

Performance du codage spatio-temporel en treillis pour les modulations 4PSK et 8PSK

Andrianaivondriaka N. A.¹, Andriamanalina A. N.², Randriamitantsoa A. A.³

Laboratoire de Recherche - Télécommunication, Automatique, Signal et Images (LR-TASI)

Equipe d'Accueil Doctorale en Télécommunication, Automatique, Signal et Images (EAD-TASI)

Ecole Doctorale en Sciences et Techniques de l'Ingénierie et de l'Innovation (ED-STII)

Université d'Antananarivo

BP 1500, Ankatso – Antananarivo 101 – Madagascar

¹*zidanirinalain@yahoo.com*, ²*andonirinabe@gmail.com*, ³*andriau23@gmail.com*

Résumé

La diversité de réception est une méthode pour réduire les effets destructeurs et corrompus d'évanouissement due au multi-trajet ou à l'interférence d'autres utilisateurs, mais l'incorporation de ce type de diversité dans les combinés mobiles est indésirable en raison de l'augmentation possible de la consommation d'énergie, la taille et le coût.

Les codes spatio-temporels en treillis (STTC) ont été développés en tant que moyen de communication de haut débit, de largeur de bande et d'efficacité énergétique sur les canaux sans fil Rayleigh et Rice. Les STTC peuvent obtenir un avantage en termes de diversité en plaçant la charge de la diversité sur la station de base (BS) et donc en laissant la station mobile (MS) maintenir sa mobilité et sa praticité.

Dans cet article, un codeur et un décodeur Viterbi sont mis en œuvre pour simuler la performance des STTC dans une diversité de second ordre (deux antennes d'émission et une antenne de réception), l'environnement de fading de Rayleigh. On étudie les cas spécifiques des codes 4PSK (Phase Shift Keying) à 4, 8 et 16 états et les codes 8PSK à 8 états.

Mots clés : STTC, Rayleigh, 4PSK, 8PSK, diversité

Abstract

Receive diversity is one method for reducing the destructive and corrupting effects of fading due to multipath or interference from other users, but incorporating this type of diversity in mobile handsets is undesirable due to the possible increase in power consumption, size, and cost.

Space-Time Trellis Codes (STTCs) were developed as a high data rate, bandwidth and power-efficient method of communication over wireless Rayleigh and Rician fading channels. STTCs can achieve a diversity advantage by placing the diversity burden on the BS, and hence leaving the MS to maintain its mobility and practicality.

In this paper, an encoder and Viterbi decoder are implemented to simulate the performance of STTCs in a second order diversity (two transmit and one receive antennas), Rayleigh fading environment. The specific cases of 4-, 8-, and 16-State 4PSK codes, and the 8-State 8PSK codes are studied.

Keywords : STTC, Rayleigh, 4PSK, 8PSK, diversity

1. Introduction

Les STTC sont basés sur des structures de treillis bien définies et peuvent donc être décodés en utilisant des techniques de décodage à décision souple au niveau du récepteur, tel que le décodage de Viterbi. La modulation STTC a proposé une conception conjointe de la codification, de la modulation et de la diversité d'émission pour les canaux d'évanouissement de Rayleigh.

Les critères de conception ont été déterminés par les matrices de distance construites à partir de paires de mots de code distincts. Le classement minimal des matrices de distance a été utilisé pour déterminer le gain de diversité et la distance minimale des matrices de distance a été utilisée pour déterminer le gain de codage [6]. Le modèle du système STTC pour la modulation est illustré à la figure 01.

