

# Implantation optimisée d'un système MIMO-OFDM

CHRISTOPHE LE GUELLAUT, FABIENNE NOUVEL

Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes  
20, avenue des Buttes de Coësmes - 35043 Rennes, France

Christophe.Le-Guellaut@insa-rennes.fr  
Fabienne.Nouvel@insa-rennes.fr

**Résumé** – Les techniques multi-antennes MIMO-OFDM sont pressenties pour les futurs systèmes de téléphonie mobile en raison de leur robustesse et de leur efficacité spectrale. Cependant, la complexité de ces systèmes peut devenir pénalisante quand le nombre d'antennes du système augmente, notamment à cause du nombre d'instances de FFT présentes. Pour remédier à l'augmentation de cette complexité, cet article présente l'optimisation d'un émetteur MIMO-OFDM générique permettant de n'utiliser qu'un seul bloc IFFT quel que soit le nombre d'antennes d'émission  $N_t$ . L'exemple d'un système MIMO 2x2 implanté sur un FPGA Virtex-2 montre un gain en terme de ressources proche de 2. Plus généralement, l'optimisation n'utilisant qu'une seule IFFT pour  $N_t$  antennes, le gain attendu est proche de  $N_t$ .

**Abstract** – MIMO-OFDM multi-antennas techniques are well suited for next generation mobile phone networks due to their robustness and their spectral efficiency. However, the complexity of those systems may lead to impractical designs when the number of transmit antennas grows, mainly because of the number of IFFT instances. To deal with this complexity growth, this article proposes an optimization of the MIMO-OFDM transmitter, leading to the implementation of only one IFFT block whatever the number  $N_t$  of transmit antennas is. An example of a MIMO 2x2, implemented on a Virtex-2 FPGA leads to a gain close to 2. More generally, for a given number  $N_t$  of transmit antennas, expected gain is close to  $N_t$ .

## 1 Introduction

Les techniques MIMO (Multiple Input - Multiple Output) connaissent un essor important ces dernières années. La dimension spatiale permet de réaliser du multiplexage pour répondre aux fortes contraintes de débit des applications multimédia. Cette dimension spatiale peut également être exploitée pour profiter de la diversité, auquel cas on favorise la robustesse de la liaison. On utilise pour cela des techniques de codage appropriées comme le codage temps-espace. Les techniques MIMO sont déjà utilisées dans les systèmes 802.11n [1].

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est classiquement utilisé dans les systèmes où le canal de propagation est fortement sélectif en fréquence sur la bande considérée. L'OFDM utilise un ensemble de sous-porteuses pour transmettre les informations (multiplexage fréquentiel). L'OFDM est implanté efficacement par une transformée de Fourier inverse (IFFT : Inverse Fast Fourier Transform). On retrouve cette technique dans les systèmes 802.11a/g et ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line).

La combinaison du MIMO et de l'OFDM permet d'exploiter les avantages des deux méthodes : la robustesse de la liaison sur des canaux sélectifs en fréquence pour l'OFDM et la robustesse sur des canaux non corrélés en espace pour les MIMO avec codage. Le schéma de codage MIMO utilisé dans le système considéré est celui du codage temps-espace en bloc (STBC : Space-Time Block Coding). La combinaison

de ce schéma avec l'OFDM peut aboutir à plusieurs schémas : codage temps-espace (ST), codage fréquence-espace (SF), ou codage temps-fréquence-espace (STF).

Le codage ST consiste à coder des symboles OFDM complets, augmentant à la fois l'hypothèse de stationnarité temporelle du canal et la latence de codage/décodage ; il est donc approprié dans le cas des systèmes « indoor », où le canal varie peu dans le temps. Le codage SF consiste à coder les sous-porteuses d'un symbole OFDM, obligeant à considérer le canal comme constant sur deux-sous-porteuses consécutives, hypothèse réaliste dans le cas de systèmes OFDM sur canaux sélectifs en fréquence. Ces deux types de codage exploitent la diversité spatiale uniquement. Pour pallier ce problème et accéder à une diversité fréquentielle, le codage STF a été introduit pour coder les sous-porteuses d'un symbole OFDM [2].

