

# Nouvelle structure codée de modulation spatiale utilisant une signalisation plus rapide que Nyquist.

Bilel RADDADI<sup>1</sup>, Romain TAJAN<sup>2</sup>, Nathalie THOMAS<sup>1</sup>, Charly POUILLIAT<sup>1</sup> Marie-laure BOUCHERET<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Université de Toulouse, INPT/ENSEEIH, IRIT, France  
2 Rue Charles Camichel, 31000 Toulouse, France

<sup>2</sup>IMS UMR 5218, Bordeaux INP, Université de Bordeaux, CNRS, F-33405, Talence, France  
351 Cours de la libération, 33405 Talence cedex, France

{bilel.raddadi, nathalie.thomas, charly.pouilliat, marie-laure.boucheret}@enseeiht.fr  
romain.tajan@ims-bordeaux.fr

**Résumé** – Dans cet article, nous proposons une structure d'émetteur et de récepteur MIMO à base de modulations spatiales à faible complexité qui utilise une signalisation plus rapide que Nyquist. Cette structure est basée sur un schéma multi-antennes avec codage spatial des antennes d'émission dont l'objectif est d'améliorer l'efficacité spectrale. La structure proposée prévoit une forme d'onde circulaire permettant d'éliminer les interférences entre symboles (IES) par une simple égalisation fréquentielle. De plus, cette architecture circulaire nous permet de considérer une turbo-égalisation par échange d'informations extrinsèques entre un égaliseur MMSE et un codeur canal associé.

**Abstract** – In this paper, we propose low complexity transmitter and receiver architectures for Faster Than Nyquist (FTN) signaling based on spatial modulation-multi-input multi-output (SM-MIMO) scheme in order to improve the spectral efficiency. The proposed structure provides a circular waveform allows to migrate inter-symbol interferences (ISI) by a simple frequency equalization. Moreover, this circular architecture allows us to consider a turbo-equalization scheme based on linear MMSE equalization. We can consider low-values for the so-called time acceleration factor  $\tau$  without increasing the complexity of the equalizer.

## 1 Introduction

Dans les systèmes sans fil, les recherches ne cessent de continuer pour augmenter le débit binaire. Compte tenu des contraintes imposées (complexité, coût, etc.) et des ressources limitées (puissance, bande passante, etc.), cet objectif est un véritable défi. À cet effet, l'utilisation de multiples antennes à l'émission et à la réception permet d'augmenter significativement les débits. En effet, les systèmes LTE (Long Term Evolution) et LTE-A (LTE-Advanced) qui utilisent une bande passante qui peut évoluer entre 20 et 100 MHz, peuvent avoir un débit de transmission allant de 500 Mbps à 1 Gbps grâce à la technique multi-antennes MIMO (Multiple Multiple -Output) [1]. Récemment, un schéma MIMO faible complexité fut proposé : le schéma de modulations spatiales (SM) améliore l'efficacité spectrale en utilisant un codage spatiale des antennes. Cependant, le débit de transmission offert par le schéma SM est toujours inférieur par rapport aux autres techniques MIMO utilisant le multiplexage spatial. De même, bien que le schéma codé STBC-SM (Space Time Block Coded SM STBC-SM) a été proposé pour maximiser le gain de diversité [2], le débit de transmission de STBC-SM reste plus faible que d'autres techniques MIMO utilisant le multiplexage spatial. Dans cet article, nous proposons une structure modifiée de transmission utilisant la modulation spatiale (SM). Cette structure utilise une signalisation plus rapide que Nyquist (FTN) pour améliorer l'efficacité spectrale du système et ainsi le débit de transmission. La structure proposée est nommée SS SC-OFDM-SM (Sprectrally Shaped SC-OFDM-SM). Un système qui utilise une signalisation FTN, est un système qui envoie les données en forme d'impulsions plus rapidement que le critère de Nyquist ce qui

provoque l'apparition des IES (interférences entre symboles) même en absence du canal de transmission. La structure proposée comprend une mise en forme circulaire. Cette forme d'onde circulaire est appropriée pour mitiger l'IES par une simple égalisation dans le domaine fréquentiel (FDE). En outre, le choix de cette forme d'onde mono-porteuse vise à utiliser une seule chaîne RF à l'émission, c'est-à-dire une seule et unique antenne qui se charge de transmettre les données à chaque durée symbole. Ce travail exploite la technique présentée dans [5] dans un contexte multi-antennes et en considérant les canaux sélectifs. L'intervalle de temps qui sépare deux impulsions successives, normalisé à l'intervalle de Nyquist s'appelle le facteur d'accélération du temps et est noté  $\tau$ . Sa valeur est comprise entre 0 et 1. Il est prouvé dans [5] qu'avec l'utilisation d'une forme d'onde circulaire, il est possible d'atteindre de faibles valeurs facteur d'accélération sans dégrader trop les performances du système tout en garantissant un accroissement de l'efficacité spectrale.

