

# Performance du Récepteur Multi-utilisateurs appliqué à un Système STBC-MIMO-MC-CDMA

Mourad BENYAROU<sup>\*</sup>, Fatima DEBBAT<sup>\*\*</sup> et Fethi Tarik BENDIMERAD<sup>\*</sup>

<sup>\*</sup> *Laboratoire de Télécommunication-Département d'Electronique- Université Abou Bakr Belkaid  
Tlemcen - Algérie*

**Benyarou1966@yahoo.fr**

**ft\_bendimerad@yahoo.fr**

<sup>\*\*</sup> *Institut d'Informatique -Centre Universitaire Mustafa Stambouli -Mascara -Algérie*

**Debbat\_fati@yahoo.fr**

**Résumé :** Depuis quelques années, les techniques multi-antennes sont envisagées comme solution potentielle pour augmenter le débit des futurs systèmes de communications sans fils. L'objectif de cet article est d'étudier les techniques d'émission et de réception de ces systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output) dans un contexte multi-porteuses. En effet, l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex), qui permet de transformer un canal sélectif en fréquence en de multiples canaux non sélectifs, est particulièrement bien adapté à la conception de récepteurs MIMO peu complexes. D'autre part, deux techniques permettant d'améliorer l'exploitation de la diversité fréquentielle et/ou temporelle sont associées à l'OFDM, à savoir le précodage linéaire et le CDMA dans un schéma de type MC-CDMA (Multicarrier-Code division Multiplex Access). Nous avons associé le MC-CDMA à une techniques MIMO ne nécessitant pas de connaissance du canal à l'émission, le codage espace-temps en blocs STBC (Space-Time Block Coding).

L'avantage de l'association avec les STBC orthogonaux est que des récepteurs particulièrement simples peuvent être mis en œuvre.

En STBC MC-CDMA, des récepteurs mono/multi-utilisateurs conduisent, comme en SISO MC-CDMA, au meilleur compromis performances/complexité.

Lorsque le précodage linéaire ou le MC-CDMA sont associés à du multiplexage spatial, le surplus de complexité des récepteurs est inhérent à la gestion de l'interférence multi-antennes. La mise en œuvre d'un simple récepteur de type MMSE nécessitant l'inversion de la matrice de canal MIMO conduit à de très bonnes performances.

**Mots-clés :** CDMA, OFDM, MC-CDMA, MIMO, STBC, détecteurs mono/multiutilisateurs.

## INTRODUCTION

Afin de répondre aux besoins permanents de mobilité et de débit, l'émergence de la future quatrième génération de systèmes de radiocommunications repose autant sur le développement de nouvelles techniques de transmissions que sur la mise au point d'architectures matérielles performantes. Dans la recherche de modulations adaptées pour la couche physique de ces futurs réseaux, une approche pertinente repose sur la technique MC-CDMA, associant les techniques de modulations à porteuses multiples(OFDM) et l'étalement de spectre (CDMA). Une solution évidente mais brutale pour augmenter encore le débit et la robustesse d'une liaison numérique est d'augmenter la puissance du signal à

l'émission, ce qui peut s'avérer difficile à obtenir en pratiqueet/ou relativement onéreux. Une alternative plus séduisante est d'exploiter la dimension spatiale par l'ajout d'antennes à l'émission et en réception. Ainsi la mise en œuvre de cette technique connue sous le nom de système MIMO (Multiple Input Multiple Output) permet d'aboutir à une amélioration importante des débits et/ou des performances d'une liaison numérique. Pour caractériser le potentiel des systèmes MIMO, on peut évaluer la capacité du canal définie comme la quantité maximale d'information pouvant être transmise sur un canal avec une probabilité d'erreur négligeable. Telatar et Foschini du laboratoire Bell Lab's ont démontré sous certaines hypothèses (connaissance

parfaite du canal en réception, évanouissements du canal indépendants entre antennes, symboles émis avec une distribution gaussienne), que l'utilisation d'antennes multiples en émission et en réception permet d'obtenir un accroissement linéaire de la capacité de transmission de l'information avec le nombre minimal d'antennes en réception et en émission. L'utilisation de la dimension spatiale ouvre d'importantes perspectives pour augmenter le débit mais aussi pour améliorer la qualité de la transmission en exploitant la diversité disponible (spatiale, fréquentielle...). La conception d'un système MIMO capable de tirer parti à la fois de la diversité et du gain de multiplexage est un enjeu de taille pour mettre en œuvre une transmission haut débit de qualité élevée.