Cet article traite de la complexité croissante des systèmes de type MIMO-OFDM avec codage en bloc de type ST (STBC-OFDM) dans des canaux « indoor ». Dans le cas des systèmes MIMO-OFDM, la complexité d'un émetteur croît linéairement avec le nombre d'antennes d'émission (par duplication des voies de traitement). Par exemple, pour  $N_t$  antennes d'émission,  $N_t$  calculs de IFFT sont requis (car  $N_t$  blocs OFDM). Cet article propose de diminuer la complexité globale de l'émetteur en optimisant la technique STBC-OFDM.

Dans un premier temps, la section 2 présente le système STBC-OFDM étudié. Puis, un nouveau schéma OFDM-CSTBC est proposé dans la section 3. Enfin, la

dernière section présente nos conclusions sur le schéma proposé.

## 2 Présentation du système

Afin d'exposer clairement le schéma proposé, un système d'émission-réception minimal est introduit Figure 1, composé d'une modulation binaire-à-symbole (« Mapping »), d'un codeur temps-espace STBC de type ST et d'une modulation OFDM, comprenant une IFFT et un préfixe cyclique. Après passage dans le canal MIMO, le récepteur effectue les opérations réciproques : suppression du préfixe cyclique, démodulation OFDM mise en œuvre par une FFT, un décodage STBC et une opération de « démapping ».

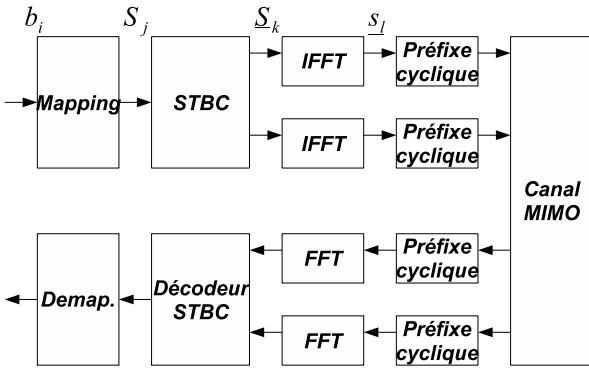


Figure 1 : système STBC-OFDM pour 2 antennes d'émission et 2 antennes de réception (2x2)

On pose  $b_i$ , le train binaire entrant dans le bloc de modulation binaire-à-symbole. Ce bloc réalise l'association de  $n$  bit à un symbole issu d'une constellation (QPSK, 16QAM) créant le train de symboles  $S_j$  de durée symbole  $T_{\text{symb}}$ . Ces échantillons  $S_j$  sont codés par le codeur STBC par groupe de  $N$ , constituant ainsi les vecteurs symboles  $\underline{S}_k$  ( $k = 1, \dots, 4$ ) de temps symbole  $T_s = N \cdot T_{\text{symb}}$ . Ce codage est réalisé par la matrice de codage dérivée de [3] de rendement unité :

$$\begin{bmatrix} \left( \begin{array}{cc} \underline{S}_3 = -\underline{S}_2^* & \underline{S}_1 \\ \underline{S}_4 = \underline{S}_1^* & \underline{S}_2 \end{array} \right) & \begin{array}{c} \text{(Ant 1)} \\ \text{(Ant 2)} \end{array} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

où les lignes représentent les antennes d'émission et les colonnes représentent les instants d'émission ( $t$ ) et ( $t + T_s$ ).