Le reste de ce papier est organisé comme suit. La Section 2 présente le modèle du système, y compris la structure proposée, ainsi qu'une description des algorithmes du récepteur. Dans la Section 3, les résultats de la simulation donnent une analyse de la performance de réception en fonction des différentes valeurs de  $\tau$  du système FTN. Enfin, la Section 4 conclut ce papier.

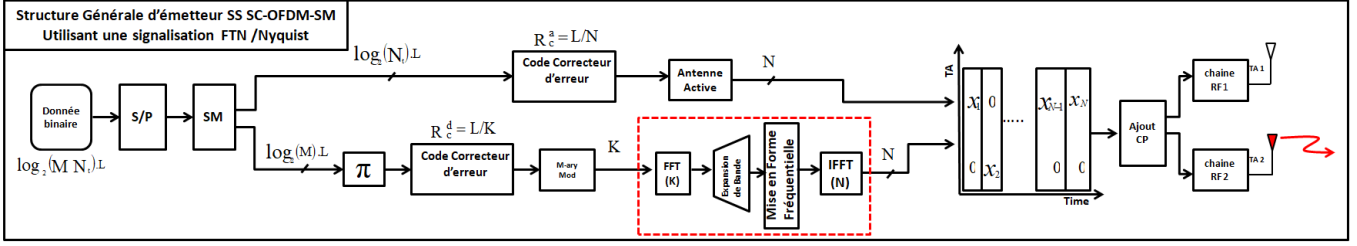


FIGURE 1 – Structure de l'émetteur du schéma proposé.

## 2 Système proposé

### 2.1 Emetteur

Dans ce papier, nous considérons un système de communication multi-antenne (MIMO) avec  $N_t$  antennes de transmission et  $N_r$  antennes de réception. La structure proposée est donnée dans la Fig.1. Considérons une suite aléatoire de bits transmise sous forme de trames sur un canal Rayleigh MIMO. Disposant d'une bande passante de Nyquist notée  $B_h = \frac{1+\beta}{T_h}$ , un ordre de modulation noté  $M$ , une durée symbole notée  $T_s = \tau T_h$  (avec  $\tau \in [0, 1]$ ) et un certain nombre  $P$  de sous-trames qui construisent une seule trame, alors la durée de chaque trame est  $P.L.T_s$ , où  $L$  est le nombre de symboles par sous-trame. Chaque sous-trame contient  $\log_2(M.N_t).L$  bits.

Selon la structure proposée, pour chaque sous-trame numérotée  $p$ , l'émetteur divise les bits entrants en deux blocs ;

- Les premiers  $\log_2(N_t).L$  bits vont passer par un premier code correcteur de rendement  $R_c^a$ . À la sortie,  $\log_2(N_t).N$  bits sont générés ( $N = \frac{L}{R_c^a}$ ). Ensuite, ces bits subissent un mapping pour générer une séquence  $[a_{p,1}, a_{p,2}, \dots, a_{p,N}]$  ( $a_{p,n} \in \{1, \dots, N_t\}$ ) contenant des numéros d'antennes sélectionnées afin de transporter l'information à chaque période notée  $T_x$ .
- Les derniers  $\log_2(M).L$  bits vont passer par un deuxième code correcteur d'erreurs de rendement  $R_c^d$  avant d'être entrelacés pour ensuite être modulés. Le résultat est une séquence  $[s_{p,1}, s_{p,2}, \dots, s_{p,K}]$  de  $K = \frac{L}{R_c^d}$  symboles appartenant à une constellation de taille  $M$  ( $s_{p,k} \in \{c_1, c_2, \dots, c_M\}$ ). Cette dernière séquence est sur-échantillonnée par un facteur d'échantillonnage  $F_s = \frac{N}{K} \geq 1$  avant de passer par une forme d'onde circulaire générée par un filtre temporel  $h_e(t)$ . Comme résultat, nous avons une séquence  $[x_{p,1}, x_{p,2}, \dots, x_{p,K}]$  qui peut être écrite sous une forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_{p,1} \\ x_{p,2} \\ \vdots \\ x_{p,N} \end{bmatrix} = \mathbf{F}_N^H \underbrace{\text{diag}(\mathbf{H}_e) \cdot [\mathbf{I}'', \mathbf{I}_K, \mathbf{I}']^T}_{\mathbf{A}} \cdot \mathbf{F}_K \cdot \begin{bmatrix} s_{p,1} \\ s_{p,2} \\ \vdots \\ s_{p,K} \end{bmatrix} \quad (1)$$