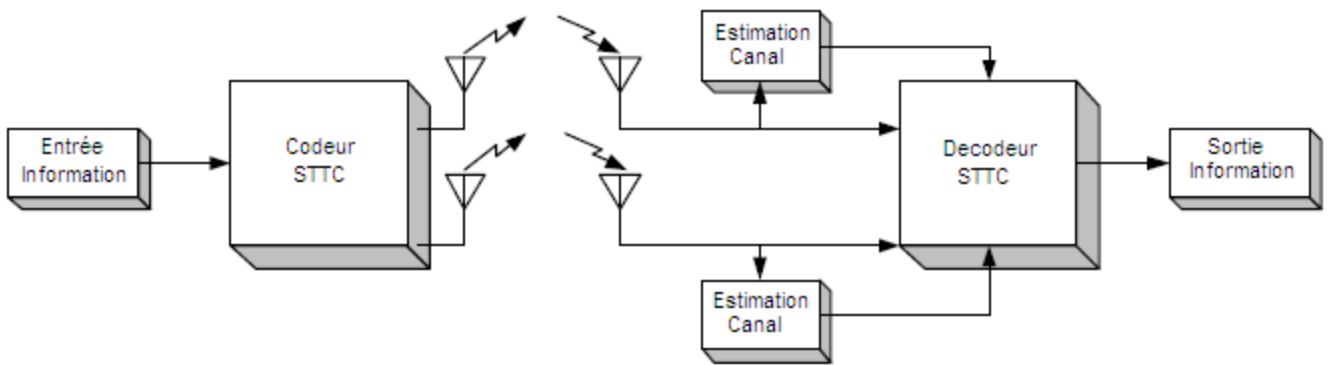


Figure 01 : Système du codage spatio-temporel en treillis

2. Critère de performance

Considérons le mot de code STTC

$$c = c_1^1 c_1^2 c_1^3 \dots c_1^n c_2^1 c_2^2 \dots c_2^n \dots c_L^1 c_L^2 \dots c_L^n \quad (01)$$

qui est transmis dans une trame de longueur L à partir des n antennes d'émission, et le mot de code erroné est

$$e = e_1^1 e_1^2 e_1^3 \dots e_1^n e_2^1 e_2^2 \dots e_2^n \dots e_L^1 e_L^2 \dots e_L^n \quad (02)$$

Afin d'atteindre l'ordre maximal de la diversité $m \cdot n$ (m : antenne de réception et n : antenne d'émission), la matrice différentielle ($n \times L$)

$$B(c, e) = \begin{bmatrix} e_1^1 - c_1^1 & e_2^1 - c_2^1 & \dots & e_L^1 - c_L^1 \\ e_1^2 - c_1^2 & e_2^2 - c_2^2 & \dots & e_L^2 - c_L^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_1^n - c_1^n & e_2^n - c_2^n & \dots & e_L^n - c_L^n \end{bmatrix} \quad (03)$$

doit être pleine pour les mots de code c et e . Si $B(c, e)$ a un rang minimum r sur l'ensemble des paires de mots de code distincts, alors une diversité de $r \cdot m$ est obtenue.

Soit $A(c, e) = B(c, e) B^*(c, e)$ la matrice de distance, où $B^*(c, e)$ est l'hermitienne de $B(c, e)$.

Le rang de A est r , le noyau a une dimension minimale $n-r$, et exactement les valeurs propres $n-r$ de A sont zéro. Les valeurs propres non nulles de A peuvent être notées par $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_r$.

En supposant une information d'état de canal (Channel State Information CSI) parfaite, la probabilité de transmission c et de décision en faveur de e au décodeur est donnée par [1] [6]

$$P(c \rightarrow e | h_{ij}) \leq \exp(-d^2(c, e) \frac{E_s}{4N_0}) \quad (04)$$

avec $i = 1, 2, \dots, n$ et $j = 1, 2, \dots, m$

Où $\frac{N_0}{2}$ est la variance du bruit par dimension et $d^2(c, e)$ est la distance euclidienne

$$d^2(c, e) = \sum_{j=1}^m \sum_{t=1}^l \left| \sum_{i=1}^n h_{ij} (c_t^i - e_t^i) \right|^2 \quad (05)$$

La probabilité d'erreur par paire (PEP) donnée par

$$P(c \rightarrow e) \leq \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-m} \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-m} \quad (06)$$

Pour obtenir les meilleures performances pour un système donné, nous devrions satisfaire aux critères de rang et de déterminant.

