

Chapitre 3

Détection Multi-Utilisateurs par réseau d'antennes appliquée à un signal MC- CDMA

Sommaire

III.1 Introduction	62
III.2 Avantages des antennes intelligentes	64
III.3 Types d'antennes intelligentes	67
III.4 Structure d'un réseau adaptatif d'antenne	69
III.5. Formulation mathématique du problème de l'adaptativité	70
III.6. Méthodes de formation de faisceaux.....	74
III.7. Formation de faisceau pour les systèmes de MC-CDMA.....	77
III.8. MIMO- MC- CDMA.....	82
III.9 Conclusion.....	90

III 1 Introduction

Trois éléments constituent un système de télécommunication sans fils : les postes mobiles, la station de base et le milieu de propagation. La répartition spatiale de l'énergie rayonnée par l'antenne de la station de base est habituellement fixée à la fabrication et ne peut pas être modifiée en cours d'utilisation. Ceci entraîne de nombreux inconvénients comme la limitation

du nombre d'utilisateurs, la qualité des communications et la restriction de la portée de la station de base. Une station de base équipée d'une antenne dont nous pouvons adapter la répartition de l'énergie rayonnée en fonction des besoins de l'environnement peut palier à la plupart de ces limitations. Cette antenne est plus communément appelée « antenne intelligente » (*smart antennas*). Contrairement aux systèmes traditionnels, les systèmes équipés d'une antenne intelligente déterminent la position des utilisateurs et des signaux parasites dans le but de concentrer la puissance uniquement dans la direction des utilisateurs. Deux catégories d'antennes intelligentes existent : les antennes à commutation de faisceaux et les antennes adaptatives [43]. Les systèmes à antennes adaptatives entrent dans un domaine technologique multidisciplinaire dont la croissance a été très importante dans le courant de ces dernières décennies. Ils bénéficient des interactions croissantes entre l'électromagnétisme et le traitement de signal. L'intérêt de ces systèmes est leur capacité à réagir automatiquement, en temps réel, à des modifications du canal de propagation. Ils permettent de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal en direction utile. Habituellement, ces systèmes reposent sur des antennes réseau et sur un processeur récepteur adaptatif temps réel qui attribue des poids aux éléments de l'antenne réseau afin d'optimiser le signal de sortie selon des algorithmes de contrôle prédéfinis. Une antenne réseau adaptative peut donc être définie comme un réseau capable de modifier son diagramme de rayonnement, sa réponse fréquentielle et d'autres paramètres grâce à une boucle à retour de décision interne pendant le fonctionnement de l'antenne [44].

Il est clair que l'utilisation d'antennes multiples est un moyen bien connu pour améliorer les performances d'un système de transmission sur canaux à fading. Ces antennes multiples peuvent s'utiliser à l'émetteur ainsi qu'au récepteur. Cependant, dans un système radio mobile, vu la taille des portables, il apparaît clairement que l'utilisation d'antennes multiples se fera plutôt au niveau de la station de base, sachant qu'au maximum deux antennes pourront être implantées sur le mobile. Dans le cas général on parlera de diversité de transmission lorsqu'on utilise des antennes multiples en émission et de diversité de réception lorsqu'on utilise des antennes multiples en réception. Pour le cas particulier du mobile, la diversité se fait plutôt en liaison montante en réception à la station de base et, en liaison descendante, toujours en émission à la station de base.

Récemment les systèmes MIMO (Multi-Input Multi-Output) sont devenus un des sujets les plus étudiés en recherches [45], car ils sont capables d'augmenter l'efficacité spectrale (capacité) sur une largeur de bande limitée. L'utilisation d'antennes multiples conduit à une

dimension supplémentaire dans le degré d'accès multiple au réseau par rapport au cas mono-antenne (Space Division Multiple Access : SDMA) et ainsi offre une solution efficace à l'accroissement des débits pour les générations futures de radiotéléphonie cellulaire.

III.2 Avantages des antennes intelligentes

La caractéristique principale des antennes intelligentes est le pouvoir d'élimination des interférences pour les applications radio- mobiles [46] ce qui donne un meilleur rapport signal sur bruit, donc une augmentation de la capacité en nombre d'utilisateurs.

III.2.1 Augmentation de la capacité

Les prochaines générations des systèmes des communications sans fils devront supporter un trafic de plus en plus important ainsi qu'une multitude de services de haute qualité (voix, données numériques.....). Supporter des services à haute qualité sur des canaux dont le spectre est limité implique qu'une augmentation de la capacité par rapport aux systèmes actuels est nécessaire. Pour atteindre ces objectifs plusieurs techniques et approches sont envisageables. Les techniques d'accès multiples, les modulations à un grand nombre d'états et le découpage en cellule (cell splitting) sont les techniques les plus utilisées. Une autre solution envisagée, est de mettre en oeuvre des antennes intelligentes. Plusieurs approches sont également envisagées. La première est le RTM (Réduction de Taille Du Motif ou RCS, Reduced Cluster Size) qui consiste à diminuer le nombre de cellules par motif. Cette réduction est rendue possible grâce à l'annulation des interférences co-canal. La seconde méthode est le AMRS (Accès Multiple par Répartition Spatiale ou SDMA Spatial Division Multiple Access). Le principe est de permettre à plusieurs utilisateurs d'exploiter le même canal temps- fréquence ou code à l'intérieur de la même cellule. La séparation des sources est réalisée par filtrage spatial.

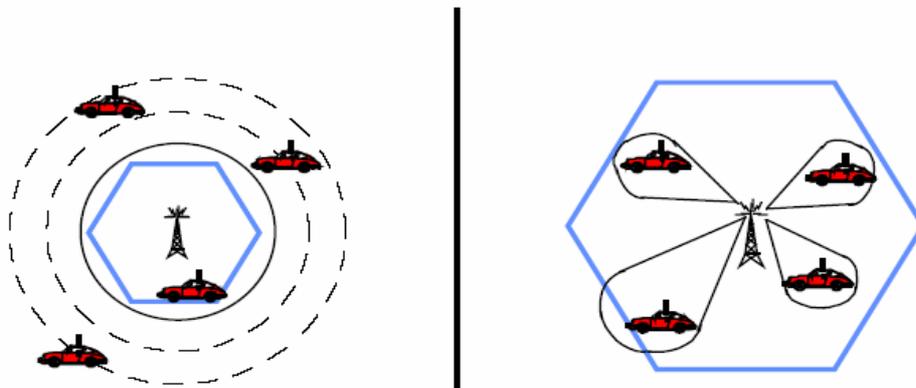


Figure III.1 : Augmentation de la capacité

III.2.2 Réduction de la taille du motif (RTM)

Dans le but de recevoir un plus grand nombre d'utilisateurs [40], une utilisation efficace du spectre de fréquences est essentielle. Les systèmes cellulaires exploitent le fait qu'une onde qui se propage, s'atténue en fonction de la distance. Ainsi, à une station de base (BTS) est associé une zone de couverture, appelée cellule, dont la géométrie dépend de la puissance d'émission des mobiles, des gains des antennes d'émission et de réception et des conditions de propagation. Les cellules utilisant les mêmes fréquences sont appelées co-cellules. Celles-ci doivent être suffisamment éloignées les unes des autres jusqu'à ce que le niveau d'interférence co-canal dans chacune d'elles soit suffisamment bas pour ne pas dégrader la qualité des communications. Pour couvrir entièrement une zone donnée, on découpe celle-ci en motifs que l'on juxtapose. On appelle " motif " le plus petit groupe de cellules contenant l'ensemble des canaux une et une seule fois, (Figure III.2). L'organisation des cellules au sein du motif est telle qu'elle minimise l'interférence co-canal, chacune étant associée à un sous-ensemble de fréquences.

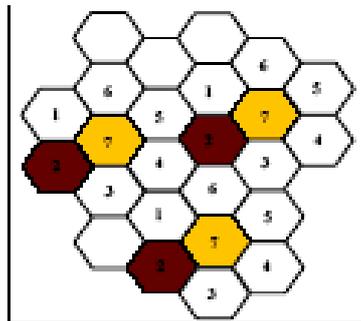


Figure III.2 : Le concept cellulaire

La capacité du système se rapporte à la quantité de trafic qu'un système donné peut manipuler. La capacité du système peut être améliorée en utilisant les antennes intelligentes, suivant deux approches. La première approche, permet la réduction de motif. La totalité des ressources fréquentielles seront utilisées dans un motif plus petit ce qui implique une augmentation de la capacité du système (augmentation de nombre d'utilisateurs). Dans la deuxième approche, une antenne adaptative de station de base peut être employée pour créer les canaux additionnels dans la cellule, par le filtrage spatial. En orientant des faisceaux étroits vers des mobiles, les mobiles dans la cellule peuvent partager le même canal, à condition qu'ils soient suffisamment éloignés (en position angulaire) de l'un l'autre (SDMA).

III.2.3 Accès multiple par répartition spatiale. AMRS (SDMA.SpaceDivision Multiple Access)

La SDMA est une technique suscitant un intérêt croissant depuis quelques années [47]. Elle repose sur le partage de l'espace en plusieurs régions (par techniques de traitement de l'antenne) permettant d'obtenir un partage spatial du spectre. Cette technique découle directement du concept d'antenne intelligente. Elle peut être utilisée avec toutes les méthodes d'accès conventionnelles (FDMA, TDMA et CDMA). Les modifications nécessaires sont limitées aux stations de base et ne concernent pas les mobiles, ce qui permet l'introduction de SDMA dans les systèmes existants. La technique SDMA peut être considérée comme une technique de filtrage spécial obtenu en utilisant, au niveau de la station de base, une antenne adaptative. Une structure identique est adoptée à l'émission. Ce système est composé par une antenne réseau et par une DSP (digital Signal Processor) dont le rôle est de traiter en temps réel les signaux reçus et ceux à émettre au niveau des antennes. Les N signaux obtenus au niveau de N antennes du réseau sont envoyés à la DSP.