avec,  $\mathbf{F}_K$  et  $\mathbf{F}_N$  sont deux matrices de Fourier de tailles respectivement  $K$  et  $N$  vérifiant,  $\mathbf{F}_K^H \cdot \mathbf{F}_K = \mathbf{I}_K$  et  $\mathbf{F}_N^H \cdot \mathbf{F}_N = \mathbf{I}_N$ . Les matrices  $\mathbf{I}_K$  et  $\mathbf{I}_N$  sont deux matrices identité ayant respectivement  $K$  et  $N$  colonnes. De plus,  $\mathbf{I}'$  et  $\mathbf{I}''$  sont deux  $K \times \frac{N-K}{2}$  matrices contenant respectivement les premiers et les derniers  $\frac{N-K}{2}$  colonnes de la matrice identité  $\mathbf{I}_K$ . Dans le cas général,  $\mathbf{H}_e = [H_e(0), H_e(1), \dots, H_e(N-1)]$  est tel que

$$H_e(n) = \sum_{i=0}^{N-1} h_e(i.T_x) \exp(-2\pi j f_n i T_x). \quad (2)$$

Par conséquent, la matrice résultante  $\mathbf{A} = \text{diag}(\mathbf{H}_e) \cdot [\mathbf{I}'', \mathbf{I}_K, \mathbf{I}']^T$  est la matrice de mise en forme dans le domaine fréquentiel. La matrice  $\mathbf{A}$  et une matrice particulière qui vérifie :

$$\mathbf{A}^H \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \dots & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_K \end{bmatrix} \quad (3)$$

En utilisant la séquence des numéros des antennes  $[a_{p,1}, a_{p,2}, \dots, a_{p,N}]$  et la séquence des données  $[x_{p,1}, x_{p,2}, \dots, x_{p,N}]$ , un simple codage des antennes est utilisé ; à chaque période  $T_x$ , une seule antenne parmi toutes les antennes d'émission ayant le numéro  $a_{p,n}$  est désignée pour transporter le symbole  $x_{p,n}$ . Ceci peut être modélisé par une équation matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_{1,n} \\ X_{2,n} \\ \vdots \\ X_{N_t,n} \end{bmatrix} = x_{p,n} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0}_{1 \times (a_{p,n}-1)} \\ 1 \\ \mathbf{0}_{1 \times (N_t-a_{p,n})} \end{bmatrix}}_{\mathbf{e}_{a_{p,n}}} = x_{p,n} \cdot \mathbf{e}_{a_{p,n}} \quad (4)$$

À la fin de la sélection d'antenne, un préfixe cyclique de taille  $N_g$  est ajouté.

### 2.2 Récepteur

À la réception, le signal reçu par les  $N_r$  antennes réceptrices est égalisé dans le domaine fréquentiel. Tout d'abord, le signal reçu est transformé dans le domaine fréquentiel. Ensuite, en supposant la connaissance parfaite de la réponse fréquentielle du canal Rayleigh MIMO, une égalisation selon le critère de minimum d'erreur quadratique moyenne (MMSE) est considérée à chaque période  $T_x$ . Enfin, à la sortie de l'égaliseur, le signal est transformé dans le domaine temporel. Comme résultat, nous obtenons une séquence spatiale à chaque période  $T_x$ . Cette séquence peut-être écrite sous une forme matricielle comme suit :

$$\mathbf{r}_n = \begin{bmatrix} r_{1,n} \\ r_{2,n} \\ \vdots \\ r_{N_t,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{1,n} \\ X_{2,n} \\ \vdots \\ X_{N_t,n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{1,n} \\ b_{2,n} \\ \vdots \\ b_{N_t,n} \end{bmatrix} = x_{p,n} \cdot \mathbf{e}_{a_{p,n}} + \begin{bmatrix} b_{1,n} \\ b_{2,n} \\ \vdots \\ b_{N_t,n} \end{bmatrix} \quad (5)$$

avec  $b_{n_i,n}$  est bruit additif Gaussian de variance  $\sigma_b^2$ .

