

Synthétiseur de fréquence sur 14 bandes pour les communications UWB de type MultiBandes-OFDM

S. Traverso^(1,2), M. Ariaudo⁽¹⁾, J.L. Gautier⁽¹⁾, I. Fijalkow⁽²⁾, C. Lereau⁽³⁾

(1) ECIME - ENSEA/UCP – 6 avenue du Ponceau – 95014 Cergy-Pontoise cedex

(2) ETIS - ENSEA/UCP/CNRS – 6 avenue du Ponceau – 95014 Cergy-Pontoise cedex

(3) FRANCE TELECOM R&D/DIH/OCF – 28 Chemin du Vieux Chêne – 38243 Meylan cedex

I. Introduction

Le MultiBandes OFDM (MB-OFDM) définit une couche physique pour les réseaux sans-fil de type PAN (Personal Area Network) et repose sur un multiplexage fréquentiel OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) de 14 bandes considéré comme très large-bande. Les contraintes de coût imposent que le segment radio-fréquence soit de faible complexité, très intégrable et consomme peu. L'architecture de l'émetteur et du récepteur la plus à même à répondre à ces contraintes est donc l'architecture à transposition directe. Ainsi, le synthétiseur de fréquence a pour fonction de générer directement les fréquences centrales des 14 bandes. Ce synthétiseur doit répondre à trois critères : la puissance totale des fréquences parasites doit se situer 24 dB en dessous de la puissance de la fréquence désirée [2], le temps de commutation entre deux fréquences doit être inférieur à 9.47 nsec [1], le bruit de phase de la fréquence générée doit être inférieur à -86.5 dBc/Hz à 1 MHz [2].

La section II présente l'architecture que nous proposons, puis la section III donne les spécifications des éléments de cette architecture, les simulations seront présentées en section IV, et enfin nous concluons dans la section V.

II. Proposition d'un synthétiseur de fréquence faible complexité

Il n'y a actuellement que deux architectures de synthétiseur de fréquence pouvant générer les 14 bandes qui ont été proposées (Fig. 1). Le point commun de ces architectures est que la génération des 14 fréquences est réalisée grâce à une ou deux PLL fonctionnant à fréquence fixe, des multiplexeurs, et à plusieurs mélangeurs simple bande. La première architecture [3] possède 2 inconvénients majeurs : deux PLL très encombrantes, un filtre à fréquence accordable très contraignant et très large-bande. La seconde architecture [2] semble plus avantageuse puisqu'elle ne nécessite qu'une seule PLL. Néanmoins, elle a l'inconvénient d'utiliser cinq mélangeurs simple bande dont trois sont large-bande, et un filtre à fréquence accordable très large-bande.

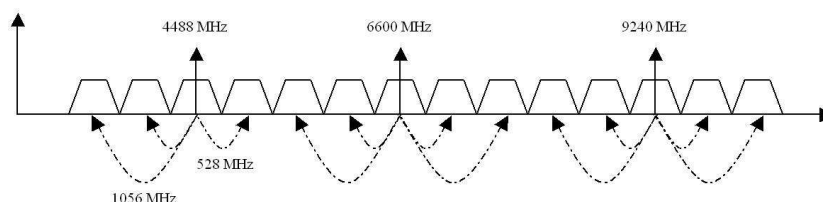


Figure 1 : Plan de fréquence pour les communications MB-OFDM et principe de l'architecture proposée.

L'architecture que nous proposons (Fig. 2) s'affranchit de tous ces inconvénients puisqu'elle est composée d'une seule PLL, de 4 diviseurs de fréquence par 2 très facilement réalisables, de filtres à fréquences fixes, de multiplexeurs, et enfin de 5 mélangeurs simple bande dont 4 sont à fréquence fixe. L'unique composant large-bande est le dernier mélangeur. La génération des fréquences est réalisée grâce à 3 fréquences principales que nous translatons de ± 528 MHz ou ± 1024 MHz (Fig. 1) en utilisant le mélangeur simple bande (V). Le choix de la fréquence désirée s'effectue à l'aide des multiplexeurs. Le temps de commutation d'une bande à une autre ne dépend donc que du temps de commutation des multiplexeurs, ces derniers peuvent être aisément conçus de manière à ce qu'il soit inférieur à 9.47 nsec. Le bruit de phase requis étant peu contraignant, nous présenterons uniquement dans ce papier les résultats obtenus. Le dernier critère concerne le niveau des fréquences parasites ; la spécification des composants donnera les paramètres de ces derniers permettant de répondre au cahier des charges.