En contexte radio- mobile, les diagrammes des antennes doivent être adaptés afin que le faisceau pointant vers un mobile puisse suivre ses mouvements. Cette technique porte le nom de SDMA adaptatif (A-SDMA pour adaptative-SDMA).

Cette approche comporte les principaux avantages suivants :

- réutilisation des porteuses et donc de la bande de fréquence dynamiquement et de façon adaptative à l'intérieur de la zone de couverture (plusieurs utilisateurs peuvent donc être desservis par la même bande de fréquences),
- les faisceaux étant dirigés vers les utilisateurs, la propagation par multi-trajets est considérablement réduite et l'interférence entre canaux est également réduite,
- la consommation d'énergie est réduite si elle est concentrée vers l'utilisateur, avec une pollution électromagnétique réduite,
- La confidentialité des communications est augmentée par la directivité des faisceaux.

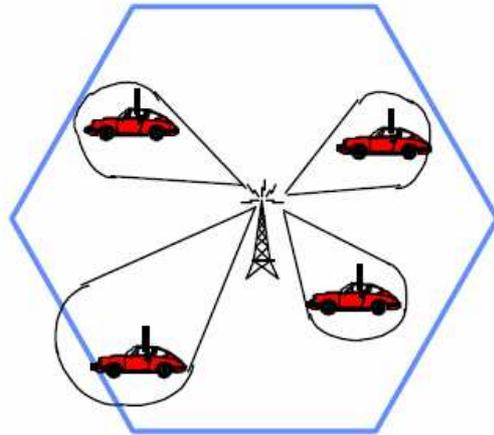


Figure III.3 : La technique SDMA

III.3 Types des antennes intelligentes

Un ensemble de définitions des "niveaux d'intelligence." souvent utilisées sont décrit ci-dessous et illustré dans la figure III.4 [40] :

- **Lobe commuté (SL)** : Ceci s'appelle également le faisceau commuté. C'est la technique la plus simple, et comporte seulement une fonction de commutation de base entre les antennes directives séparées ou les faisceaux prédéfinis d'une rangée d'antenne. L'arrangement qui donne la meilleure exécution, habituellement en termes de puissance reçue, est choisi. En raison d'une directivité plus élevée comparée à une antenne conventionnelle, un certain gain est réalisé. Il sera plus facile de mettre en application une telle antenne en structures existantes de cellules que des réseaux adaptatifs plus sophistiqués, mais elle donne une amélioration limitée.
- **Réseau déphaseur (PA)** : En incluant un algorithme qui calcule la direction d'arrivée (DOA) pour le signal reçu de l'utilisateur, le suivi continu peut être réalisé. Ceci peut être regardé comme généralisation du premier concept. Dans ce cas-ci aussi, la puissance reçue est maximisée.
- **Réseau adaptatif (AA)** : Dans ce cas-ci, un algorithme qui calcule la direction d'arrivée (DOA) des interférences (par exemple, d'autres utilisateurs) est ajouté. Le diagramme de rayonnement peut être alors ajusté pour annuler les interférences. En employant des algorithmes et des techniques de diversité spatiale, le diagramme de rayonnement peut être adapté pour recevoir les signaux par trajets multiples qui peuvent être combinés. Ces techniques maximisent *le rapport signal sur l'interférence* (SIR) (ou *le rapport signal interférence plus bruit* (SINR)).

Les systèmes mobiles conventionnels utilisent habituellement une certaine sorte de diversité

d'antenne (diversité par exemple, de l'espace ou de polarisation). Les antennes adaptatives peuvent être considérées comme un arrangement prolongé de diversité, ayant plus de deux branches de diversité. Dans ce contexte, les réseaux déphaseurs auront un plus grand potentiel de gain que les antennes à commutation de lobe parce que tous les éléments peuvent être employés pour la combinaison de diversité.

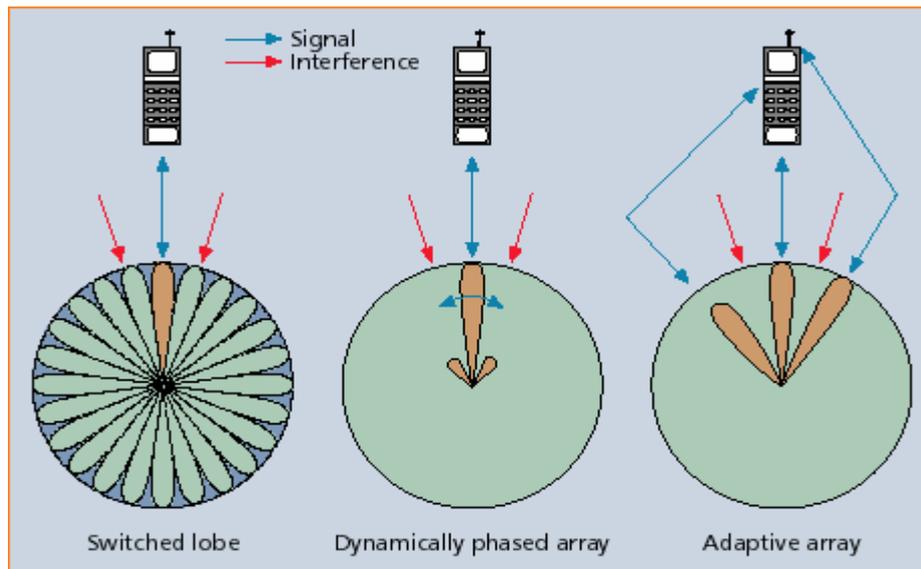


Figure III.4 : Types d'antennes intelligentes

Tous les niveaux d'intelligence décrits sont technologiquement réalisables aujourd'hui. Cependant, dans le domaine des communications personnelles et mobiles, une évolution peut être prévue dans l'utilisation des antennes intelligentes vers des solutions graduellement plus avancées. L'évolution peut être divisée en trois phases :

- Des antennes intelligentes sont utilisées sur la liaison montante seulement (signifie que l'utilisateur transmet et la station de base reçoit). En utilisant une antenne intelligente pour augmenter le gain à la station de base, la sensibilité et la gamme sont augmentées. Ce concept s'appelle *récepteur à haut sensibilité* (HSR) et est en principe non différent des techniques de diversité mises en application dans les systèmes de communications mobiles d'aujourd'hui.
- Dans la deuxième phase, des faisceaux dirigés d'antenne sont employés sur la direction de liaison descendante (station de base transmettant et utilisateur recevant) en plus de HSR. De cette façon, le gain d'antenne est augmenté sur la liaison montante et la liaison descendante, qui implique un filtrage spatial dans les deux

directions. Des fréquences peuvent être plus étroitement réutilisées, ainsi des augmentations de capacité de système sont réalisées. La méthode s'appelle *filtrage spatial pour la réduction d'interférence* (SFIR). Il est possible de présenter ceci dans les systèmes de génération suivante.

- La dernière étape dans le développement sera l'*accès multiple par division d'espace* (SDMA). Ceci implique que plus d'un utilisateur peut être assigné à la même voie de transmission physique simultanément dans la même cellule, seulement séparé par angle. Dans un système TDMA, deux utilisateurs seront assignés à la même fenêtre de temps et fréquence porteuse en même temps et dans la même cellule.

III.4 Structure d'un réseau adaptatif d'antenne

La structure d'un réseau adaptatif d'antennes est illustrée par la Figure III.5. Elle est constituée d'un réseau de N antennes élémentaires dont les sorties sont pondérées par un terme complexe w avant d'être sommées entre elles. L'unité de contrôle des pondérations permet de mettre en forme un diagramme de rayonnement par l'ajustement "intelligent" de l'amplitude et (ou) de la phase avec laquelle se combinent les signaux reçus (ou émis) sur les différents éléments.

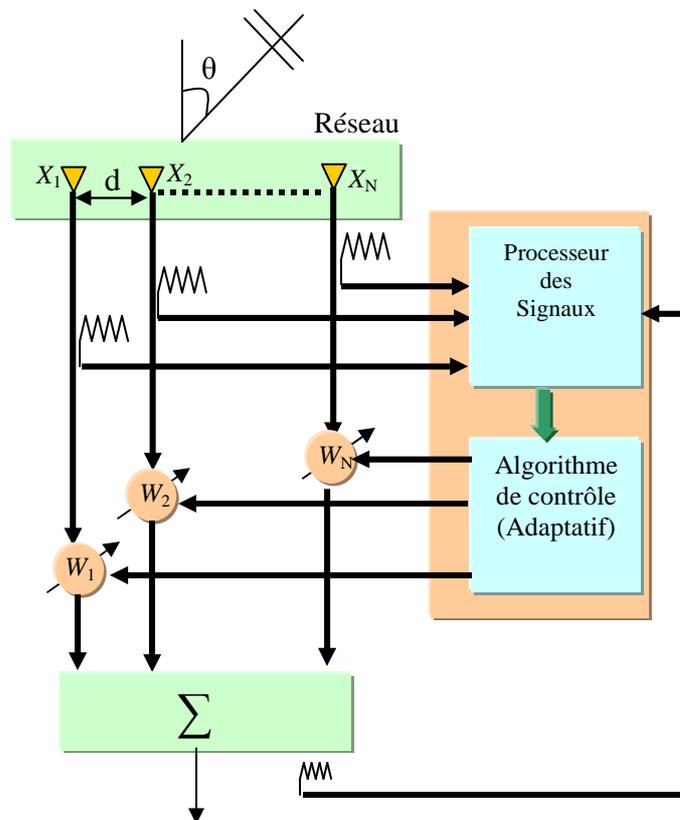


Figure III.5 : Schéma représentatif d'une antenne adaptative

La structure de l'unité de contrôle dépend de l'information que l'on connaît a priori ou que l'on peut estimer au niveau de la station de base. Cette information inclut le type de modulation, le nombre de trajets séparables et leurs angles d'arrivée, la présence ou non d'une séquence d'apprentissage et la complexité de l'environnement de propagation. La figure III.6, illustre le principe de rejection d'interférence par adaptation du diagramme de rayonnement.