#### 2.2.1 Détection souple bits des antennes actives

Afin de détecter quelle est l'antenne porteuse de l'information, une détection selon le critère de maximum de vraisemblance (MV) est

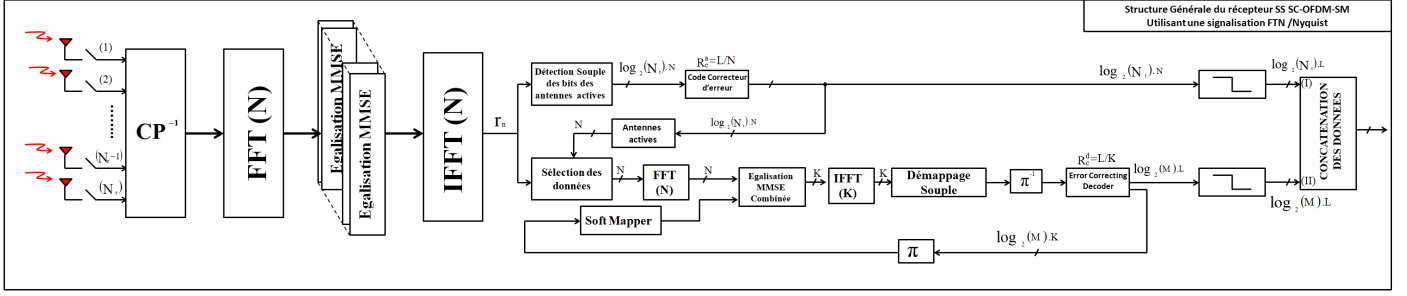


FIGURE 2 – Structure du récepteur du schéma proposé.

considérée. Compte tenu de la présence d'une seule antenne active, le détecteur MV revient à détecter quelle est l'antenne qui présente un maximum d'énergie. À chaque  $T_x$ , la probabilité de détection de chaque antenne émettrice est donnée par l'équation suivante :

$$\Pr(\mathbf{r}_n | a_{p,n} = m) \propto \exp \left( - \frac{\sum_{n_t=1}^{N_t} |r_{n_t,n}|^2 - |r_{m,n}|^2}{\sigma_b^2} \right) \quad (6)$$

En utilisant la probabilité précédente, et en supposant que toutes les antennes émettrices sont équiprobables, des ratios LLR (Log-Likelihood Ratio) sont dérivés et envoyés au décodeur LDPC (Low-Density Parity Check) de rendement  $R_c^a = L/N$  pour générer une information a posteriori dans le but d'améliorer la détection des antennes actives.

## 2.2.2 Processus de détection des bits de constellation

**Sélection des données :** Après l'estimation d'une séquence de  $N$  antennes actives  $[\hat{a}_{p,1}, \hat{a}_{p,2}, \dots, \hat{a}_{p,N}]^T$ , le récepteur collecte les données associées à chaque antenne active estimée. Comme résultat, une séquence de  $N$  symboles  $[\tilde{x}_{p,1}, \tilde{x}_{p,2}, \dots, \tilde{x}_{p,N}]^T$  est obtenue. Cette dernière peut être écrite sous cette forme :

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}_{p,1} \\ \tilde{x}_{p,2} \\ \vdots \\ \tilde{x}_{p,N} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \delta^{(1)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \delta^{(2)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \delta^{(N)} \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}_\delta} \cdot \begin{bmatrix} x_{p,1} \\ x_{p,2} \\ \vdots \\ x_{p,N} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{\hat{a}_{p,1}} \\ b_{\hat{a}_{p,2}} \\ \vdots \\ b_{\hat{a}_{p,N}} \end{bmatrix} \quad (7)$$

avec

$$\delta^{(n)} = \begin{cases} 1, & \text{si } \hat{a}_{p,n} = a_{p,n}. \\ 0, & \text{sinon.} \end{cases} \quad (8)$$