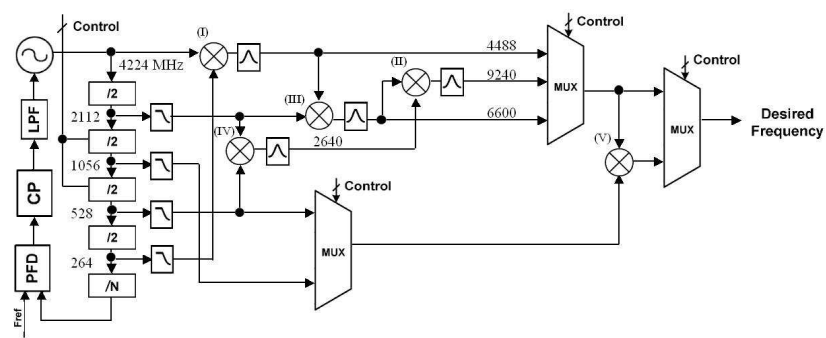


Figure 2 : synthétiseur de fréquence sur 14 bandes pour les communications MB-OFDM.

III. Spécifications des composants

III.1. Origine des fréquences parasites

Les fréquences parasites générées par notre architecture peuvent provenir des diviseurs de fréquence par 2 et des mélangeurs simple bande :

- Les diviseurs de fréquence par 2 sont réalisés grâce à 2 bascule D, le signal de sortie est donc carré possédant ainsi des harmoniques impaires de puissance non-négligeable. La puissance de ces harmoniques sera atténuée par des filtres passe-bas.
- Un mélangeur simple bande consiste à mélanger une fréquence f_1 avec une fréquence f_2 afin d'obtenir une fréquence $f_1 + f_2$ ou $f_1 - f_2$. Ce type de mélangeur utilise 4 mélangeurs double bande « classiques » et nécessite des entrées en quadratures (Fig. 3). Le rejet de la fréquence image à la sortie d'un mélangeur simple bande est parfait uniquement si les signaux d'entrée sont parfaitement en quadrature. La perte de quadrature est due à un désaccord de phase par rapport à 90° entre les entrées, et à un désaccord de gain à la sortie des mélangeurs simple bande. Enfin, les mélangeurs simple bande ne sont pas parfaitement isolés, introduisant de nouvelles fréquences parasites.

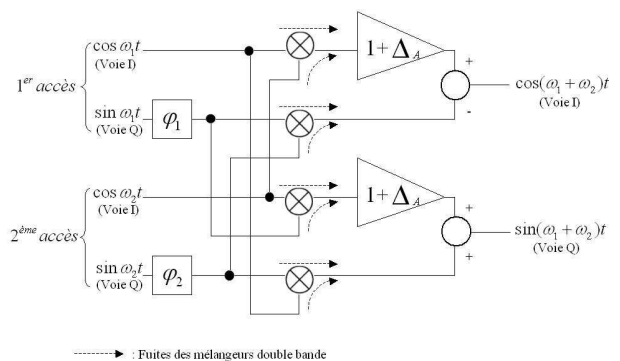


Figure 3 : Mélangeur simple bande affecté par les désaccords de gain et de phase, ainsi que par les fuites des mélangeurs double bande.

Il y a donc 4 paramètres à optimiser : le gabarit des filtres, le désaccord de gain (Δ_A) et de phase (φ_1 et φ_2), et les fuites des mélangeurs double bande (L_{dB}).

III.2. Spécifications du dernier mélangeurs simple bande

Nous faisons l'hypothèse que les entrées du dernier mélangeur SSB sont parfaitement sinusoïdales. Les fréquences parasites générées dépendent des fuites des mélangeurs, du désaccord de gain et de phase. Le spectre de sortie contient donc 4 fréquences : la fréquence désirée, la fréquence image, et les deux fréquences correspondantes aux fuites des entrées vers la sortie. Pour la suite de la présentation et sans perte de généralité, nous nous intéressons au niveau de puissance des fréquences parasites se situant sur la voie de sortie en quadrature (Q). En supposant que l'impédance de charge est constante sur les 14 bandes, le taux de réjection des fréquences parasites (SRR) est donné par la formule suivante :

$$SRR_Q = 10 \log \left(\frac{1 + 2(1 + \Delta_A) \cos(\varphi_1 - \varphi_2) + (1 + \Delta_A)^2}{1 - 2(1 + \Delta_A) \cos(\varphi_1 + \varphi_2) + (1 + \Delta_A)^2 + 2 \left[1 + 2(1 + \Delta_A) (\sin \varphi_1 + \sin \varphi_2) + (1 + \Delta_A)^2 \right] 10^{L_{dB}/10}} \right) \quad (1)$$

Les pires cas pour la sortie en phase (I) et pour la sortie en quadrature (Q) sont obtenus respectivement pour $\varphi_1 = -\varphi_2$ et $\varphi_1 = \varphi_2$. La Figure 5a donne le désaccord de gain en fonction du désaccord de phase pour différentes valeurs de fuites et pour un SRR_Q fixé à 24 dB. On constate que pour une valeur de fuite « classique » $L_{dB} = 30$ dB, la dégradation de la courbe obtenue par rapport à la courbe correspondant à une isolation parfaite est faible. Néanmoins, si les fuites sont égales ou inférieures à 25 dB, la dégradation de la courbe devient très importante, impliquant une faible tolérance sur le désaccord de gain et de phase. Pour la suite de la présentation, on supposera que les fuites des mélangeurs double bande sont de 30 dB.