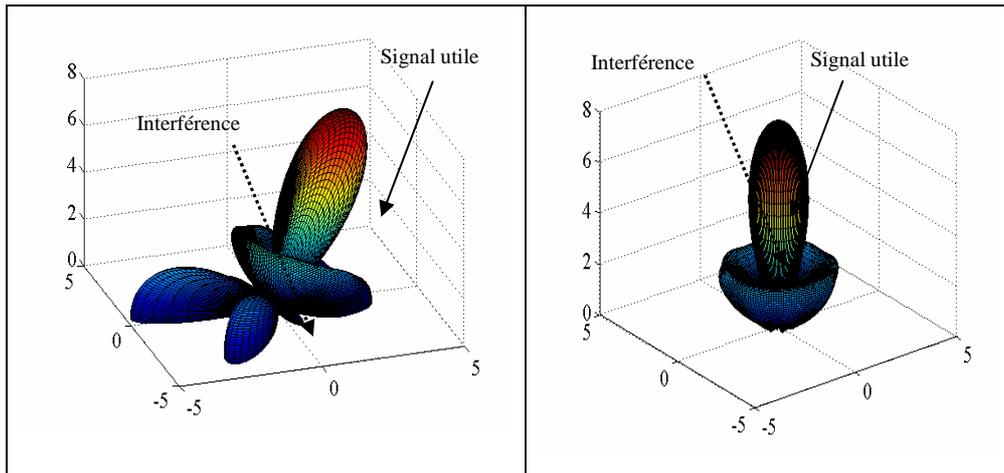


Figure III.6 : Comportement d'un réseau adaptatif d'antenne en présence d'une interférence

La réjection obtenue est fonction des paramètres suivants :

- La géométrie du réseau d'antennes,
- La séparation angulaire entre interférence et signal utile,
- Les caractéristiques des interférences,
- La précision de la réalisation de la pondération.

Le problème de rejection d'interférences posé ici, revient à déterminer le vecteur de pondération W qui permet d'atteindre les objectifs suivants :

- maximisation du rapport signal / bruit +interférence (RSBI),
- minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MSE),
- maximisation du gain du réseau,
- minimisation des distorsions du signal utile.

III.5. Formulation mathématique du problème de l'adaptativité

Dans la plupart des applications considérées ici, les signaux utilisés sont caractérisé par une fréquence porteuse modulée et se mettent sous la forme [40] [48] :

$$s(t) = m(t) \cos(\omega_p t + \phi) \quad (\text{III.1})$$

Dans ce cas, $m(t)$ constitue l'enveloppe du signal modulé et contient toute les informations. De façon à ne pas faire apparaître la fréquence porteuse commune, nous utilisons couramment, en traitement du signal, la notion d'enveloppe complexe $\tilde{s}(t)$ du signal $s(t)$.

L'enveloppe complexe est définie par l'équation :

$$s(t) = \Re\{ \tilde{s}(t) \exp(j\omega_p t) \} \quad (\text{III.2})$$

Généralement dans le traitement d'antenne, nous choisissons d'utiliser directement les quantités complexes pour avoir des notations plus légères.

Nous considérons donc dans ce qui suit, que chaque signal est représenté par son enveloppe complexe (sans noté le \sim).

Par ailleurs, nous supposons que les signaux complexes considérés sont des processus stochastiques du second ordre, c'est-à-dire :

1. $E[s(t)] = 0$ la moyenne est nulle,
2. $\forall t_1, t_2 \quad E[s^*(t_1)s(t_2)] = E[s^*(t)s(t+\tau)]$ avec $\tau = t_1 - t_2$ la fonction d'auto corrélation est stationnaire.

Si l'on reprend la figure 3-5, en réception, il vient que, pour les signaux réels, $y(t)$ est une combinaison linéaire des différents signaux :

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i x_i(t) \quad (\text{III.3})$$

Cependant, si les enveloppes complexes des signaux sont utilisées, nous aurons :

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i^* x_i(t) \quad (\text{III.4})$$

Dans l'espace vectoriel des signaux complexes, la fonction qui associe le signal $y(t)$, est une fonction multilinéaire. C'est pourquoi l'emploi des notations vectorielles et des concepts propres aux espaces vectoriels est particulièrement bien adapté au problème de l'antenne adaptative.

Ainsi, nous pouvons définir un vecteur signal reçu $x(t)$ et un vecteur poids w tel que :

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_1(t) \\ \vdots \\ x_i(t) \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

$$w = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_i \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

La relation (III.4) s'écrit alors :

$$y(t) = w^H x(t) \quad (\text{III.7})$$

En antenne adaptative, nous utiliserons souvent la matrice d'auto-corrélation du signal reçu, qui s'écrit :

$$R_{xx} = E[x^* x^t] = \begin{bmatrix} E[x_1^*(t)x_1(t)] & \cdots & E[x_1^*(t)x_N(t)] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ E[x_N^*(t)x_1(t)] & \cdots & E[x_N^*(t)x_N(t)] \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

Décomposition du signal reçu

Dans le cas général, nous pouvons décomposer le signal présent sur le canal i en trois composantes :

$$x_i(t) = s_i(t) + b_i(t) + n_i(t) \quad (\text{III.9})$$

Où :

- $s_i(t)$ représente le signal utile reçu dans la direction utile déterminée par le couple angulaire (θ_s, ϕ_s) ,
- $b_i(t)$ représente les signaux parasites éventuels (brouilleurs, propagation multi-trajet,...), reçue dans des rection (θ_k, ϕ_k) :

$$b_i(t) = \sum_k b_i^k(t) \quad (\text{III.10})$$

- $n_i(t)$ représente le bruit propre dans le n^{ième} canal (bruit dû aux équipements,...).

Le vecteur signal $X(t)$ peut donc s'écrire :

$$X(t) = S(t) + \sum_k B_k(t) + N(t) \quad (\text{III.11})$$

où

$$S(t) = \begin{bmatrix} s_1(t) \\ \vdots \\ s_i(t) \\ \vdots \\ s_N(t) \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

$$B_k(t) = \begin{bmatrix} b_1^k(t) \\ \vdots \\ b_i^k(t) \\ \vdots \\ b_N^k(t) \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

$$N(t) = \begin{bmatrix} n_1(t) \\ \vdots \\ n_i(t) \\ \vdots \\ n_N(t) \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

Nous pouvons par ailleurs expliciter plus précisément les signaux $s_i(t)$. Dans le cas idéal (propagation non dispersive, ...), les signaux $s_i(t)$ diffèrent uniquement par un retard de propagation τ_i subi par le signal utile émis $s(t)$ depuis l'antenne d'émission jusqu'à la source i .

Nous avons donc :

$$\tau_i = \frac{id \sin \theta_s}{c} \quad (\text{III.15})$$

Et il vient :

$$s_i(t) = s(t) \exp \left[j \frac{2\pi i \sin \theta_s}{\lambda} \right] \quad (\text{III.16})$$

De même, nous pouvons écrire :

$$b_i^k(t) = b^k(t) \exp \left[j \frac{2\pi i \sin \theta_k}{\lambda} \right] \quad (\text{III.17})$$

Enfin, nous admettons que les différents bruits propres $n_i(t)$ sont non corrélés et uniformément répartis en puissance dans tous les canaux de l'antenne ; $n_i(t)$ est représenté

par un processus stochastique stationnaire du second ordre.

Nous avons donc :

$$\begin{cases} E[n_i(t)] = 0 \\ E[n_i^*(t)n_j(t)] = \delta_{ij}P_q \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

où P_q est la puissance apparente de bruit.

La figure III.7 représente le diagramme de rayonnement d'une antenne adaptatif à 10 éléments en bande étroite dans le cas de 3 interférences après adaptation signal incident à 30 degrés

1ère interférence à -30 degré

2ème interférence à +10 degré

3ème interférence à +20 degré

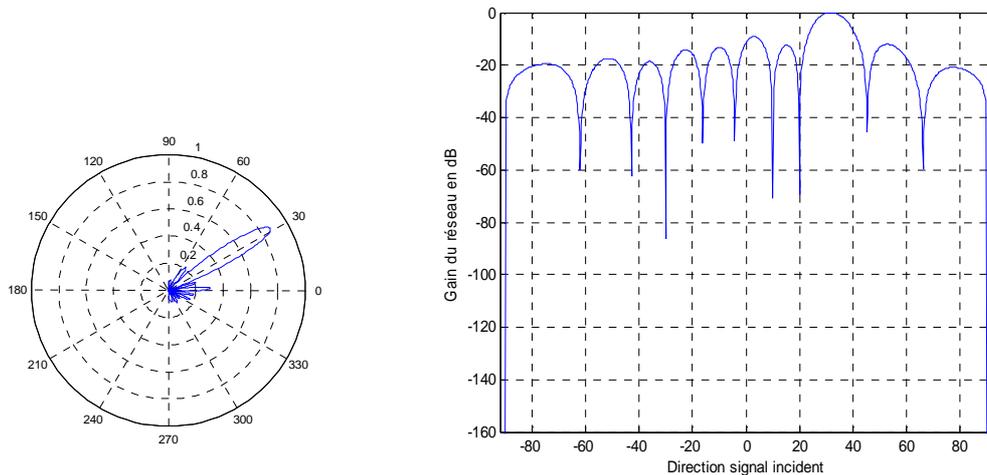


Figure III.7 Diagramme de rayonnement d'une antenne adaptatif à 10 éléments

III.6. Méthodes de formation de faisceaux

La plupart de ces algorithmes sont dérivés des algorithmes d'égalisation pour être utilisés dans le traitement spatial. Les échantillons spatiaux sont les échantillons d'entrée par opposition aux échantillons temporels dans l'égalisation.