### 1.Principe de la modulation multi-porteuses à accès multiple

Le signal MC-CDMA est issu de la concaténation des opérations d'étalement de spectre par séquence directe et de modulation à porteuses multiples (figure 1). Le modulateur MC-CDMA étale les données  $x_j$  de chaque utilisateur  $j$  dans le domaine fréquentiel [HAR 97]. L'étalement se réalise par la multiplication des données  $x_j$  par chacun des éléments du code  $c_j$  d'étalement associé.

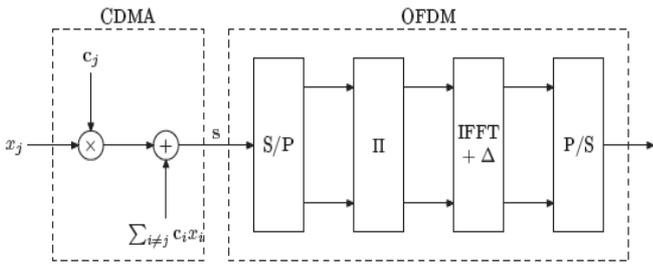


Figure 1. Schéma de principe MC-CDMA utilisé

Tout comme le signal OFDM, le signal MC-CDMA peut être généré par une transformée de Fourier discrète (TFD) inverse effectuée sur les chips du code d'étalement. La description du modulateur MC-CDMA repose ici sur l'hypothèse  $L_c = N_p$ . Cependant, le plus souvent, des combinaisons sont proposées pour différentes valeurs de  $L_c$  et  $N_p$ . De plus, des techniques sont utilisées pour combattre les ISI et les ICI, à savoir l'ajout d'intervalle de garde et le zero-padding, Dès lors, nous distinguerons par la suite le nombre de sous-porteuses utiles  $N_{pu}$ , sur lesquelles les données sont émises, du nombre de sous-porteuses totales correspondant au nombre de points de la TFD.

Ainsi, l'agencement de la longueur des codes d'étalement et du nombre de sous-porteuses permet le dimensionnement de systèmes MC-CDMA adaptés à de nombreux cas.

La figure 1 décrit un schéma d'émission MC-CDMA. Chaque symbole  $x_j$  provenant de l'utilisateur  $j$  est multiplié par une séquence d'étalement  $c_j \in \mathbb{C}^{L_c \times 1}$  ou  $L_c$  désigne la longueur du code d'étalement. Les contributions étalées de chaque utilisateur sont ensuite sommées en un vecteur  $s \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$  ou  $N_u$  désigne le nombre d'utilisateurs actifs.

Le signal  $s$  obtenu en sortie du bloc CDMA s'écrit :

$$s = \sum_{j=1}^{N_u} c_j x_j = Cx \tag{1}$$

avec

$$C = [c_1, \dots, c_j] \in \mathbb{C}^{L_c \times N_u}$$

$$x = [x_1, \dots, x_{N_u}]^T \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$$

Le signal est ensuite modulé en utilisant la technique OFDM.

Le vecteur  $z(p) \in \mathbb{C}^{N_p \times 1}$  en sortie du bloc IFFT est :

$$z(p) = F^H s(p) \tag{2}$$

$F$  est la matrice de Fourier.

En réception, si on appelle  $r_k$  le signal obtenu en sortie du démodulateur OFDM sur la porteuse  $k$ , on a alors le vecteur:

$$r = \check{H}Cx + n \tag{3}$$

avec

$$r = [r_1, \dots, r_{L_c}]^T$$

et

$$\check{H} = \text{diag}(\check{H}_1, \dots, \check{H}_{L_c})$$

avec  $\check{H}_k$  la réponse fréquentielle du canal pour la sous-porteuse  $k$  et  $n \in \mathbb{C}^{L_c \times 1}$  un vecteur de bruit équivalent de loi  $N_C(0, \sigma_n^2)$

### 2. Transmission MIMO-MC-CDMA

Sur un canal multi-antennes, trois diversités peuvent être exploitées : temporelle, fréquentielle et spatiale. Néanmoins, le codage espace-temps répartissant les données utiles sur les différentes antennes permet d'exploiter uniquement la diversité spatiale.

En effet, le codage espace-temps qui en modulation multi-porteuses peut être un codage espace-temps ou un codage espace-fréquence nécessite en réception de considérer le canal constant sur T durées symbole ou sur T sous-porteuses, avec T le temps de latence du codage espace-temps ou espace-fréquence. Pour bénéficier des deux autres diversités, le système peut utiliser un précodage linéaire.

