j2\pi(f_0 + \frac{i}{T_s})(t - (m + \frac{n}{L})T)} + B_k \varphi_k(t)$$

(15)

Si on considère que le bruit introduit est gaussien, alors sa densité spectrale est de $\gamma(v) = \frac{N_0}{2}$ et la fonction de corrélations est de cette manière $C_B(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau)$. Par conséquent, le bruit $B(t)$ est représenté par un vecteur aléatoire B dont les composantes B_k sont des variables aléatoires gaussiennes indépendantes, des variances $\frac{N_0}{2}$.

5- Résultats

Comme la transformée de Fourier d'une fonction réelle est le spectre de puissance qui est une fonction paire et symétrique. Mais aussi il comprend des fréquences négatives.

Les résultats de simulation du spectre de puissance sont présentés en deux (02) catégories : d'une part, la puissance (dB_m) est positive. Donc il s'agit d'une « amplification ». La figure 1, la figure 2 et la figure 3 illustrent respectivement le spectre en fréquence d'une porteuse et des différentes porteuses, le spectre en fréquence d'une fonction porte et du signal ofdm pour 10 porteuses et le spectre du signal ofdm pour 15 et 20 porteuses.

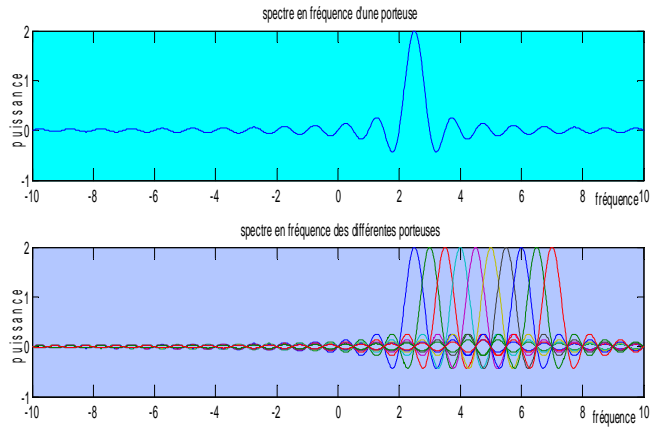


Figure 1 : *Spectre en fréquence d'une porteuse et des différentes porteuses*

La superposition des spectres $S_k(f)$ (avec $k=1$ à 10) nous montre que si l'un de ces spectres est au maximum alors les autres se stabilisent au niveau zéro (0) et aussi à ce niveau que le recouvrement partiel du spectre voisin se fait.

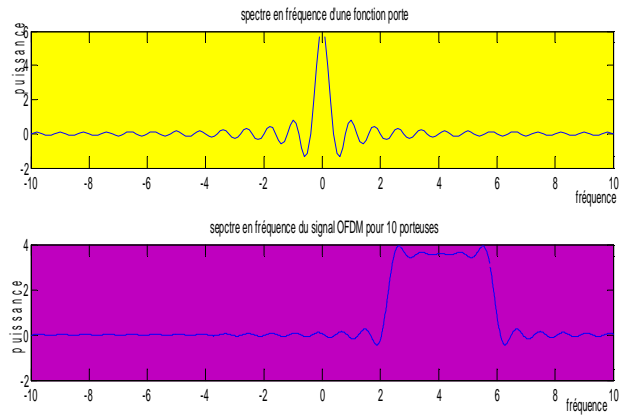


Figure 2 : *Spectre en fréquence d'une fonction porte et du signal ofdm pour 10 porteuses*

Nous voyons que le spectre $S(f)$ du signal ofdm pour 10 porteuses a une largeur de bande (entre 2.05 et 6.11) beaucoup supérieur qu'au spectre d'une fonction porte (entre -0.5 et 0.5).

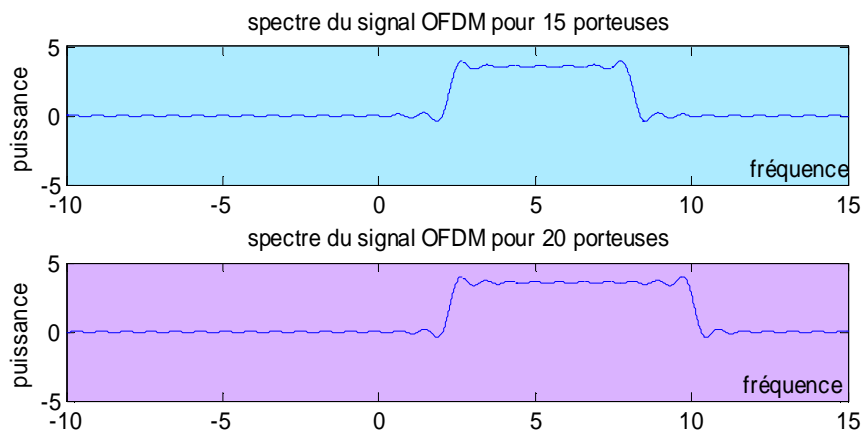


Figure 3 : Spectre du signal ofdm pour 15 et 20 porteuses

Nous remarquons que la largeur de bande de 20 porteuses (entre 2.05 et 10.31) est plus grande que celle de 15 porteuses (entre 2.05 et 8.35). Par conséquent, plus le nombre de porteuse augmente, plus le spectre augmente sa dimension.

Et d'autre part, la puissance (dB_m) est négative, alors on parle d'une « atténuation ». la figure 4 et la figure 5 montrent respectivement l'atténuation du spectre d'une porteuse et des différentes porteuses et l'atténuation d'un spectre d'une fonction porte et du signal ofdm pour 10 porteuses.