**Domaine fréquentiel :** Après avoir effectué la sélection des symboles, la séquence sélectionnée est transformée dans le domaine fréquentiel. En utilisant (1), la séquence résultante peut être exprimée sous la forme matricielle suivante :

$$\mathbf{y}_p = \mathbf{F}_N \cdot \begin{bmatrix} \tilde{x}_{p,1} \\ \tilde{x}_{p,2} \\ \vdots \\ \tilde{x}_{p,N} \end{bmatrix} = \underbrace{\mathbf{F}_N \cdot \mathbf{D}_\delta \cdot \mathbf{F}_N^H}_{\mathbf{D}'_\delta} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{F}_K \cdot \begin{bmatrix} s_{p,1} \\ s_{p,2} \\ \vdots \\ s_{p,K} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{b}_{\hat{a}_{p,1}} \\ \tilde{b}_{\hat{a}_{p,2}} \\ \vdots \\ \tilde{b}_{\hat{a}_{p,N}} \end{bmatrix} \quad (9)$$

**Égalisation itérative :** Pour égaliser la séquence  $\mathbf{y}_p$  et éliminer l'interférence entre symboles qui vient de l'utilisation d'une signalisation FTN, l'égaliseur suppose la détection parfaite des antennes actives. En appliquant une égalisation selon le critère MMSE, l'expression de l'égaliseur linéaire à l'itération  $(i-1)$  est donnée comme suit :

$$\mathbf{W}_{\text{MMSE}}^{(i-1)} = \kappa^{(i-1)} \cdot \left[ \bar{\mathbf{v}}_s^{(i-1)} \cdot \mathbf{A}^H \mathbf{A} + \frac{N\sigma_b^2}{K} \mathbf{I}_K \right]^{-1} \cdot \mathbf{A}^H \quad (10)$$

À l'itération  $(i-1)$ , en disposant d'une information extrinsèque à la sortie d'un code correcteur d'erreurs notée  $L_{e,2}^{(i-1)}(\tilde{\mathbf{c}}_p^d)$ , le bloc "Soft Mapper" (présenté dans la Fig.2) génère une séquence  $\bar{\mathbf{s}}_p^{(i-1)} = [\bar{s}_{p,1}^{(i-1)}, \bar{s}_{p,2}^{(i-1)}, \dots, \bar{s}_{p,K}^{(i-1)}]^T$  et calcule une quantité  $\bar{v}_s^{(i-1)}$ . L'expression de  $\bar{s}_{p,k}^{(i-1)}$  et  $\bar{v}_s^{(i-1)}$  est donnée par les équations suivantes :

$$\bar{s}_{p,k}^{(i-1)} = \sum_{q=1}^M \Pr \left\{ s_{p,k} = c_q | L_{e,2}^{(i-1)}(\tilde{\mathbf{c}}_p^d) \right\} \cdot c_q \quad (11)$$

$$\bar{v}_s^{(i-1)} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left[ \sum_{q=1}^M \Pr \left\{ s_{p,k} = c_q | L_{e,2}^{(i-1)}(\tilde{\mathbf{c}}_p^d) \right\} \cdot |c_q - \bar{s}_{p,k}^{(i-1)}|^2 \right] \quad (12)$$

À chaque itération  $(i-1)$ , la séquence  $\bar{\mathbf{s}}_p^{(i-1)}$  et la quantité  $\bar{v}_s^{(i-1)}$  sont envoyées à l'égaliseur MMSE. Disposant de la valeur de quantité  $\bar{v}_s^{(i-1)}$ , la valeur de  $\kappa^{(i-1)}$  est dérivée par l'équation suivante :

$$\kappa^{(i-1)} = \frac{\bar{v}_s^{(0)}}{1 + \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \frac{\lambda_k (\bar{v}_s^{(0)} - \bar{v}_s^{(i-1)})}{\lambda_k \bar{v}_s^{(i-1)} + \frac{N\sigma_b^2}{K}}} \quad (13)$$

Pour la même itération  $(i-1)$ , l'égaliseur MMSE génère à la sortie une séquence égalisée  $\mathbf{z}_p^{(i-1)} = [z_{p,1}^{(i-1)}, z_{p,2}^{(i-1)}, \dots, z_{p,K}^{(i-1)}]^T$  sous l'expression suivante :

$$\mathbf{z}_p^{(i-1)} = \mathbf{W}_{\text{MMSE}}^{(i-1)} \cdot (\mathbf{y}_p - \mathbf{A} \cdot \mathbf{F}_K \cdot \bar{\mathbf{s}}_p^{(i-1)}) + \alpha^{(i-1)} \cdot \mathbf{F}_K \cdot \bar{\mathbf{s}}_p^{(i-1)} \quad (14)$$

avec,

$$\alpha^{(i-1)} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \frac{\lambda_k \kappa^{(i-1)}}{\lambda_k \bar{v}_s^{(i-1)} + \frac{N\sigma_b^2}{K}} \quad (15)$$