A noter que dans le cas d'un multiplexage spatial de type V-BLAST, le codage espace-temps se réduit à une simple répartition des symboles sur les antennes d'émission. Dans [YHU 05], le précodage linéaire se fait alors sur l'ensemble des  $n_T$  antennes afin d'exploiter les diversités spatiale et fréquentielle.

L'association MIMO MC-CDMA, initialement proposée dans [TAO 02] et étudiée au sein de plusieurs projets, peut être effectuée à l'émission de deux manières différentes, la phase d'étalement peut soit être effectuée avant l'opération de codage espace-temps ou après [BOU 05]. Nous considérerons le premier cas de transmission figure 2. L'avantage de ce schéma est qu'un seul étalement est effectué quel que soit le nombre d'antennes d'émission.

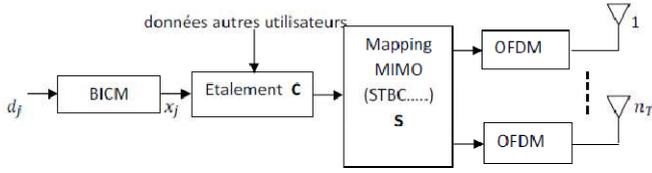


Figure 2. Emetteur MIMO-MC-CDMA utilisé

### 3. Modélisation du système MIMO-MC-CDMA dans le cas d'une liaison descendante

Dans cet article nous considérons un canal MIMO à évanouissements plats, quasi-statique sur une longueur T, et ou chaque bloc est indépendant. Nous rappelons que ce type de canal représente les performances idéales d'un système OFDM sur canal MIMO sélectif en temps et en fréquence. L'indépendance entre blocs est en effet obtenue sous l'hypothèse d'un entrelaceur fréquentiel idéal, tandis que la quasi-staticité sur T s'obtient en effectuant l'entrelacement par bloc de T symboles et en supposant que T symboles adjacents en fréquence (ou en temps) sont affectés par un même coefficient d'évanouissement.

Pour ce faire il convient de bien dimensionner la taille de la FFT vis-à-vis de la bande de cohérence de canal.

Soit  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{\frac{L_c n_T}{R} \times 1}$  le vecteur formé en empilant sur un vecteur colonne les éléments de la matrice de codage  $\mathbf{S}$  pris par lignes puis par colonnes :

$$\mathbf{y} = [\mathbf{S}_{11}, \dots, \mathbf{S}_{1n_T}, \mathbf{S}_{21}, \dots, \mathbf{S}_{2n_T}, \dots, \mathbf{S}_{T1}, \dots, \mathbf{S}_{Tn_T}] \quad (4)$$

Par commodité de notation, on suppose que  $L_c = KR$ . Avec  $K \in \mathbb{N}$  et  $R$  la longueur du bloc pris en entrée du codage espace temps en bloc.

Soit  $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$  le vecteur des données utilisateurs dont on note  $\sigma_x^2$  la variance. Le signal équivalent  $\mathbf{y}$  en sortie de codage espace-temps s'écrit :

$$\mathbf{y} = \left( \mathbf{I}_{\frac{L_c}{R}} \otimes \mathbf{Q}_1 \right) \mathbf{C}_x + \left( \mathbf{I}_{\frac{L_c}{R}} \otimes \mathbf{Q}_2 \right) \mathbf{C}_x^* \quad (5)$$

avec  $\mathbf{Q}_1$  et  $\mathbf{Q}_2$  deux matrices de tailles  $T n_T \times R$  [WIT 03] [GOL 99] [SHI 99].

On rappelle que  $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{L_c \times N_u}$  désigne la matrice d'étalement en l'occurrence une matrice d'Hadamard. On définit à présent la matrice globale de canal :

$$\mathbf{H} = \text{diag} \left( \mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_{\frac{L_c}{R}}, \dots, \mathbf{H}_{\frac{L_c}{R}} \right) \in \mathbb{C}^{\frac{T L_c n_R}{R} \times \frac{T L_c n_T}{R}} \quad (6)$$

L'expression du signal reçu  $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{\frac{T L_c n_R}{R} \times 1}$  en fonction du signal émis est donc :

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \mathbf{y} + \mathbf{n} \quad (7)$$