Un réseau d'antennes (figure III.8) adapte son diagramme de rayonnement en fonction des conditions de propagation. L'adaptation est réalisée par pondération complexe en sortie du réseau d'antennes. Plusieurs critères existent et le choix de l'un ou de l'autre sera guidé par la connaissance que l'on peut avoir du canal et/ou le signal émis.

Plusieurs algorithmes qui diffèrent en complexité, existent pour obtenir les pondérations optimales. Le choix de l'algorithme est une étape cruciale car de lui dépendent la vitesse de convergence et la complexité d'intégration matérielle.

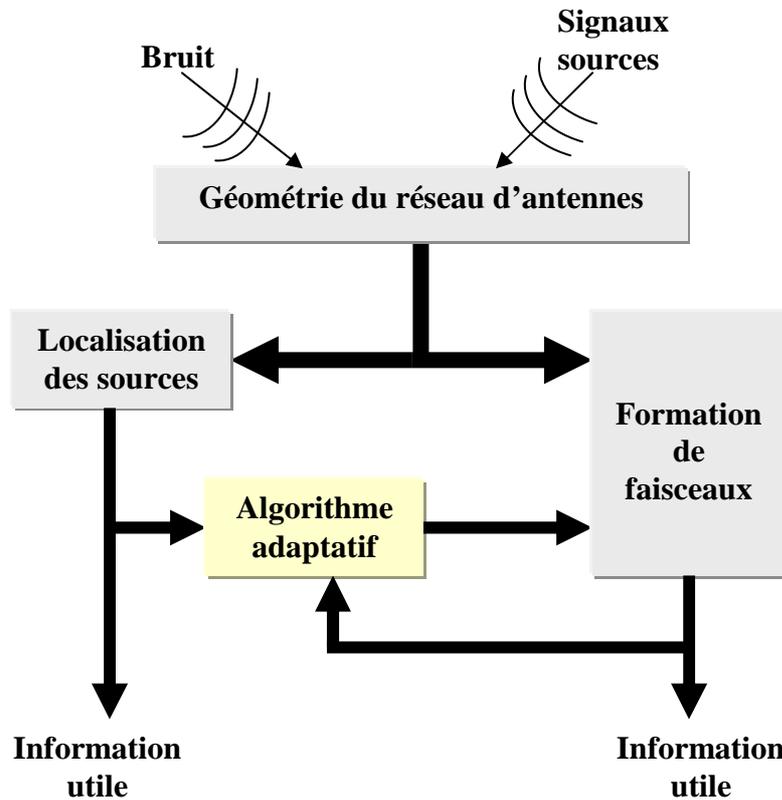


Figure III.8 Processus d'adaptation d'un réseau d'antennes

Les différents algorithmes d'adaptation peuvent être divisés en deux groupes principaux [40] [14]:

- Méthodes **aveugles**
- Méthodes **non aveugles**.

Une large classification des algorithmes adaptatifs est présentée dans la FigureIII.9

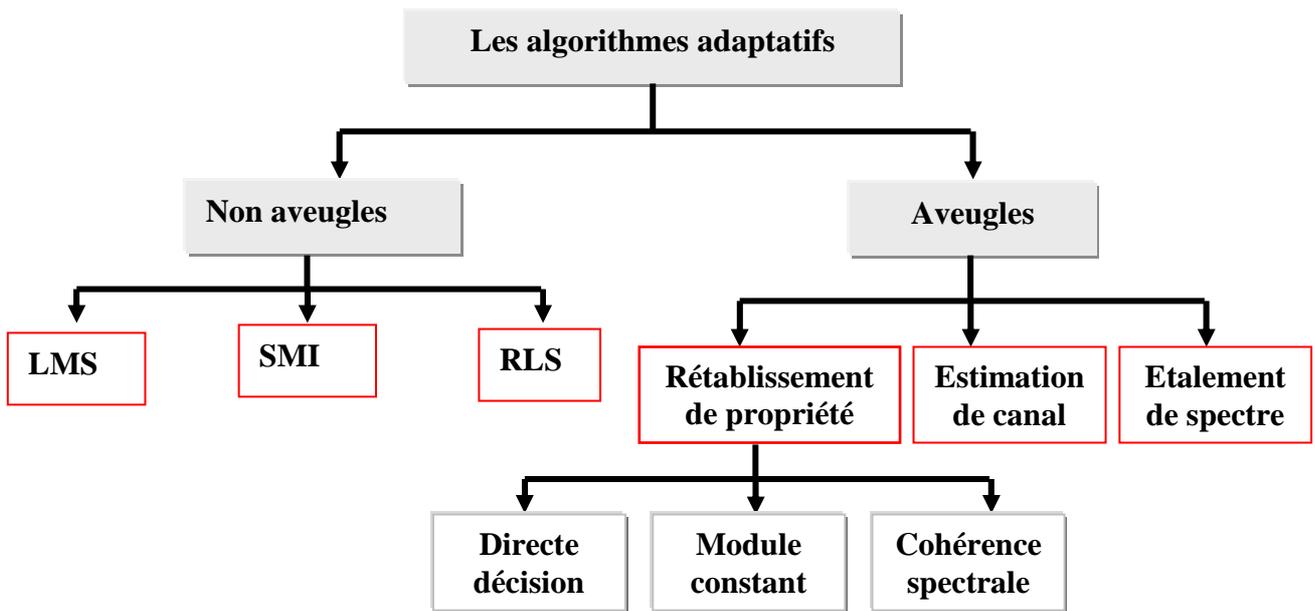


Figure III.9 Classification des algorithmes adaptatifs

III.6.1 Méthodes non aveugles

Dans les méthodes non aveugles, un signal de référence $d(t)$ est utilisé pour ajuster le vecteur de pondération. Le signal $d(t)$ est connu par l'émetteur et le récepteur. Il est envoyé par l'émetteur pendant une période de référence au récepteur. L'algorithme formateur de faisceau utilise le signal de référence pour calculer le vecteur de l'alimentation optimal. En pratique, le récepteur ne connaît pas le signal émis sur toute la durée d'une communication mais seulement sur un laps de temps associé à une séquence d'apprentissage. A chaque mobile est associée une séquence d'apprentissage qui est insérée dans la trame de données.

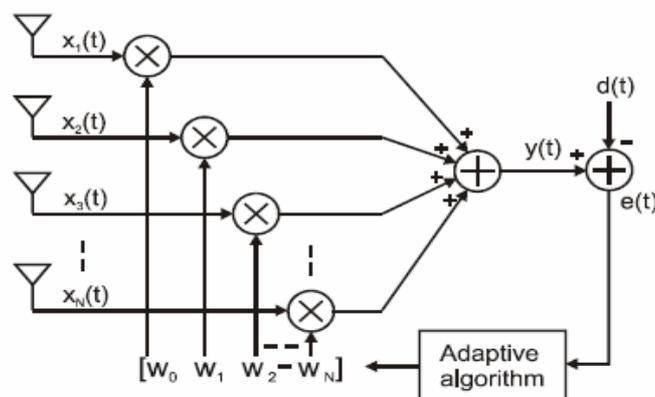


Figure III.10 : Configuration d'un réseau adaptatif d'antennes.

III.6.2 Les méthodes aveugles

Le terme aveugle vient du fait que ces méthodes dites aussi autodidactes ont pour but de restituer directement la séquence d'information transmise sans nécessiter ni l'accès à une séquence d'apprentissage, ni l'identification préalable du canal. Les détecteurs aveugles exploitent la connaissance de la signature temporelle de l'utilisateur désiré. Cette connaissance est également utilisée pour estimer la signature spatiale (la réponse des antennes) de l'utilisateur en question. De plus, l'estimation de la signature spatiale est basée sur l'orthogonalité entre le sous-espace signal et celui du bruit. Les méthodes aveugles exploitent plutôt deux structures différentes:

-Structures spatiales

-Structures temporelles

Le premier groupe utilisant la structure spatiale est généralement basé sur l'estimation de la direction d'arrivée DOA. Ces méthodes angulaires ne peuvent pas être appliquées lorsque le nombre de signaux incidents est supérieur à $M-1$ (M est le nombre d'éléments du réseau d'antennes) ou la dispersion angulaire est trop importante (canal de propagation quelconque). Le deuxième groupe comporte les techniques aveugles qui ne nécessitent plus d'estimer les directions d'incidences des ondes ou l'emploi d'une séquence d'apprentissage. Elles exploitent la connaissance des propriétés de la forme d'onde du signal transmis par exemple le type de modulation.