2.1 Critère de rang

Maximiser le gain de diversité donné par $r \cdot m$, ou maximiser sur toutes les paires de mots de code possibles c et e le rang minimum de la matrice $A(c,e)$. Le rang minimum de la matrice A pris sur toutes les paires de mots de code est également appelé le rang du code.

Pour illustrer ce critère, on considère un système 4PSK dans lequel le mot de code transmis est $c = 220313$ et un mot de code erroné que le récepteur peut décider en faveur de $e = 330122$. Dans cet exemple, $n = 2$ et $L = 3$. La matrice différentielle 2×3 est

$$B(c, e) = \begin{vmatrix} -j - (-1) & 1 - 1 & -1 - j \\ -j - (-1) & j - (-j) & -1 - (-j) \end{vmatrix} \quad (07)$$

$$= \begin{vmatrix} 1 - j & 0 & -1 - j \\ 1 - j & 2j & j - 1 \end{vmatrix}$$

Le rang de $B(c, e)$ et $A(c, e)$ est 2. Pour un système de diversité de $n = 2$ antennes d'émission et $m = 1$ antenne de réception, le gain en diversité est alors 2.

2.2 Critère du déterminant

Maximiser le gain de codage spécifié par $(\lambda_1 \lambda_2 \lambda_3 \lambda_4 \dots \lambda_r)^{1/r}$, où $\lambda_1 \lambda_2 \lambda_3 \lambda_4 \dots \lambda_r$ est la valeur absolue de la somme des déterminants de tous les cofacteurs principaux ($r \times r$) de A . Si le rang plein $r = n$ est réalisable, il équivaut à maximiser le déterminant de $A(c,e)$ pris en charge toutes les paires de mots de code possibles c et e [6]. En utilisant les mêmes données de l'exemple

de critère de rang, les valeurs propres de la matrice A sont

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= -2.2679 - 3j, \\ \lambda_2 &= -5.7321 - 3j, \end{aligned} \quad (08)$$

Avec $r = 2$, le gain de codage pour ce mot de code particulier est alors 4.9327.

3. Construction du code pour système 4PSK

Les STTC peuvent être représentés et analysés sous forme de treillis ou par leur matrice génératrice G . Par exemple, considérons la constellation de signaux 4PSK représentée sur la figure 02, où les points de signal sont désignés par 0, 1, 2 et 3.

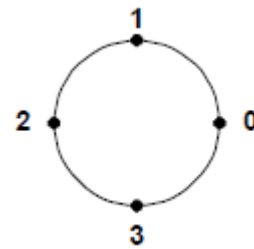


Figure 02 : Constellation du signal 4PSK.

La structure de Treillis pour 4 états est montrée dans la figure 03 pour un débit de 2 bits/s/Hz.

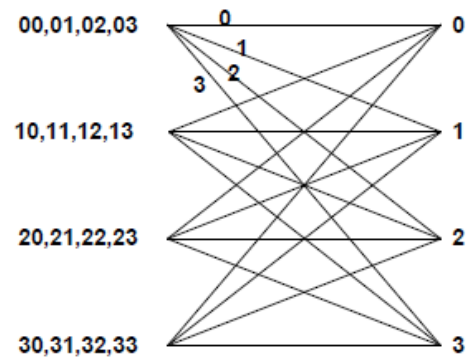


Figure 03 : Diagramme de Treillis 4PSK à 4 états

Le signal d'entrée peut prendre toute valeur de la constellation du signal; elles sont représentées sur le diagramme en treillis sur les branches de transition. En général, pour chaque état, la première branche de transition à l'état 0 résulte de l'entrée 0, la deuxième branche de transition à

l'état 1 résulte de l'entrée 1, et ainsi de suite. La sortie dépend de l'entrée et de l'état actuel. Les états sont étiquetés à droite. Les étiquettes à gauche du treillis représentent les sorties possibles de cet état. La sortie la plus à gauche est supposée être la sortie pour la première branche de treillis pour cet état particulier, et la deuxième étiquette la plus à gauche est supposée être la sortie pour la deuxième branche de treillis pour le même état, et ainsi de suite. Ces hypothèses ont été vérifiées comme correctes et peuvent être tracées manuellement à travers la structure du codeur.