Le modèle équivalent s'obtient en posant :

$$\tilde{\mathbf{r}} = \left( \mathbf{I}_{\frac{n_R L_c}{R}} \otimes \mathbf{M}_1 \right) \mathbf{r} + \left( \mathbf{I}_{\frac{n_R L_c}{R}} \otimes \mathbf{M}_2 \right) \mathbf{r}^* \quad (8)$$

$\mathbf{M}_1, \mathbf{M}_2$  sont deux matrices diagonales et réelles de taille  $T \times T$  et  $\mathbf{I}_N$  matrice identité de taille  $N \times N$ , il vient

$$\tilde{\mathbf{r}} = \tilde{\mathbf{H}}_e \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (9)$$

avec la matrice de canal équivalente suivante :

$$\tilde{\mathbf{H}}_e = \left( \mathbf{I}_{\frac{n_R L_c}{R}} \otimes \mathbf{M}_1 \right) \mathbf{H} \left( \mathbf{I}_{\frac{L_c}{R}} \otimes \mathbf{Q}_1 \right) \mathbf{C} + \left( \mathbf{I}_{\frac{n_R L_c}{R}} \otimes \mathbf{M}_2 \right) \mathbf{H}^* \left( \mathbf{I}_{\frac{L_c}{R}} \otimes \mathbf{Q}_2^* \right) \mathbf{C}^* \quad (10)$$

Pour une réalisation du canal MIMO, on pose :  $\tilde{\mathbf{H}}_k \in \mathbb{C}^{T n_R \times R}$  la matrice équivalente du canal représentant le codage espace-temps seul.

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = \mathbf{M}_1 \mathbf{H}_k \mathbf{Q}_1 + \mathbf{M}_2 \mathbf{H}_k^* \mathbf{Q}_2^* \quad (11)$$

Il vient :

$$\tilde{\mathbf{H}}_e = \text{diag} \left( \tilde{\mathbf{H}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{H}}_{\frac{L_c}{R}} \right) \mathbf{C} \quad (12)$$

Le signal reçu s'exprime alors en faisant intervenir le signal utile et les termes interférents :

$$\tilde{\mathbf{r}} = \tilde{\mathbf{H}}_e e_j x_j + \sum_{i \neq j} \tilde{\mathbf{H}}_e e_i x_i + \tilde{\mathbf{n}} \quad (13)$$

Le terme

$$\sum_{i \neq j} \tilde{\mathbf{H}}_e e_i x_i$$

représente les interférences co-antennes et les interférences d'accès multiples.

La figure 3 représente le schéma général de réception MIMO utilisé pour la détection.

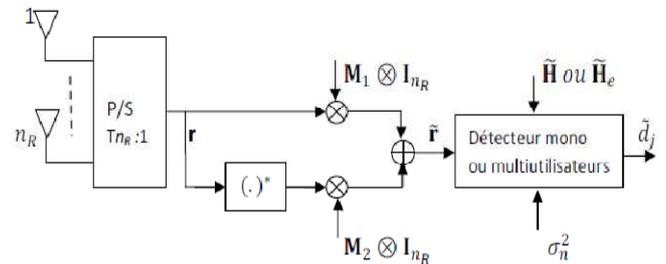


Figure 3. Schéma de réception MIMO utilisé

### 3.1. Le détecteur mono-utilisateur

Soit  $c_k$  la  $k$ ème colonne de  $C$  correspondant au code du  $k$ ème utilisateur. La détection MMSE mono-utilisateur consiste à appliquer le vecteur  $w_k^H$  au signal reçu équivalent  $\tilde{r}$ :

$$w_j^H = c_j^T \left( \text{diag} \left( \tilde{H}_1^H \tilde{H}_1, \dots, \tilde{H}_{\frac{L_c}{R}}^H \tilde{H}_{\frac{L_c}{R}} \right) + \frac{L_c \sigma_x^2}{N_u \sigma_n^2} \mathbf{I}_{L_c} \right)^{-1} \text{diag} \left( \tilde{H}_1^H, \dots, \tilde{H}_{\frac{L_c}{R}}^H \right) \quad (14)$$

Cet algorithme, que nous appelons SU-MMSE, revient à appliquer un récepteur MIMO-MMSE conventionnel suivi d'une opération de désétalement mono-utilisateur comme le montre la figure 4. D'un point de vue complexité, l'algorithme SU-MMSE ne nécessite que l'inversion de matrices de taille  $R \times R$  éventuellement diagonales dans le cas où le schéma de codage espace-temps est orthogonal.