III.7. Formation de faisceau pour les systèmes MC-CDMA

Dans les sections précédentes, nous avons étudié l'amélioration apportée en utilisant un réseau d'antenne dans un canal à trajets multiples et en présence d'interférence. Dans cette partie, nous étudions l'utilisation de ces systèmes d'antenne pour un signal MC-CDMA.

Comme a été indiqué précédemment, la transmission impliquée dans le système MC-CDMA a des possibilités de rejet d'interférence mais pas de manière suffisante dans le cas de fortes interférences. Par conséquent nous devons employer des algorithmes de formation de faisceau [49].

Une grande partie des premiers travaux s'est concentré sur les récepteurs d'antenne multiples pour des systèmes OFDM. Nous citons quelques travaux puisqu'un système de MC-CDMA est essentiellement un système d'OFDM avec un étalement de spectre. [50] a étudié la détection et l'adaptation en utilisant l'algorithme LMS pour les systèmes OFDM dans un

canal AWGN. [51] a proposé un algorithme MMSE de formation de faisceau adaptatif qui comporte l'évaluation de paramètre de canal pour tous les utilisateurs.

III.7.1 Formation de faisceau dans le domaine fréquentiel

La combinaison des signaux multi-porteuses à travers les éléments du réseau du récepteur peut être réalisé par différentes manières. La méthode la plus simple est de les combiner dans le domaine fréquentiel après l'opération FFT dans le récepteur. Une autre approche consiste à combiner les signaux à l'entrée du récepteur puis exécuter l'opération FFT. Nous appelons ce deuxième procédé la formation de faisceau temporel.

L'approche de formation de faisceau fréquentiel est montrée sur la figure III.11 suivante

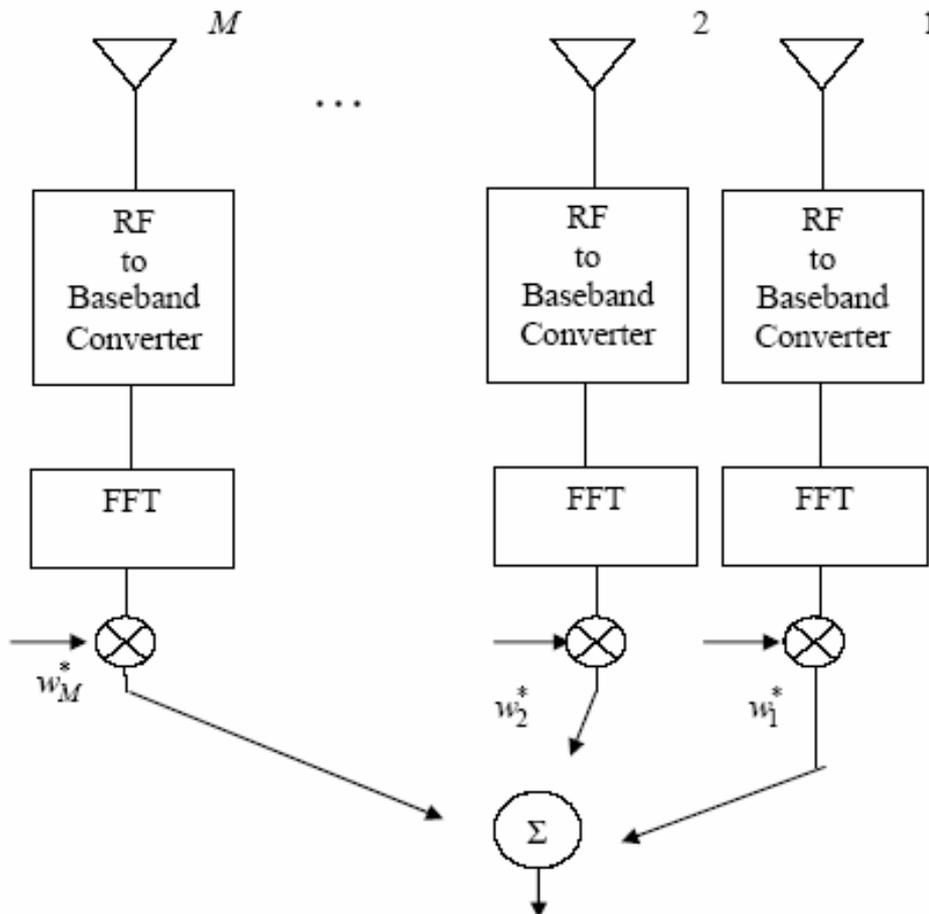


Figure III.11 : Formation de faisceau fréquentiel

III.7.2 Modèle de signaux

Supposons que le signal transmis est présenté par l'expression suivante :

$$S(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{j2\pi nk/N} \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (\text{III.19})$$

Avec N est le nombre de sous porteuses. Les x_k représentent les symboles modulés.

Si nous considérons, un canal multi trajets avec L trajets, le signal reçu est exprimé par :

$$y(n) = \sum_{l=0}^L h(n,l)s(n-l) + w(n) \quad (\text{III.20})$$

L représente le nombre de trajets, $h(l,n)$ fonction de variation des paramètres du canal à travers chaque trajet, $w(n)$ est un bruit blanc gaussien additif et $s(n)$ exprime les sorties du module IFFT dans l'émetteur.

Nous considérons un réseau d'antennes de M éléments et le signal reçu à chaque élément peut être donné par :

$$y_m(n) = \sum_{l=0}^L h(n,l)s(n-l) \exp\left(\frac{-j2\pi(m-1)d \sin \theta}{\lambda}\right) + w_m(n) \quad (\text{III.21})$$

Dans cette équation l'indice m fait référence à l'élément m du réseau d'antennes. En utilisant l'expression de $s(n)$, nous obtenons :

$$\begin{aligned} y_m(n) &= \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^{N-1} x_k \exp\left(\frac{j2\pi(n-l)k}{N}\right) h(n,l) \exp\left(\frac{-j2\pi(m-1)d \sin \theta}{\lambda}\right) + w_m(n) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} x_k \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right) \sum_{l=0}^L h(n,l) \exp\left(\frac{-j2\pi lk}{N}\right) \exp\left(\frac{-j2\pi(m-1)d \sin \theta}{\lambda}\right) + w_m(n) \end{aligned} \quad (\text{III.22})$$

Nous pouvons écrire : $H_k(n) = \sum_{l=0}^L h(n,l) \exp\left(\frac{-j2\pi lk}{N}\right)$ (III.23)

Qui représente la transformée de Fourier de la réponse du canal à l'instant n . Nous pouvons transformer l'équation (III.22) par :

$$y_m(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k H_k(n) \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right) \exp\left(\frac{-j2\pi(m-1)d \sin \theta}{\lambda}\right) + w_m(n) \quad (\text{III.24})$$

En général, le vecteur de réception dans tous les éléments d'antennes est donné par l'expression suivante :

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k H_k(n) \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right) a(\theta) + w(n) \quad (\text{III.25})$$

Ici : $a(\theta) = \left[1 \quad \exp\left(\frac{-j2\pi d \sin \theta}{\lambda}\right) \quad \dots \quad \exp\left(\frac{-j2\pi(M-1)d \sin \theta}{\lambda}\right) \right]^T$ est le vecteur

contenant les déphasages des signaux à la traversée du réseau d'antennes. Il est aussi appelé le vecteur de direction. $w(n)$ est le vecteur bruit de tout les éléments d'antennes. Nous définissons alors la matrice d'auto-corrélation des vecteurs bruit par :

$$\begin{aligned} R_{ww} &= E\{w(n)w^+(n)\} \\ &= \sigma^2 I \end{aligned} \quad (\text{III.26})$$

La sortie du bloc FFT à l'élément m du réseau d'antennes pour la k ème sous porteuse est donnée par l'expression suivante (à partir de l'équation (3.24)) :

$$Z_{m,k} = \sum_{k=0}^{N-1} y_m(n) \exp\left(\frac{-j2\pi nk}{N}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k H_k(n) \exp\left(\frac{-j2\pi(m-1)d \sin \theta}{\lambda}\right) + w_{m,k}(n) \quad (\text{III.27})$$

Avec $w_{m,k}(n)$ est la transformé de Fourier de la composante bruit à l'élément m du réseau d'antennes pour la k ème sous porteuse.

III.7.3 Formations de faisceau par le critère MMSE

Nous employons le signal reçu au réseau d'antennes pondérées par des coefficients qui optimisent le signal de sortie.

Nous considérons, le critère de performance pour minimiser l'erreur quadratique entre le signal reçu et le signal transmis, la fonction de coût à minimiser est donnée par :

$$J = E \left[|d(n) - y(n)|^2 \right] \quad (\text{III.28})$$

$d(n)$ est un signal de référence. Si nous remplaçons la sortie du formateur de faisceau par $y(n) = w^H x(n)$ et en prenant le gradient de la fonction coût, nous obtenons :

$$\nabla J = -2r_{xd} + R_{xx}w = 0 \quad (\text{III.29})$$

Avec $R_{xx} = E[x(n)x(n)^H]$ est la matrice $M \times M$ d'autocorrelation du signal d'entrée $x(n)$.
 $r_{xd} = E[x(n)d^*(n)]$ est le vecteur d'intercorrelation entre le signal d'entrée et le signal de référence $d(n)$.

La résolution de l'équation (3.30) donne le vecteur de pondération des éléments du réseau d'antennes :

$$w_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xd} \quad (\text{III.30})$$

R_{xx} et r_{xd} sont calculé après l'opération FFT sur les échantillons de données à la sortie de chacun des antennes du réseau.