La figure 04 illustre la structure du codeur pour le système 4PSK avec deux antennes de transmission et une antenne de réception.

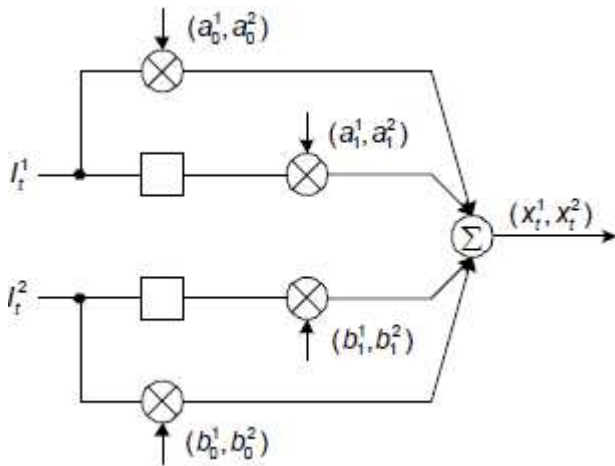


Figure 04 : Structure du codeur 4PSK à 4 états

A l'instant t, deux entrées binaires I_t^1 et I_t^2 sont introduites dans les branches du codeur, t étant le bit MSB (Most Significant Bit). L'ordre de la mémoire des branches supérieure et inférieure est v_1 et v_2 , respectivement, où $v = v_1 + v_2$, et donc le nombre d'états est 2^v . v_i est calculé comme suit

$$v_i = \left\lfloor \frac{v + i - 1}{2} \right\rfloor, i = 1,2 \quad (09)$$

Où $\lfloor x \rfloor$ désigne le plus grand entier inférieur ou égal à x. Pour chaque branche, la sortie est la

somme de l'entrée de courant mise à l'échelle par un coefficient et l'entrée précédente est mise à l'échelle par un autre coefficient. Chacun des différents coefficients dans les couples de coefficients, (a_p^1, a_p^2) et (b_q^1, b_q^2) , appliqués à I_t^1 et I_t^2 , respectivement, où $a_p^i, b_q^i \in \{0,1,2,3\}; i = 1,2; q = 0,1, \dots, v_2; p = 0,1, \dots, v_1$ sont pour chacune des deux antennes d'émission différentes.

La sortie finale du codeur est alors calculée

$$x_t^k = \left[\sum_{p=0}^{v_1} I_{t-p}^1 \cdot a_p^k + \sum_{q=0}^{v_2} I_{t-q}^2 \cdot b_q^k \right] \text{mod} 4, \quad (10)$$

$$k = 1,2$$

x_t^1 et x_t^2 sont transmises simultanément sur la première et la deuxième antenne, respectivement.

Les diagrammes en treillis correspondants pour les codes 8 états et 16 états 4PSK sont représentés sur les figures 05 et 06, pour un débit de 2 bits/s/Hz.

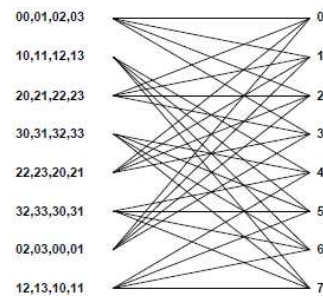


Figure 05 : Diagramme en treillis 4PSK à 8 états

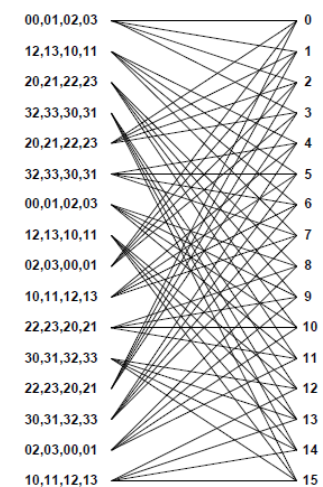


Figure 06 : Diagramme en treillis 4PSK à 16 états

4. Construction du code pour système 8PSK

La constellation et le diagramme en treillis de signaux 8PSK à 8 états sont représentés sur les figures 07 et 08, pour un débit de 3 bits/s/Hz.