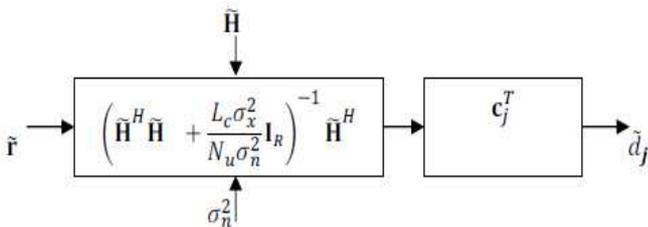


Figure 4. Schéma de réception mono-utilisateur

### 3.2. Le détecteur multi-utilisateurs

Si on suppose la connaissance, au niveau du récepteur, de l'ensemble des codes d'étalement  $c_k$ , l'application du critère MMSE aboutit au filtre linéaire suivant :

$$w_j^H = e_j^T \left( \tilde{H}_e^H \tilde{H}_e + \frac{L_c \sigma_x^2}{N_u \sigma_n^2} \mathbf{I}_{N_u} \right)^{-1} \tilde{H}_e^H \quad (15)$$

Ce récepteur que nous appellerons MU-MMSE est en fait une extension MIMO du détecteur multiutilisateurs GMMSE introduit dans [HEL 01] [WOL 98] [BJE 99]. Dans notre cas, l'algorithme nécessite l'inversion d'une matrice de taille  $N_u \times N_u$ . Ainsi la complexité du récepteur est dans la plupart des cas plus importante que celle du SU-MMSE. A pleine charge (nombre de codes égal nombre d'utilisateurs), on montre [WOL 98], en utilisant la propriété d'unitarité de la matrice d'Hadamard, que les performances du SU-MMSE et du MU-MMSE sont identiques.

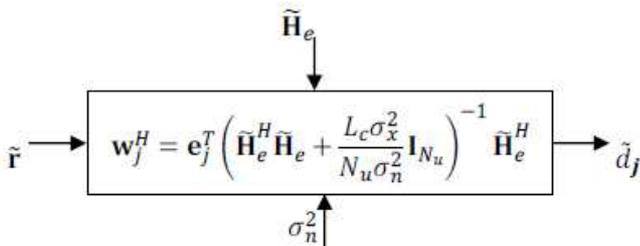


Figure 5. Schéma de réception multi-utilisateurs

## 4. Résultats de simulation

Nous examinons les performances des différents récepteurs proposés dans la section précédente pour une transmission MIMO MC-CDMA en considérant le schéma de codage espace-temps d'Alamouti. Les canaux de propagation étudiés sont de type Rayleigh i.i.d. quasi-statistique sur T modélisant une transmission OFDM idéale sur canaux sélectifs en temps et en fréquence. Les paramètres de simulation sont récapitulés dans le tableau ci dessous.

Tableau 1. Paramètres de simulation

Canal	$2 \times 2$
Type de canal	Rayleigh i.i.d. quasi-statistique sur T
Corrélation spatiale	Aucune
Codage de canal C	convolutif, (133, 171), $R_C = 1/2$ , $L_C = 512$
Entrelacement bit $\Pi_b$	aléatoire, 10000 bits
Modulation	QPSK, mapping de Gray
Schéma MIMO $S(n_T, T, R)$	Alamouti (2, 2, 2)
Etalement	FHT, $L_c = 64$
$N_b = L_c/mT$	128
Récepteur	SU-MMSE, MU-MMSE
Efficacité spectrale $\eta$	1 bps/Hz

La figure 6 présente les performances d'un système MC-CDMA à pleine charge associé au STBC d'Alamouti. Puisque ce schéma MIMO est orthogonal, seuls des termes de MAI vont venir perturber le signal reçu. Cependant on note que le récepteur SU-MMSE propose un bon rapport performance/complexité puisqu'il permet d'atteindre un BER de  $10^{-4}$  un SNR de 12.5 dB qui est à seulement 3.6 dB de la courbe gaussienne. L'utilisation du récepteur MU-MMSE permet, à un SNR relativement bas, de converger vers la courbe gaussienne représentant les performances optimales à un schéma de codage et de modulation donnés. De plus la convergence est relativement rapide, puisque 5 itérations suffisent à converger vers la MFB.