Les poids calculés sont alors employés pour combiner ce signal après l'opération de FFT le signal combiné est donné par :

$$P = w^H Z \quad (\text{III.31})$$

où w est le vecteur de poids obtenu en utilisant le critère de MMSE, Z est une matrice de sortie des blocs de détection à chacun des éléments de réception et P est le vecteur du signal combiné. Le vecteur P est alors employé pour le désétalement et décodage des symboles après la conversion parallèle série.

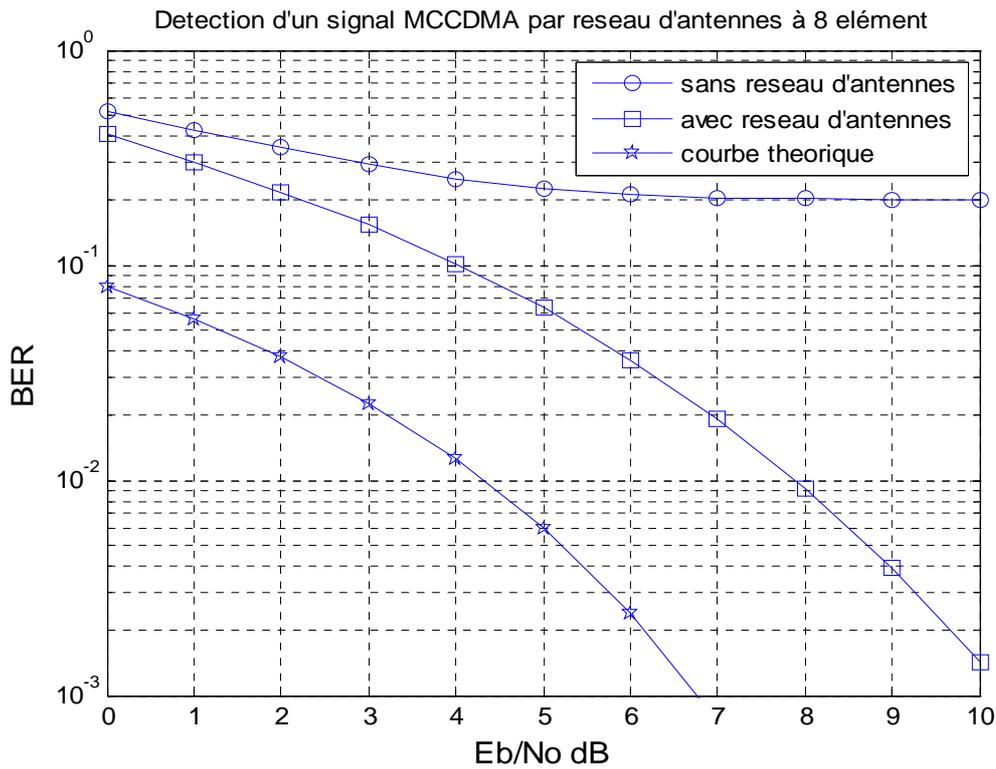


Figure III.12 : Détection d'un signal MC-CDMA par réseau d'antenne à 8 élément dans un canal de Rayleigh

Nous remarquons clairement la diminution significative du taux d'erreur BER avec l'utilisation d'un réseau d'antennes de 8 éléments dans le schéma de réception.

III.8. MIMO- MC-CDMA

Dans un système mono-antenne, l'augmentation de la taille de la modulation ou de la bande de fréquence utilisée sont les seules solutions pour augmenter le débit de données, avec tous les problèmes de complexité ou d'encombrement que cela entraîne. Partant du point de vue de la théorie de l'information, deux membres des laboratoires de recherche Bell, Telatar [52] et Foschini [53], ont parallèlement et indépendamment montré que la capacité des systèmes multi-antennes augmentait linéairement avec le nombre d'antennes émettrices, dépassant de manière significative la limite théorique de Shannon [54]. L'aptitude des systèmes multi-antennes à résister aux évanouissements et aux interférences constitue par ailleurs un avantage supplémentaire indéniable.

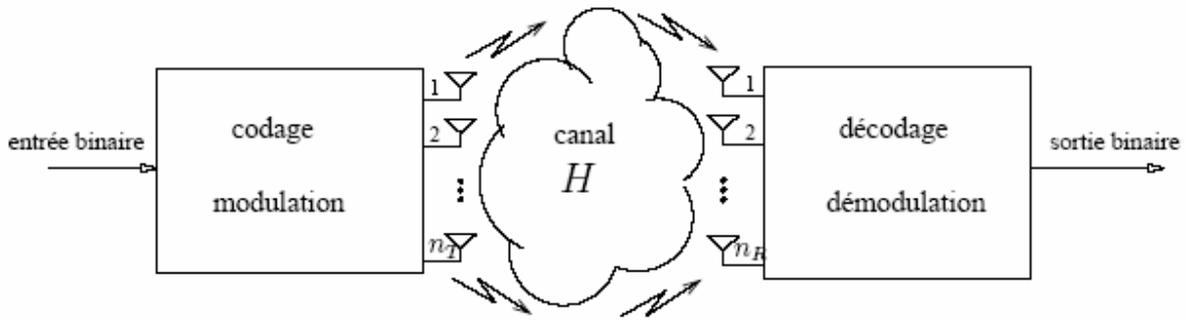


FIG. III.13 – Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO

Ces découvertes ont fait des systèmes MIMO un des domaines les plus attractifs pour les industriels, qui y voient une des technologies susceptibles de résoudre les problèmes d'encombrement et de limitation de capacité des réseaux sans fil large bande. De nombreuses études ont donc été menées depuis lors, proposant de nouvelles architectures, différents algorithmes de réception ou encore des méthodes d'optimisation.

On distingue principalement deux types d'architecture de systèmes multi-antennes, développées pour atteindre le même objectif de départ, à savoir l'augmentation de l'efficacité spectrale de la transmission, mais de manière différente. L'architecture originale, connue sous le nom de BLAST (Bell Labs Layered Space-Time) visait à augmenter principalement la capacité des systèmes et a naturellement pris le nom de système spatio-temporel par couches, puisque la chaîne de symboles est directement démultiplexée sur les antennes émettrices. Afin d'améliorer la qualité de la transmission, Tarokh puis Alamouti [55] ont conçu des systèmes basés essentiellement sur la diversité, proposant un codage et un étiquetage conjoints. La redondance ainsi introduite permet alors de réduire considérablement le Taux Erreur Bit, sacrifiant une partie du gain en débit dû à la multiplicité d'antennes.

De nombreuses approches ont également été envisagées pour la séparation des signaux et la réception des symboles en provenance d'un canal MIMO, et une gamme complète d'algorithmes linéaires ou non est disponible.

Entre le récepteur basé sur le critère du forçage à zéro (ZF), solution la plus simple mais aussi la moins performante, et la détection optimale basée sur le maximum de vraisemblance (MV), dont la complexité se révèle parfois prohibitive lorsque le nombre d'antennes est trop élevé, on pourra trouver un panel de plusieurs algorithmes sous optimaux, dont certains se montrent cependant très efficaces.

L'idée de base des systèmes MIMO est très simple puisqu'il s'agit d'associer la diversité

spatiale à l'émission à la diversité spatiale à la réception. Il s'agit en quelque sorte d'une extension des "antennes intelligentes".

Utilisé dans les systèmes sans fil traditionnels, ce concept regroupe les techniques de traitement du signal qui exploitent la multiplicité d'antennes d'un seul côté de la liaison (souvent d'ailleurs au niveau de la station de base pour des raisons évidentes d'encombrement spatial). La multiplicité autorise une communication plus sûre et permet d'éviter les désagréments inhérents aux conditions de propagation, tels les trajets multiples et les évanouissements. Si les antennes sont multiples à l'émission, on parle de liaison MISO (Multiple-Input Single Output), et dans le cas inverse de liaison SIMO (Single Input Multiple-Output). La formation de faisceaux est une application particulière de ce type de système qui consiste à augmenter le RSB (rapport signal sur bruit) en regroupant l'énergie dans des directions privilégiées, évitant ainsi les évanouissements trop profonds et les interférences.

Par ailleurs, lorsqu'on utilise plusieurs antennes à l'émission ou à la réception, la probabilité de perdre toute l'information diminue exponentiellement avec le nombre d'antennes décorréelées. C'est le phénomène de diversité spatiale et l'ordre de diversité est défini par le nombre de branches décorréelées.

Les avantages des systèmes MIMO vont cependant bien au-delà de ceux des antennes intelligentes. Le fait de placer des antennes des deux côtés de la liaison crée une matrice de canal et donne la possibilité de transmettre de l'information par plusieurs modes spatiaux de cette matrice sur le même créneau spatiotemporel et sans puissance supplémentaire. Si cela peut paraître simple intuitivement, il aura tout de même fallu attendre les travaux rigoureux de démonstration de Foschini [53] et Telatar [52] pour que des systèmes pratiques de ce type soient mis en oeuvre.

III.8.1 Multiplex spatial

Contrairement aux codes spatio-temporels, dont l'efficacité spectrale est limitée par le codeur utilisé, la capacité des systèmes spatio-temporel par couches (LST pour Layered Space-Time), formées par un multiplexage initial, croît linéairement avec le nombre d'antennes émettrices, et le TEB décroît exponentiellement si l'on utilise un détecteur optimal (MV). L'avenir des communications numériques réside sans doute dans la capacité à envoyer simultanément des informations spécifiques pour différents types d'applications.