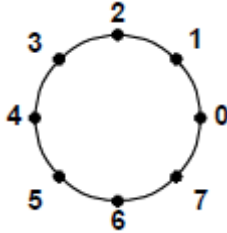


Figure 07 : Constellation du signal 8PSK

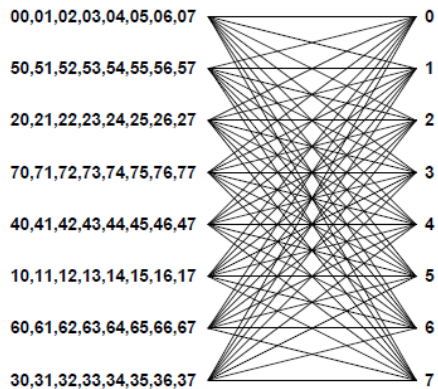


Figure 08 : Diagramme en treillis 8PSK à 8 états

Le codeur 8PSK à 8 états représenté sur la figure 09 est facilement dérivé du codeur de la figure 04 en ajoutant une autre paire de branches pour un troisième bit d'entrée I_t^3 .

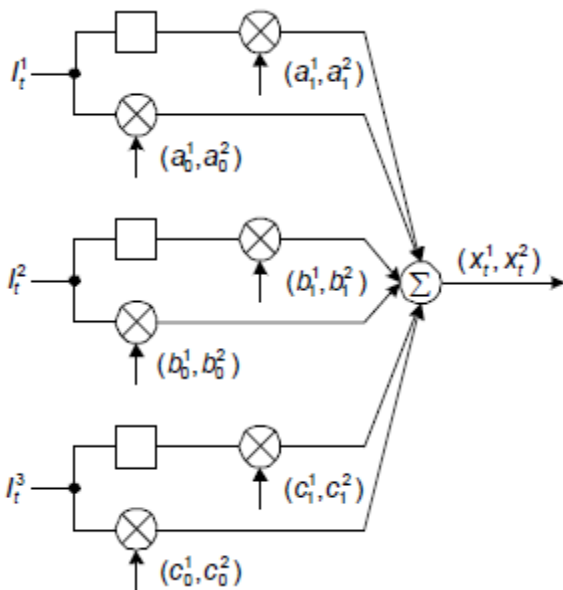


Figure 09 : Structure du codeur 8PSK à 8 états

Ce flux d'entrée supplémentaire, I_t^3 , est introduit avec une branche d'ordre mémoire v_3 .

L'ordre mémoire total est $v = v_1 + v_2 + v_3$, où

$$v_i = \left\lfloor \frac{v + i - 1}{3} \right\rfloor, i = 1, 2, 3 \quad (11)$$

Les couples de coefficients sont (a_p^1, a_p^2) , (b_q^1, b_q^2) et (c_s^1, c_s^2) pour chaque entrée I_t , respectivement.

La sortie du codeur est

$$x_t^k = \left[\sum_{p=0}^{v_1} I_{t-p}^1 \cdot a_p^k + \sum_{q=0}^{v_2} I_{t-q}^2 \cdot b_q^k + \sum_{s=0}^{v_3} I_{t-s}^3 \cdot c_s^k \right] \text{mod} 4, k = 1, 2 \quad (12)$$

5. Etude de la performance du code STTC

5.1 Simulation

Considérons un système de communication mobile qui met en œuvre la diversité des antennes à la fois au BS et MS. Le BS est équipé de n antennes et le MS est équipé de m antennes. Les données sont codées par le codeur de canal.

Les données codées passent ensuite par un convertisseur série-parallèle et sont divisées en n flux de données qui sont introduits dans un convertisseur d'impulsions. La modulation est alors appliquée à la sortie du convertisseur d'impulsions. A chaque intervalle de temps, t , la sortie modulée, i , est un signal c_t^i qui est transmis par l'antenne d'émission i pour $1 \leq i \leq n$.