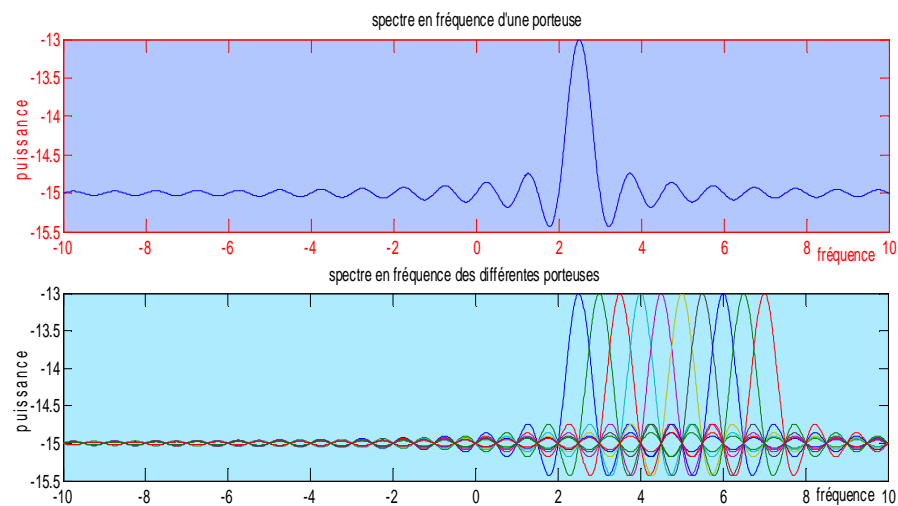


Figure 4 : L'atténuation du spectre d'une porteuse et des différentes porteuses

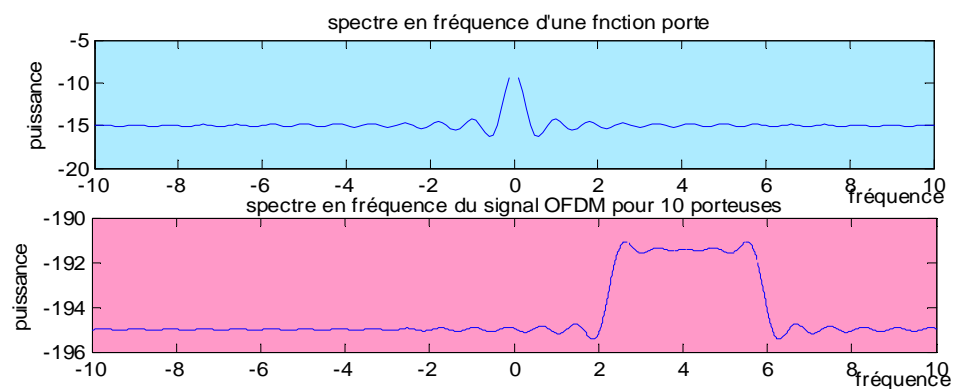


Figure 5 : L'atténuation d'un spectre d'une fonction porte et du signal ofdm pour 10 porteuses

Nous constatons que sur les deux dernières figures, la puissance a eu des valeurs négatives quel que soit la valeur de la fréquence mais l'allure du spectre reste presque la même que les figures 1, 2 et 3.

On vous signale que la multiplication du spectre de puissance par un nombre identique de 1 ou -1 ne change pas sa puissance.

6- Conclusion

Dans cet article, nous avons fait une étude du multiplexage des signaux OFDM sur le lien descendant en UTRAN-FDD par simulation. Les résultats obtenus nous montrent que le spectre de puissance d'un signal OFDM est centré au tour de sa fréquence fondamentale. Mais aussi la somme des spectres de puissance des signaux OFDM a une largeur de bande supérieure à celle d'un spectre de puissance d'une fonction porte utilisée jusqu'à lors. Donc l'utilisation des signaux OFDM par la simulation nous a permis d'améliorer le débit, qui était estimé à 2 Mbit/s, à 22.5 Mbit/s.

Enfin, plus le nombre de porteuses augmente, plus la bande du spectre est importante et aussi plus le nombre d'état de la modulation QAM augmente et plus le débit est élevé.

7- Bibliographie

- [1] P. MÜHLETHALER, « 802.11 et les réseaux sans fil », 2002.
- [2] S. TABBANE, M. T. MISSAOUI, « *Pratique de l'ingénierie des réseaux cellulaires* », 2006.
- [3] L. THIERRY, « *Principes de radiocommunication de troisième génération* », 2002.
- [4] Y. LOUËT, « *Les modulations multi-porteuses* », 2010.
- [5] T. SAÏDI, O. SENTIEYS, S. ROY, « *Prototype MIMO temps réel pour l'UMTS* ».
- [6] A. CHOKRI, M. MOHAMED, « *Destination d'un code aux systèmes à multiplexage fréquentiel, orthogonal (OFDM) : Décodage par l'algorithme de VITERBI* ».

- [7] A. MASMOUDI, S. TABBANE, D. ZEG, « *Dimensionnement des Réseaux UMTS Basés sur la technique HSDPA* ».
- [8] L. FATHI, P LOUBTON, « *Estimation du SINR pour le lien descendant de l'UMTS-FDD* ».
- [9] S. MAZLOUT, S. TABBANE, « *Etude d'allocation de ressources sur le lien descendant en UTRAN-FDD* ».
- [10] HLACHE J. LAINE, P. VIGNERON, « *Télécommunications numériques : Le CDMA* ».