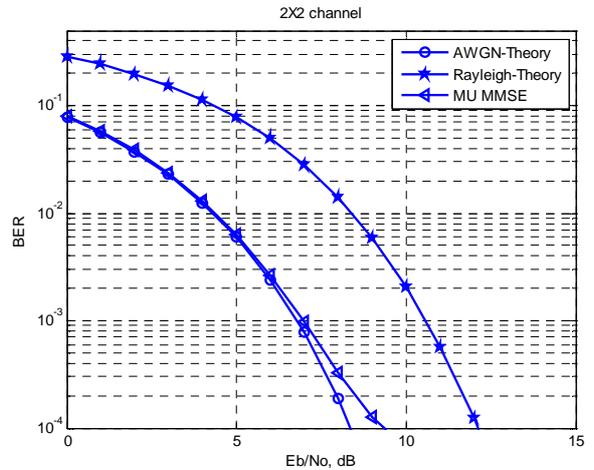


Figure 6. Performance du système STBC-MC-CDMA

## 5. Conclusion

Dans cet article nous avons étudié les possibilités de combinaison d'un schéma de transmission MIMO avec des techniques complémentaires telle que le MC-CDMA. Et dans un dernier temps, nous avons fait la simulation de la transmission MIMO combinée au MC-CDMA et comparé les récepteurs mono et multi-utilisateurs. Lorsque le schéma de codage espace-temps est orthogonal et qu'on peut se permettre une certaine complexité au niveau du récepteur, l'algorithme MU-MMSE permet d'obtenir un gain intéressant par rapport au récepteur conventionnel.

## ACRONYMES

$C$  Codage de canal  
 $R_c$  Rendement du codage de canal  
 $L_c$  Longueur du codage de canal en bits codés  
 $m$  Nombre de bits par symbole de modulation  
 $L_c$  Longueur du code d'étalement  
 $T$  Latence du codage espace temps en bloc  
 MU-MMSE Multi-user detector  
 MMSE Minimum Mean Square Error  
 SU-MMSE Single user detector

## REFERENCES

- [BJE 99] B. A. Bjerke and J. G. Proakis, "Multiple antenna diversity techniques for transmission over fading channels," *In IEEE Proceedings of Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, volume 3, pages 1038–1042, New Orleans (LA), USA, September 21–24 1999.
- [BOU 05] P.-J. Bouvet et M. H'elard, "Near optimal performance for high data rate MIMO MC-CDMA scheme ". *In IEEE Multi-Carrier Spread Spectrum*, Septembre 2005.
- [FAZ 08] *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems- From OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX*, K. Fazel, S. Kaiser 2008 John Wiley & Sons, Ltd.
- [GEO 06] *ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING for wireless communications*, Ye (Geoffrey) Li Gordon Stuber, 2006 Springer.
- [GOL 99] G. D. Golden, C. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory results using VBLAST space time communication architecture," *Electronic Letters*, 35(1):14–15, January 1999.
- [HAR 97] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, no. 12, pp. 126–133, 1997.
- [HEL 01] M. H'elard, R. Le Gouable, J. F. Helard et J. Y. Baudais, "Multicarrier CDMA techniques for future wideband wireless networks " *Annal. T'el'ecom*, vol. 56, pages 260–274, 2001.
- [SHI 99] D. Shiu and J. M. Kahn, " Scalable layered space-time codes for wireless communications: Performance analysis and design criteria," *In IEEE Proceedings of Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, volume 1, pages 159–163, New Orleans (LA), USA, September 21–24 1999.
- [TAO 02] H.Tao, N. Arumugam et G.H. Krishna, "Performance of space-time coded MC-CDMA over time and frequency selective fading channel ". *In IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Mars 2002.
- [THO 10] *ULTRA WIDE BAND SYSTEMS with MIMO*, Thomas Kaiser and Feng Zheng, 2010 John Wiley & Sons, Ltd.
- [WIT 03] M. Witzke, "Iterative detection of generalized coded MIMO signals using a widely linear detector " *In Proceedings of GLOBECOM'03*, vol. 4, (San Francisco, CA, USA), pages 1821–1825, d'ecembre 2003.
- [WOL 98] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R.A.Valenzuela, "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," *In Proceedings of the URSI International Symposium on Signal, Systems and Electronics (ISSSE)*, pages 295–300, Pisa, Italy, September 29 - October 2 1998.
- [YHU 05] Y. Hu, C. Yin et G. Yue, " Turbo-MIMO-OFDM multiuser detection with uplink precoding in frequency-selective fading channels". *In IEEE International Conference on Communications*, vol. 1, pages 189–193, Mai 2005.
- [YON 10] *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*, Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, Chung G. Kang, Copyright 2010 John Wiley & Sons, Ltd.