Chacun des n signaux a une période de transmission T , et est transmis simultanément à partir d'une antenne d'émission. A travers le milieu aérien, les signaux transmis subissent un évanouissement de Rayleigh. Le signal sur chacune des m antennes de réception est une superposition bruyante des n signaux émis, dont chacun a subi un évanouissement.

Au niveau du récepteur, le démodulateur calcule une statistique de décision basée sur les signaux reçus arrivant à chaque antenne $1 \leq j \leq m$. Le signal reçu par l'antenne j au temps t est donné par

$$r_j^t = \sum_{i=1}^n h_{ij} \cdot c_t^i \cdot \sqrt{E_s} + \eta_t^j \quad (13)$$

Où le bruit η_t^j au temps t est modélisé comme des échantillons indépendants d'une variable aléatoire gaussienne complexe de moyenne nulle avec la variance $\frac{N_0}{2}$ par dimension [1]. h_{ij} est le coefficient de canal de l'antenne d'émission i à l'antenne de réception j, et est utilisé pour caractériser le déphasage aléatoire et le gain du canal. Les coefficients de canal sont modélisés comme des échantillons de variables aléatoires Gaussiennes indépendantes et complexes avec une variance de 0,5 par dimension. Le canal sans fil est supposé être quasi-statique (c'est-à-dire constant sur une longue période de temps, puis changer d'une manière indépendante) de façon à ce que les gains de trajet soient constants sur une trame de longueur L, qui est constituée de 130 symboles chacun, et qui varie d'une trame à l'autre.

5.1.1 Estimation du canal

Les paramètres qui constituent le fading de Rayleigh sont caractérisés par le coefficient h_{ij} . Dans ces simulations, il est supposé que le décodeur est conscient de ce CSI et en a une parfaite connaissance.

Une analyse avec des erreurs d'estimation de canal a été réalisée. L'analyse montre que le codage spatio-temporel reste efficace même en présence d'erreurs d'estimation de canal, mais à mesure que

le nombre d'antennes d'émission augmente, la sensibilité du système aux erreurs d'estimation de canal augmente. Cependant, ce n'est pas un problème majeur si le nombre d'antennes d'émission est faible. De plus, l'ordre de diversité est préservé lorsque des estimations imparfaites pour le CSI sont disponibles pour le récepteur.

5.1.2 Codes de treillis et la matrice génératrice

Les codes de treillis utilisés dans les simulations sont présentés dans le tableau 01 et le tableau 2 [1] [6].

v	(a_0^1, a_0^2)	(a_1^1, a_1^2)	(a_2^1, a_2^2)	(b_0^1, b_0^2)	(b_1^1, b_1^2)	(b_2^1, b_2^2)
2	(0,2)	(2,0)	-	(0,1)	(1,0)	-
3	(0,2)	(2,0)	-	(0,1)	(1,0)	(2,2)
4	(0,2)	(2,0)	(0,2)	(0,1)	(1,2)	(2,0)

Tableau 01 : Paires de coefficients pour 4PSK à 4, 8 et 16 états

v	(a_0^1, a_0^2)	(a_1^1, a_1^2)	(b_0^1, b_0^2)	(b_1^1, b_1^2)	(c_0^1, c_0^2)	(c_1^1, c_1^2)
3	(0,4)	(4,0)	(0,2)	(2,0)	(0,1)	(5,0)

Tableau 02 : Paires de coefficients pour 8PSK à 8 états

La matrice génératrice, par exemple, pour le cas 4PSK est

$$G = \begin{pmatrix} 0 & 2 \\ 0 & 1 \\ 2 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (14)$$

Où les éléments sont pris de la constellation MPSK. Chaque matrice G a les dimensions de $(i + s) \times n$, où $i = \log_2 M$ représente le nombre de bits d'information transmis, s représente le nombre de registres à décalage dans le codeur et n représente le nombre d'antennes d'émission. Les éléments de cette matrice définissent les couples de coefficients décrits précédemment dans la structure du codeur.