**Domaine temporel :** Après avoir effectué l'égalisation dans le domaine fréquentiel, la séquence obtenue  $\mathbf{z}_p^{(i-1)}$  sera transformée dans le domaine temporel. Le résultat obtenu est une séquence  $\tilde{\mathbf{s}}_p^{(i-1)}$  de  $K$  symboles exprimée sous cette forme [4] :

$$\tilde{\mathbf{s}}_p^{(i-1)} = \begin{bmatrix} \tilde{s}_{p,1}^{(i-1)} \\ \tilde{s}_{p,2}^{(i-1)} \\ \vdots \\ \tilde{s}_{p,K}^{(i-1)} \end{bmatrix} = \mathbf{F}_K^H \cdot \begin{bmatrix} z_{p,1}^{(i-1)} \\ z_{p,2}^{(i-1)} \\ \vdots \\ z_{p,K}^{(i-1)} \end{bmatrix} = \alpha^{(i-1)} \cdot \begin{bmatrix} s_{p,1} \\ s_{p,2} \\ \vdots \\ s_{p,K} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{p,1} \\ w_{p,2} \\ \vdots \\ w_{p,K} \end{bmatrix} \quad (16)$$

avec  $w_{p,k}$  est bruit additif complexe et centré de variance  $\sigma_w^2 = \alpha^{(i-1)} \cdot (1 - \alpha^{(i-1)}) \cdot \bar{v}_s^{(0)}$  [4].

**Mise à jour de l'information extrinsèque  $L_{e,2}^{(i-1)}(\tilde{\mathbf{c}}_p^d)$  :** À chaque itération ( $i - 1$ ), disposant de la séquence  $\tilde{\mathbf{s}}_p^{(i-1)}$ , le bloc "Soft Demapper" (présenté dans la Fig.2) génère une séquence d'information à posteriori notée  $L_{a,1}^{(i-1)}(\tilde{\mathbf{c}}_p^d)$ . À partir de cette dernière, une séquence d'information extrinsèque notée  $L_{e,1}^{(i-1)}(\tilde{\mathbf{c}}_p^d)$  est déduite comme suit :

$$L_{e,1}^{(i-1)}(\tilde{\mathbf{c}}_p^d) = L_{a,1}^{(i-1)}(\tilde{\mathbf{c}}_p^d) - L_{e,2}^{(i-1)}(\tilde{\mathbf{c}}_p^d) \quad (17)$$

Toujours à l'itération ( $i - 1$ ), une fois obtenue, la séquence d'information extrinsèque  $L_{e,1}^{(i-1)}(\tilde{\mathbf{c}}_p^d)$  sera envoyée à un décodeur convolutif. Ce dernier génère une séquence d'information à posteriori notée  $L_{a,2}^{(i-1)}(\tilde{\mathbf{c}}_p^d)$ . Enfin, La mise à jour de l'information extrinsèque  $L_{e,2}^{(i-1)}(\tilde{\mathbf{c}}_p^d)$  pour l'itération ( $i$ ) est donnée par la présente équation :

$$L_{e,2}^{(i)}(\tilde{\mathbf{c}}_p^d) = L_{a,2}^{(i-1)}(\tilde{\mathbf{c}}_p^d) - L_{e,1}^{(i-1)}(\tilde{\mathbf{c}}_p^d) \quad (18)$$

### 3 Résultats de simulation

Dans la Fig.3, nous simulons la performance en terme de TEB de la structure proposée en utilisant un code 2/5 ARJA (Accumulate Repeat Jagged Accumulate) [3] basé sur les codes LDPC pour la détection des bits de sélection des antennes actives et aussi nous utilisons un code convolutif C.C (7, 5)<sub>8</sub> pour la détection des bits de constellation pour la modulation QPSK et la modulation 8-PSK. Dans cette simulation, nous considérons 2 antennes émettrices et 4 antennes réceptrices. Pour la structure FTN, nous considérons  $\tau = 0.4$  et  $\tau = 0.7647$  pour la modulation QPSK.