III.3. Spécifications des filtres passe-bas

Nous supposons maintenant que les filtres passe bande jouent parfaitement leur rôle et que les 3 fréquences principales de 4488, 6600 et 9240 MHz sont spectralement pures. Les fréquences à 528 et 1056 MHz sont de forme carrée. A cause des forts niveaux des harmoniques impaires d'un signal carré (le troisième harmonique se situe à 9.54 dB du fondamental), il est nécessaire de filtrer les sorties des diviseurs de fréquence par des filtres passe-bas. Pour l'étude qui suit, nous ne prendrons en compte que le fondamental et le troisième harmonique filtré. Soient les fréquences des deux entrées f_1 et f_2 . Le spectre de sortie contient 7 fréquences (Fig 4) : la fréquence désirée $f_1 + f_2$; la fréquence provenant du mélange entre f_1 et $3f_2$ à $f_1 + 3f_2$; la fréquence image $f_1 - f_2$; la fréquence image provenant du mélange entre f_1 et $3f_2$ à $f_1 - 3f_2$; les trois fréquences f_1 , f_2 et $3f_2$ correspondantes aux fuites des entrées vers la sortie.

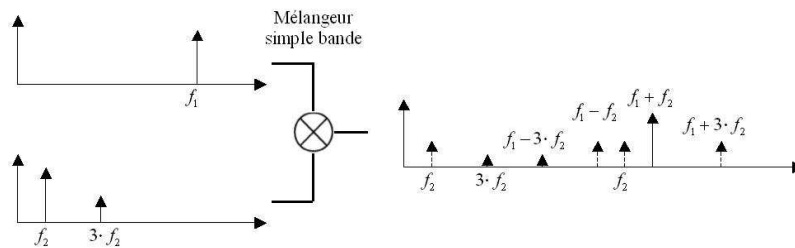


Figure 4 : Spectre à la sortie du mélangeur simple bande.

Soit Att_{dB} l'écart de puissance en dB du fondamental par rapport au troisième harmonique filtré, et $Astop_{dB}$ l'atténuation du filtrage passe-bas à la fréquence du troisième harmonique. On a donc la relation suivante :

$$Att_{dB} = -9.54dB - Astop_{dB} \quad (2)$$

Le taux de réjection des fréquences parasites prenant en compte des 7 fréquences est donné par la formule suivante :

$$SRR_Q = 10 \log \left(\frac{1 + 2(1 + \Delta_A) \cos(\varphi_1 - \varphi_2) + (1 + \Delta_A)^2}{D} \right) \quad (3)$$

avec :

$$D = \left[2 + 2(1 + \Delta_A)^2 + 2(1 + \Delta_A) (\cos(\varphi_1 - \varphi_2) - \cos(\varphi_1 + \varphi_2)) \right] 10^{Att_{dB}/10} + \left[((1 + \Delta_A) + \sin^2 \varphi_1)^2 + \cos^2 \varphi_1 \right] 10^{(L_{dB} + Att_{dB})/10} + 1 - 2(1 + \Delta_A) \cos(\varphi_1 + \varphi_2) + (1 + \Delta_A)^2 + 2 \left[1 + 2(1 + \Delta_A) (\sin \varphi_1 + \sin \varphi_2) + (1 + \Delta_A)^2 \right] 10^{L_{dB}/10}$$

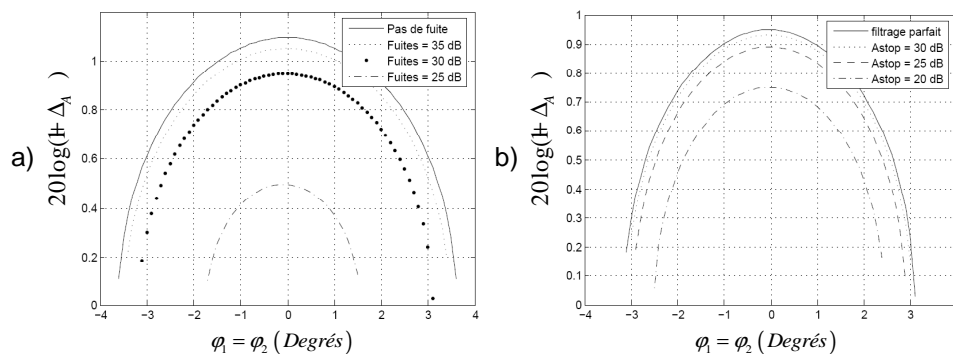


Figure 5 : Désaccord de gain en fonction du désaccord de phase pour a) différentes valeurs de fuites et pour un SRR fixé à 24 dB ; b) différentes valeurs d'atténuation du troisième harmonique et pour un SRR fixé à 24 dB.