Les chaînes de symboles seront alors envoyées à différents sous-canaux dédiés avec un codage approprié, imposant aux systèmes de transmission une certaine souplesse. Ainsi,

**CHAPITRE 3 : Détection Multi- utilisateurs par réseau d’antennes appliquée à un signal
MC-CDMA**

contrairement aux codes spatio-temporels, le nombre d’antennes, la technique de modulation, l’entrelaceur utilisé peuvent facilement s’ajuster dans des systèmes spatio-temporels par couches, dont les voies sont indépendantes.

Les systèmes spatio-temporels par couches sont à l’origine de l’engouement pour les systèmes MIMO.

Les chercheurs des laboratoires Bell ont ainsi proposé successivement plusieurs architectures dont ils ont démontré l’énorme potentiel. Le système le plus simple, qui ne fait appel à aucune technique de codage, est le V-BLAST [56, 57, 58]. Cette architecture verticale procède tout simplement à un démultiplexage de la chaîne d’informations en n_T sous-chaînes, chacune d’entre elles étant transmise par son antenne respective après avoir été modulée.

Si on note $b_1, b_2, \dots, b_k, \dots$ les bits d’information provenant de la source binaire et $\{s_k^l\}$ les symboles à émettre qui se trouvent sur la ligne de la matrice résultante, le processus peut être représenté sous forme de diagramme:

$$(b_1 \quad b_2 \quad \dots \quad b_k \quad \dots) \rightarrow \begin{pmatrix} b_1 & b_{n_T+1} & \dots \\ b_2 & b_{n_T+2} & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ b_{n_T} & b_{2n_T} & \dots \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} s_1^1 & s_2^1 & \dots \\ s_1^2 & s_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots \\ s_1^{n_T} & s_2^{n_T} & \dots \end{pmatrix}$$

Les symboles qui se trouvent sur la ligne (ou couche) L de la matrice sont alors envoyés par l’antenne L

Cette architecture verticale sans codage n’est pas la première version du prototype BLAST proposée par les laboratoires Bell, mais c’est celle qui a véritablement révolutionné le monde des systèmes multi-antennes par sa simplicité et son efficacité.

Beaucoup d’auteurs se sont inspirés de cette architecture par couches et ont proposé différents types de codage pouvant lui être associés [59, 60, 61, 62,63].

Les figures suivantes présentent des schémas descriptifs du système V-BLAST- MC-CDMA en émission et en réception :

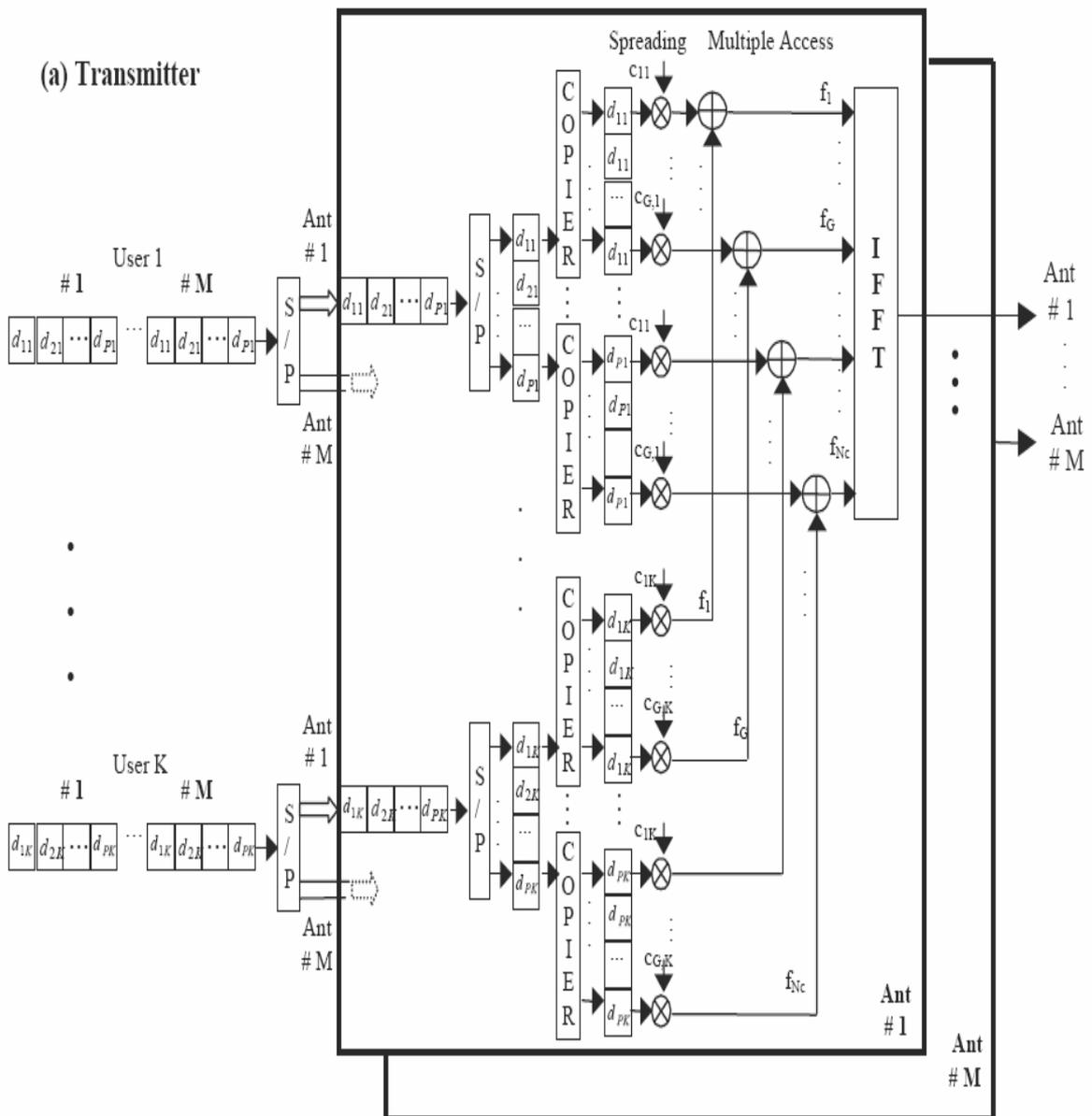


Figure III.14 : système MIMO-V-BLAST -MC- CDMA en émission

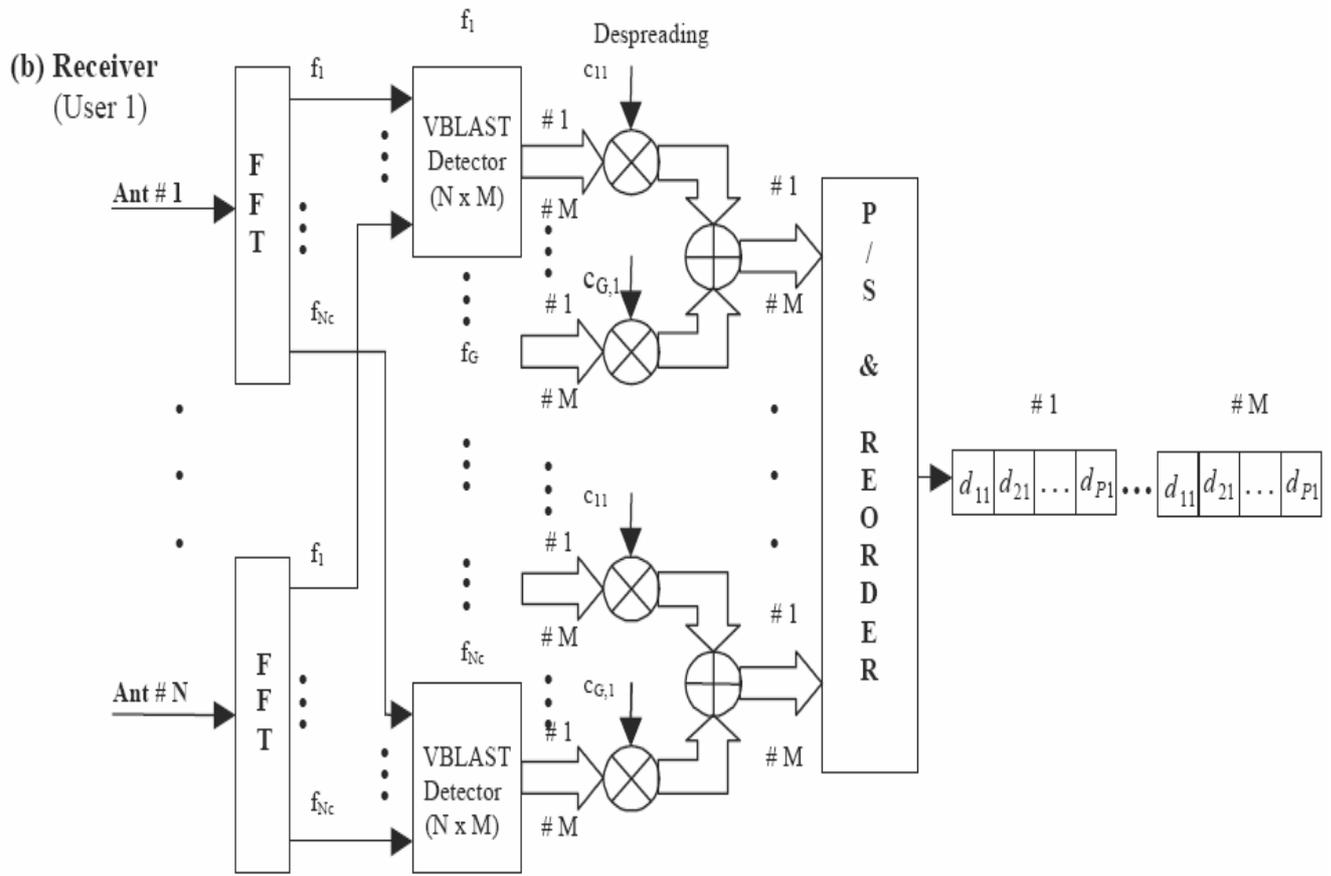


Figure III.15 : système V-BLAST-MC-CDMA en réception

En réception, le signal est une superposition des symboles transmis, bruités et atténués par les multi trajets, compliquant la tâche des récepteurs traditionnels.