Ensuite, la modulation OFDM calcule la transformée de Fourier inverse des symboles fréquentiels  $\underline{S}_k$  de chaque antenne d'émission et à chaque temps symbole selon la matrice de codage (2). On note alors les symboles temporels obtenus  $s_l$  ( $l = 1, \dots, 4$ ).

$$\begin{bmatrix} \underline{s}_3 = -IFFT(\underline{S}_2^*) & \underline{s}_1 = IFFT(\underline{S}_1) \\ \underline{s}_4 = IFFT(\underline{S}_1^*) & \underline{s}_2 = IFFT(\underline{S}_2) \end{bmatrix} \quad (2)$$

Pour lutter contre l'étalement des retards du canal, un préfixe cyclique constitué des  $N_g$  derniers échantillons de  $\underline{s}_l$  est rajouté en début de  $\underline{s}_l$ .

## 3 Système proposé

### 3.1 Principe de la contribution

La relation (2) montre clairement le calcul d'une IFFT à chaque temps-symbole sur chacune des voies d'émission. Dans [4], l'auteur utilise la propriété de la transformée de Fourier (3) pour simplifier (2) :

$$IFFT(\underline{S}^*) = \tilde{\underline{s}}, \quad (3)$$

où  $\tilde{\underline{s}}$  est défini comme la retournée temporelle de  $\underline{s}$ . La Figure 2 représente cette notion de retournée d'un symbole  $\underline{s}$  de longueur  $N$ .

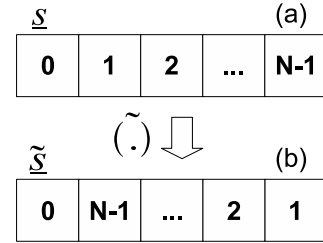


Figure 2 : retournement des échantillons de  $\underline{s}$  : (a) représente le signal temporel d'origine ; (b) représente la retournée de  $\underline{s}$ .

La propriété de la IFFT nous permet de reconstruire les symboles OFDM  $s_3$  et  $s_4$  (resp.), à partir de  $s_2$  et  $s_1$  (resp.), calculés sur la durée symbole précédente. Les calculs de IFFT sur  $s_3$  et  $s_4$  sont alors redondants, et on peut proposer le nouveau schéma de la Figure 3. Ce nouveau schéma est strictement équivalent au schéma classique de la Figure 1. Il intervertit le codeur STBC et le bloc IFFT. La contrepartie est de remplacer le codeur STBC par un codeur CSTBC codant les symboles temporels  $\underline{s}_k$  en sortie du bloc IFFT.

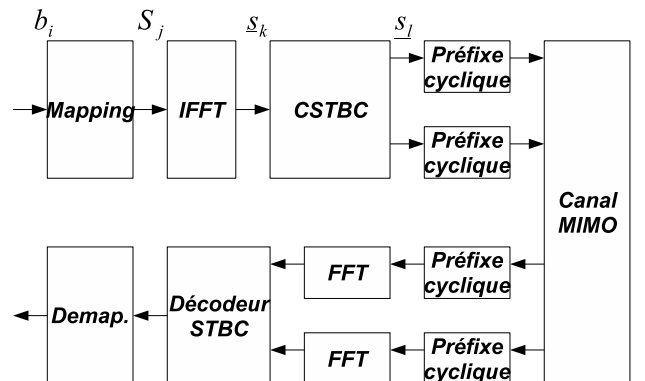


Figure 3 : Nouveau schéma OFDM-CSTBC (2x2)

La matrice de codage est alors la suivante :

$$\begin{bmatrix} \underline{s}_3 = -\tilde{s}_2 & \underline{s}_1 \\ \underline{s}_4 = \tilde{s}_1 & \underline{s}_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

L'architecture du codeur CSTBC est présentée Figure 4. Elle est constituée majoritairement de mémoires pour amorcer le pipeline et de ressources logiques pour gérer les aiguillages (« Switch »). Le gain en terme d'implantation sur cible FPGA Virtex-2 est quantifié dans le Tableau 1. Le bloc IFFT a été synthétisé à partir d'une IP Xilinx paramétrée de la manière suivante :

- Nombre de points de la IFFT :  $N = 256$ ,
- Format des opérands sur 16 bits.