L'efficacité spectrale maximale du SM-FTN proposé est donnée par l'expression suivante :

$$\eta_{\text{SM-FTN}}^{\max} = \frac{R_c^a \log_2(N_t) + R_c^d \log_2(M) \frac{K}{N}}{(1 + \beta)\tau} \quad (19)$$

Les résultats de simulation présentés dans Fig.3 montrent que pour la même efficacité spectrale, l'utilisation d'une signalisation FTN permet au système de fonctionner à un point de fonctionnement moins faible pour la même efficacité spectrale. Par exemple, pour le cas FTN avec  $\tau = 0.7647$  et utilisant une modulation QPSK, on a la même efficacité spectrale que le cas selon Nyquist utilisant la modulation 8-PSK. Ayant la même efficacité spectrale, on peut constater qu'on peut avoir un TEB de  $10^{-5}$  à 3.1 dB pour le cas QPSK FTN au lieu de 4.3 dB pour le cas 8-PSK selon Nyquist ( $\tau = 1$ ).

Sur la même figure, on constate que le système FTN avec  $\tau = 0.7647$  et utilisant la modulation QPSK, arrive à avoir à peu près les mêmes

performances en terme de TEB comparé au même système selon Nyquist ( $\tau = 1$ ). Par contre, pour  $\tau = 0.4$ , on voit que la dégradation des performances en terme de TEB ne devient plus négligeable en comparant au système Nyquist utilisant la modulation QPSK.

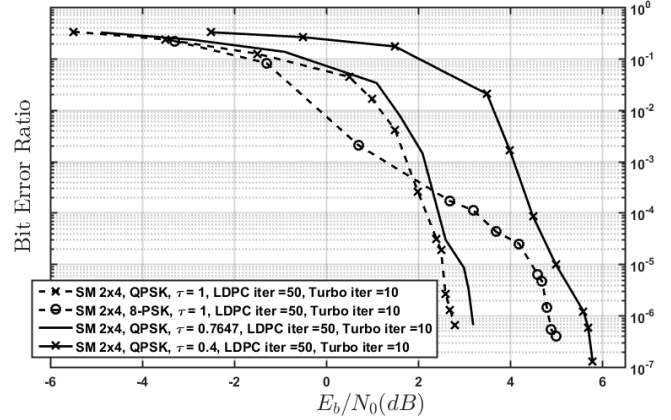


FIGURE 3 – Performance en terme de TEB de la structure proposée en utilisant un code 2/5 ARJA basé sur les codes LDPC pour les bits de sélection des antennes et un code convolutif C.C (7, 5)<sub>8</sub> pour la turbo-égalisation. ( $\beta = 0.15$ )

### 4 Conclusion

Dans cet article, nous proposons une nouvelle structure circulaire d'émetteur-récepteur MIMO basée sur le codage spatial des antennes et qui utilise la signalisation FTN. Ensuite, en considérant une détection itérative basée sur une turbo égalisation, il est possible d'avoir des valeurs faibles de  $\tau$  sans augmenter la complexité de l'égaliseur. Ainsi, avec cette structure proposée, nous pouvons atteindre des valeurs élevées d'efficacité spectrale et ainsi nous pouvons augmenter le débit binaire pour la même bande passante réservée.

### Références

- [1] D. Astely, E. Dahlman, A. Furuskar, Y. Jading, M. Lindstrom, and S. Parkvall. LTE : the evolution of mobile broadband. volume 47, pages 44–51, April 2009.
- [2] E. Basar, U. Aygolu, E. Panayirci, and H. V. Poor. Space-time block coded spatial modulation. *IEEE Transactions on Communications*, 59(3) :823–832, March 2011.
- [3] D. Divsalar, S. Dolinar, and C. Jones. Low-rate ldpc codes with simple protograph structure. In *Proceedings. International Symposium on Information Theory, 2005. ISIT 2005.*, pages 1622–1626, Sept 2005.
- [4] C. Laot, R. Le Bidan, and D. Leroux. Low-complexity MMSE turbo equalization : a possible solution for EDGE. volume 4, pages 965–974, May 2005.
- [5] R. Tajan, C. Poulliat, and M. L. Boucheret. Circular Faster than Nyquist : Transmitter and iterative receiver design. In *2016 9th International Symposium on Turbo Codes and Iterative Information Processing (ISTC)*, pages 241–245, Sept 2016.