Soit $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{n_t \times 1}$ le vecteur de données émises simultanément sur les différentes antennes et $\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}$ le vecteur reçu correspondant. Le récepteur a pour but de séparer les différents flux d'émissions mélangés par le canal. D'un point de vue traitement du signal, le canal **MIMO** apporte de l'interférence entre antennes que nous dénommons CAI. La section suivante propose des algorithmes permettant de restituer l'information.

III.8.2 Algorithmes de détection

Critère de forçage à zéro

Le récepteur linéaire le plus simple est le récepteur basé sur le critère de forçage à zéro (ZF pour zeroforcing) qui inverse tout simplement la matrice de canal. Supposant que \mathbf{H} est inversible, le vecteur de symboles estimés de taille $n_r \times 1$ est alors donné par la relation:

$$\hat{s} = H^{-1}r \quad (\text{III.32})$$

Le récepteur ZF sépare ainsi parfaitement les symboles transmis dans le même canal. Lorsque H est mal conditionnée, le récepteur ZF donne des résultats corrects pour des RSB élevés, mais pour de faibles RSB le bruit perturbe fortement les performances. En pratique, si H n'est pas carrée (*i.e.* si le nombre d'antennes d'émission n'est pas égale au nombre d'antennes de réception) le récepteur multiplie r à gauche par la pseudo inverse de la matrice de canal pour récupérer tous les symboles. Dans ce cas, le vecteur estimé s'écrit:

$$\hat{s} = H^{-1}r = (H^* H)^{-1} H^* r \quad (\text{III.33})$$

Récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM)

La contrepartie de la parfaite séparation des signaux est l'augmentation du bruit. Le récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM) constitue une excellente alternative. Cet autre récepteur linéaire minimise l'erreur globale due au bruit et à l'interférence mutuelle des signaux transitant par le même canal.

L'erreur quadratique moyenne est donnée par:

$$\xi = E\{(s - \hat{s})^* (s - \hat{s})\} \quad (\text{III.34})$$

Dans ce cas, on estime s grâce à la relation:Voire annexe 4.

$$\hat{s} = \frac{\sigma_s^2}{n_T} H^* \left(\sigma_n^2 I_{n_R} + \frac{\sigma_s^2}{n_T} H H^* \right)^{-1} r \quad (\text{III.35})$$

Dans laquelle on suppose que $E\{s s^*\} = \frac{\sigma_s^2}{n_T} I_{n_T}$ et $E\{n n^*\} = \sigma_n^2 I_{n_R}$. Le récepteur EQMM est

moins sensible au bruit mais il sépare moins bien les signaux. Dans le cas d'un SNR élevé le récepteur EQMM converge vers le récepteur ZF.

Les figures suivantes représentent l'implémentation des algorithmes MMSE-IC, MMSE, ZF-IC et ZF dans un récepteur V-BLAST- MC-CDMA. (IC : annulation d'interférences, MMSE : EQMM) pour le cas d'un mono- utilisateur et multi-utilisateur pour 4 antennes en émission et 3 antennes en réception.

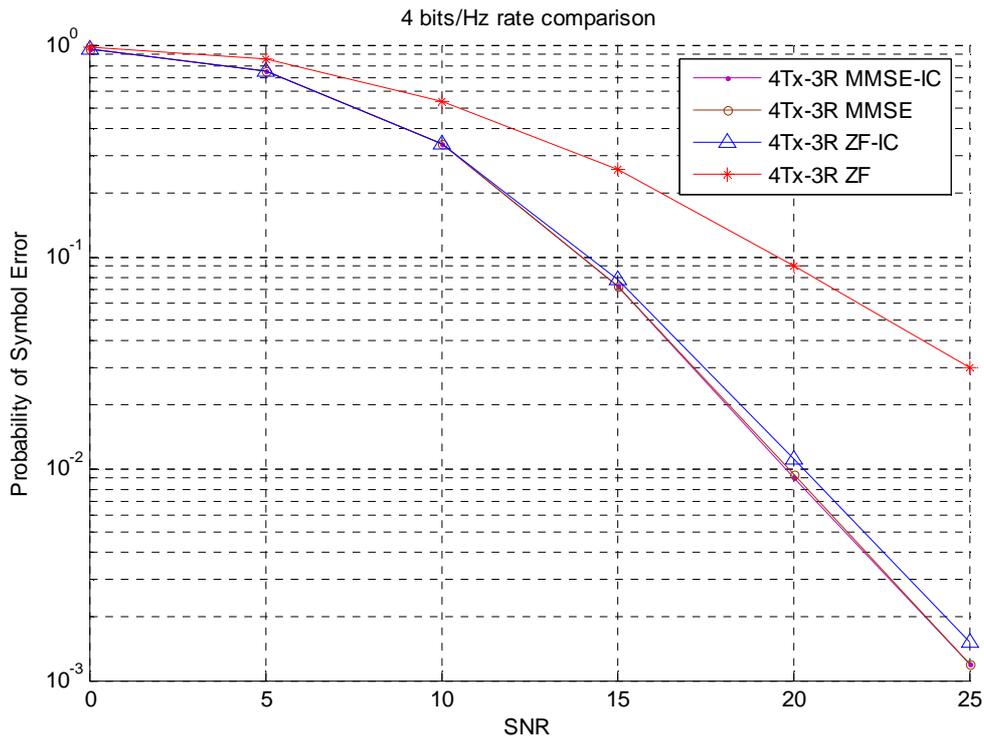


Figure III.16 MIMO-MC-CDMA avec V-BLAST Réception pour 4 utilisateurs

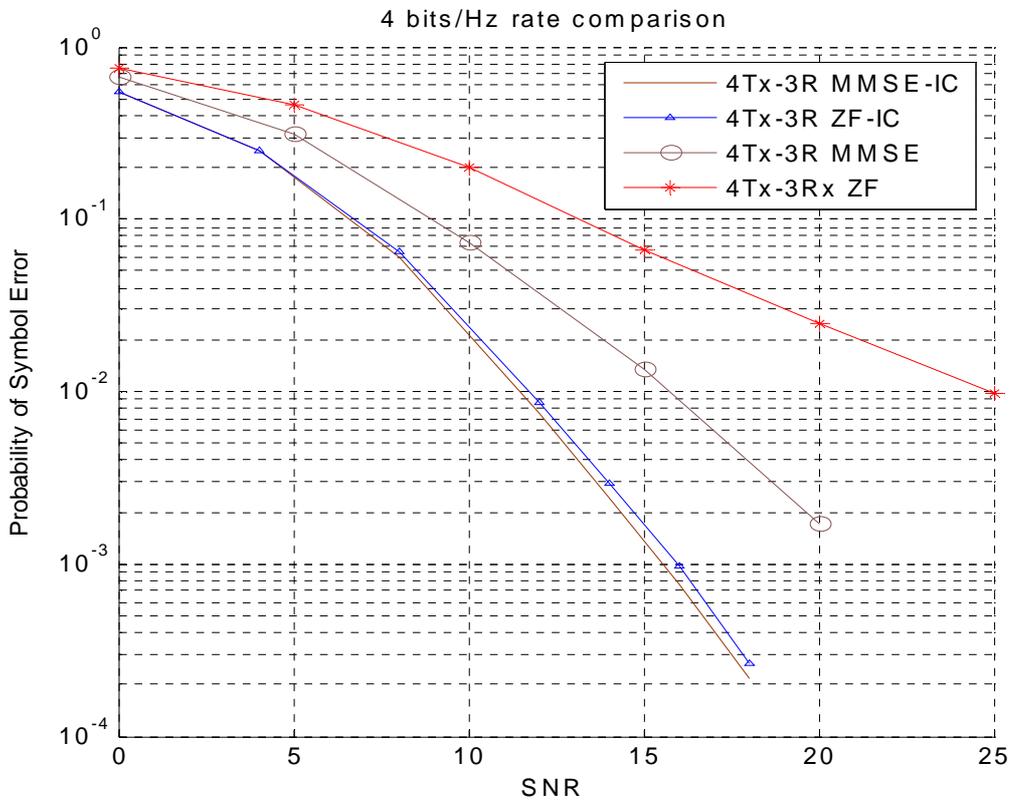


Figure III.17 MIMO- MC-CDMA avec V-BLAST Réception mono-utilisateur

Ces figures montre clairement l'efficacité du système MIMO-MC-CDMA avec le critère MMSE et annulation d'interférence par rapport aux autres approches.

III. 9 Conclusion

L'objectif de ce chapitre était de montrer la contribution des réseaux adaptatifs d'antennes et la formation de faisceau dans la détection pour un système MC-CDMA et MIMO-MC-CDMA.

Nous avons présenté la formation de faisceau pour système MC-CDMA, ensuite l'architecture verticale V-BLAST qui procède tout simplement à un démultiplexage de la chaîne d'informations en sous chaînes, chacune d'entre elles étant transmise par son antenne respective après avoir été modulée.