La matrice génératrice pour un nombre quelconque d'états (4, 8, 16, 32), pour un code spatio-temporel à deux antennes d'émissions est

$$G = \begin{bmatrix} a_0^1 & a_0^2 \\ b_0^1 & b_0^2 \\ a_1^1 & a_1^2 \\ b_1^1 & b_1^2 \\ a_2^1 & a_2^2 \\ b_2^1 & b_2^2 \\ \vdots & \vdots \\ a_{V_1}^1 & a_{V_1}^2 \\ b_{V_2}^1 & b_{V_2}^2 \end{bmatrix} \quad (15)$$

Les codes présentés ici fournissent le meilleur compromis entre le débit de données, l'avantage de la diversité et la complexité du treillis.

5.1.3 Codeur STTC

Le codeur spatio-temporel mappe les bits d'information bruts en symboles espace-temps sur la base du diagramme en treillis, comme décrit précédemment. Le codeur prend $L = 130$ symboles (une trame) à partir de la constellation de signaux MPSK et les code dans une matrice ($L \times n$) de symboles complexes où n est le nombre d'antennes d'émission. Cette procédure de mappage est effectuée par la structure de codeur.

Au début et à la fin de chaque trame, le codeur doit être dans l'état 0. L'algorithme de codage passe alors en boucle sur chaque paire de symboles d'entrée et détermine la sortie pour chaque antenne sur la base de ces entrées et de l'état actuel. Ensuite, l'état suivant est déterminé en fonction de l'entrée courante.

5.1.4 Décodeur STTC

La procédure de décodage est basée sur l'algorithme de Viterbi. Cependant, pour les codes spatio-temporels, le décodeur de Viterbi est modifié à partir du décodeur convolutif classique

de sorte que la métrique de branche est calculée à partir des entrées complexes et du CSI. Le décodeur de Viterbi est ensuite utilisé pour calculer le chemin à travers le diagramme en treillis avec la métrique accumulée la plus faible.

En supposant que r_t^j est le signal reçu à l'antenne réceptrice j au temps t , la métrique de branche est déterminée par

$$Métrique = \sum_{j=1}^m \left| r_t^j - \sum_{i=1}^n h_{ij} \cdot x_t^i \right|^2 \quad (16)$$

où x_t^i est le signal transmis, comme le montrent les figures 4 et 9.

Dans ces simulations, à chaque unité de temps du treillis, un survivant est déterminé pour chaque état à partir de la métrique partielle minimale. L'état à partir duquel la métrique partielle minimale est générée est enregistré dans une table d'état prédécesseur. Une fois l'extrémité du treillis atteinte, le décodeur peut commencer à déterminer la séquence de bits qui ont été introduits dans le codeur spatio-temporel.

Tout d'abord, en commençant à la fin du treillis, sélectionnez l'état avec la métrique totale la plus petite et enregistrez cet état dans une table de séquence d'état (si nous supposons que le treillis commence et se termine dans l'état 0, alors cet état initial choisi serait état 0).

Le décodeur exécute itérativement la procédure de retraçage suivante jusqu'à ce que le début du treillis soit atteint: à l'aide de la table prédécesseur d'état, pour l'état sélectionné, déterminer un nouvel état qui est le prédécesseur de cet état.

Enregistrez le numéro d'état de cet état sélectionné sur la table de séquence d'états. Une fois que le

treillis est épuisé, la table de séquence d'état terminée montrera les transitions d'état prises par le survivant final. Le décodeur peut maintenant travailler à travers la table de séquence d'état pour déterminer quels bits d'entrée ont conduit à la transition d'un état à l'autre.

5.2 Résultats

La performance des codes 4PSK à 4, 8 et 16 états, pour un débit de transmission de 2 bits/s/Hz et le code 8PSK à 8 états, pour une vitesse de transmission de 3 bits/s/Hz, sur un canal de Rayleigh à évanouissement plat utilisant deux antennes d'émission et une antenne de réception est représentée sur les figures 10 et 11, respectivement.

Dans les simulations, chaque trame est constituée de 130 symboles transmis par chaque antenne d'émission. Les courbes sont tracées en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), qui dans ces simulations est $SNR = 2E_s/N_0$.