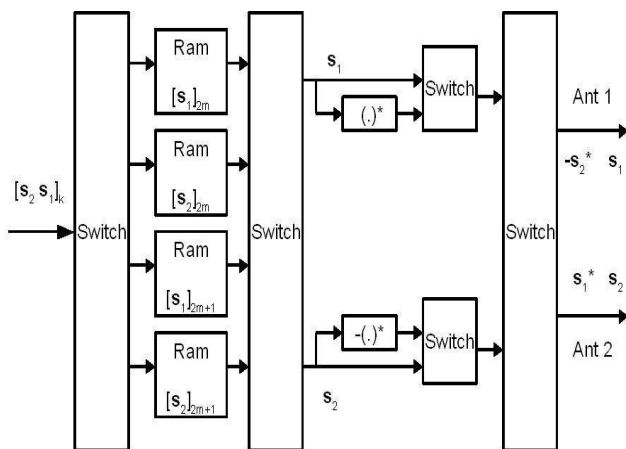


Figure 4 : Schéma du codeur CSTBC proposé

Tableau 1 : Implantation sur cible FPGA Virtex-2 du schéma classique et du schéma proposé

	Slices	Bram 16kb	Mult 18x18
Mapping	21	0	0
IFFT (x1)	2661	19	9
STBC/ CSTBC	218/237	4/4	0/0
PC (x1)	150	1	0
Total Schéma	5861	44	18
Figure 1 Total Schéma	3219	25	9
Figure 3 <b>Réduction de complexité</b>	<b>-45 %</b>	<b>-43 %</b>	<b>-50 %</b>

### 3.2 Intérêt de la contribution

Cette optimisation a été présentée pour 2 antennes d'émission, mais peut être généralisée à un nombre quelconque d'antennes d'émission  $N_t$ . Elle permet de n'utiliser qu'une seule IFFT quel que soit le nombre d'antennes d'émission. En conséquence, les ressources nécessaires sont fortement diminuées vis-à-vis d'un système classique, ce qui favorise une implantation sur cible matérielle (FPGA). La consommation électrique du système est par extension également diminuée.

Cependant, le gain non négligeable de la méthode proposée doit être remis dans le contexte du système minimal considéré. Pour un système réel nécessitant des fonctions supplémentaires après la modulation MIMO-OFDM (par exemple, une translation en fréquence, un filtrage), la réduction de la complexité sera moins importante.

Notons également que si la méthode a été présentée dans le contexte d'une implantation, elle est également valable pour la simulation de systèmes. Car l'optimisation proposée permet de n'instancier qu'une seule instance d'IFFT, et permet donc de réaliser des simulations systèmes accélérées du point de vue du temps de simulation. Cette méthode peut donc être utilisée dans un contexte logiciel, pour des simulations Matlab par exemple.

## 4 Conclusions

Un nouveau schéma MIMO-OFDM avec codage temps-espace de type ST a été proposé. Ce schéma permet de n'implanter qu'une seule IFFT à l'émission quel que soit le nombre d'antennes d'émission sans changer les performances en terme de TEB. La diminution des ressources consommées par le schéma (-40% dans le cas 2x2) ainsi que sa plus faible consommation en font un schéma efficace notamment en vue d'une implantation sur une cible de type FPGA.

## 5 Bibliographie

- [1] IEEE Computer Society, « Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications », Technical report, 2007.
- [2] W. Zhang, Xia X.-G. et K. Ben Letaief, « Space-Time/Frequency Coding for MIMO-OFDM in Next Generation Broadband Wireless Systems ». IEEE Wireless Commun. Mag., vol. 14, n°3, pages 32–43, juin 2007.
- [3] S.M. Alamouti, « A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications ». IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, n°8, pages 1451–1458, octobre 1998.
- [4] Jooyeol Yang, et Kyungwhoon Cheun, « Low Complexity Implementation of Alamouti Space-Time Coded OFDM Transmitters ». Communications Letters, IEEE, vol. 8, n°4, pages 229–231, avril 2004.