La figure 5b donne le désaccord de gain en fonction du désaccord de phase pour différentes valeurs de $A_{stop_{dB}}$ et pour un SRR_0 fixé à 24 dB. Une atténuation de 30 dB du troisième harmonique permet d'obtenir quasiment les mêmes tolérances sur les désaccords de gain et de phase par rapport à un filtrage idéal. Nous choisissons donc un filtre passe-bas du troisième ordre de type Chebyshev avec une ondulation de 0.5 dB dans la bande.

IV. Simulations

Nous considérons le pire cas suivant : le désaccord de phase est tel que $|\varphi_1| = |\varphi_2| = 2.5^\circ$, le désaccord de gain vaut $\Delta_A = 0.05$, et les fuites des mélangeurs sont fixées à 30 dB. Ce pire cas est appliqué à tous les mélangeurs simple bande. Les simulations sont de type « Harmonic Balance » et ont été réalisées grâce au logiciel « Advanced Design System ». La fréquence la plus affectée par les remontées des fréquences parasite est la fréquence à 8712 MHz provenant du mélange de la fréquence principale à 9240 MHz avec 528 MHz. Cette constatation est logique puisque la fréquence principale à 9240 MHz est générée grâce à trois mélanges simple bande consécutifs cascades ainsi les effets des fréquences parasites. La transposition de la fréquence à 9240 MHz à 8712 MHz implique un dernier mélange simple bande augmentant ainsi le niveau de puissance des fréquences parasites. La figure 6 donne le spectre de la sortie en phase et en quadrature de la fréquence générée à 8712 MHz, la fréquence principale correspondant à 0 dBc. Les puissances des fréquences parasites des voies en phase et en quadrature se situent respectivement à 24.1 dB et 27.1 dB en dessous de la puissance de la fréquence désirée.

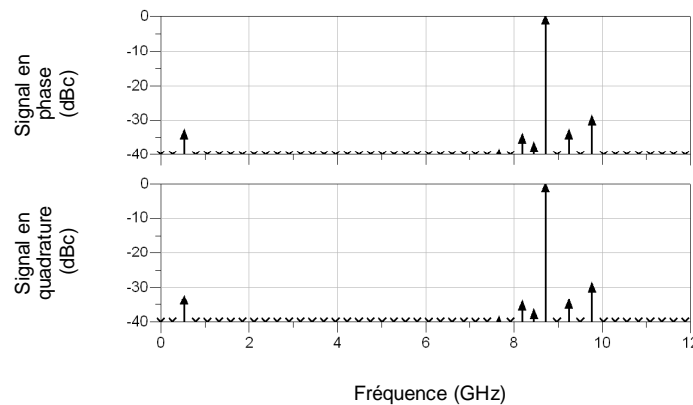


Figure 6 : Spectre de la sortie en phase et en quadrature de la fréquence générée à 8712 MHz.

Le bruit de phase est simulé grâce à la simulation de type « Alternative Current » et avec des bruits de phase réalistes provenant des spécifications des oscillateurs à quartz et VCO intégrés. Quelle que soit la fréquence à générer, le bruit de phase obtenu ne dépasse pas -105 dBc/Hz à 1 MHz.

V. Conclusions

Nous avons proposé un synthétiseur de fréquence sur 14 bandes pour les communications MB-OFDM qui est moins complexe à réaliser que les synthétiseurs proposés à ce jour dans la littérature. Notre étude paramétrique a permis de trouver des spécifications peu contraignantes sur les circuits pour répondre au cahier des charges imposé par la norme.

Références:

- [1] A. Batra, « *MultiBand OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a* », September 14, 2004.
- [2] C. Mishra, A. Valdes-Garcia, F. Bahmani, A. Batra, E. Sanchez-Sinencio and J. Silva-Martinez, « *Frequency Planning and Synthesizer Architectures for MultiBand UWB Radios* », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no.12, pp. 3744-3756, December 2005.
- [3] Che-Fu Liang, Shen-Iuan Liu, Yen-Horng Chen, Tzu-Yi Yang, and Gin-Kou Ma, « *A 14-band Frequency Synthesizer for MB-OFDM UWB Application* », International Solid-State Circuits Conference (ISSCC) 2006, pp. 126-127, Feb. 2006.