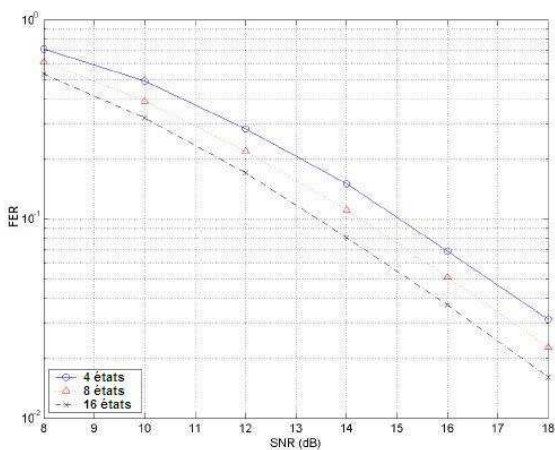


Figure 10 : Performance des codes 4PSK avec $n=2$ et $m=1$

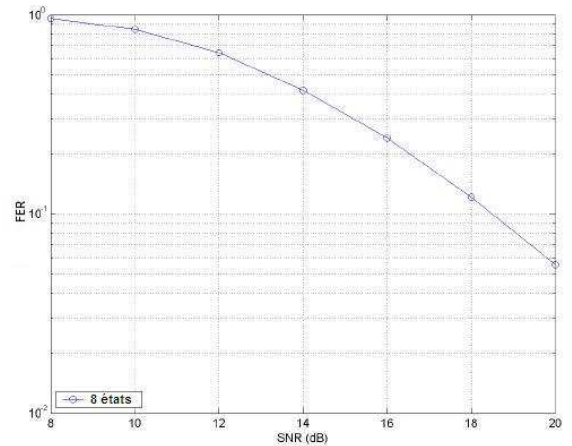


Figure 11 : Performance du code 8PSK avec $n=2$ et $m=1$

5.3 Discussion

On constate que lorsque le nombre d'états augmente, la performance s'améliore. En général, l'avantage de codage des codes ci-dessus peut être amélioré en construisant des codeurs avec plus d'états. Le code 8PSK à 8 états semble avoir des performances inférieures à celles du code 4PSK à 4 états, mais c'est parce que le premier a une efficacité de bande passante légèrement améliorée de 3 bits/s/Hz. Tous les codes ont le rang complet par les règles de conception et d'atteindre le gain de diversité possible maximum. Cependant, le gain de codage peut être amélioré. Cela n'est pas surprenant puisque le critère du déterminant est seulement approximatif.

6. Conclusion

La performance des codes spatio-temporels STTC s'améliore en augmentant le nombre d'états du treillis en se basant sur les résultats de la modulation 4PSK.

Un code spatio-temporel en treillis pour n antennes d'émission est conçu en attribuant N

symboles de constellation à chaque transition dans un treillis.

Pour un STTC à débit b bits/s/Hz et une diversité r , au moins $2^{b(r-1)}$ états sont nécessaires.

7. Références

- [1] V. Tarokh, N. Seshadri, and A.R. Calderbank, « *Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communications: Performance Criterion and Code Construction* », IEEE Transactions on Information Theory, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, March 1998.
- [2] V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, « *Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criteria in the Presence of Channel Estimation Errors, Mobility, and Multiple Paths* », IEEE Transactions on Communications, vol. 47, no. 2, pp. 199-207, February 1999.
- [3] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, C. G. Kang, « *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB* », John Wiley & Sons, Ltd, Singapore, 2010.
- [4] D. L. Ruyel, B. Özbek, « *Systèmes MIMO et codage spatio-temporel* », CNAM, France, 2005.
- [5] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, « *Space-Time Codes for Wireless Communication: Code Construction*», IEEE 47th Vehicular Technology Conference, vol.2, pp. 637-641, Phoenix, Arizona, 4-7 May 1997.
- [6] Z. Chen, J. Yuan, and B. Vucetic, « *An Improved Space-Time Trellis Coded Modulation Scheme on Slow Rayleigh Fading Channels* », IEEE International Conference on Communications, Vol. 4, pp. 1110-1116, Helsinki, Finland, 11-14 June 2001.