

Remerciement et dédicaces	ii
Résumé.....	iv
Table des matières.....	vi
Table des figures.....	xi
Acronymes et abréviations.....	xiii

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre 1 : Techniques de transmission

1 Introduction	4
2 Système de communication.....	4
3 Etude du canal de transmission	7
3.1 Définition d'un canal	7
3.2 Types de canaux	7
3.2.1 Canal avec Bruit Additif Blanc Gaussien.....	7
3.2.2 Canal avec évanouissement.....	8
3.2.3 Canal de Rayleigh	8
4 Sélectivité du canal	9
4.1 Canal sélectif en fréquence.....	10
4.2 Canal sélectif en temps.....	11
4.3 Canal non sélectif en fréquence.....	11
4.4 Canal sélectif en temps et en fréquence	12
5 Diversité.....	12
5.1 Généralités.....	12
5.2 Types de diversité.....	13
5.2.1 Diversité spatiale	13
5.2.2 Diversité de polarisation	13
5.2.3 Diversité angulaire	14
5.2.4 Diversité fréquentielle	14
5.2.5 Diversité de parcours.....	14
5.2.6 Diversité spatio- temporelle	15
5.2.7 Diversité temporelle	15
5.2.8 Diversité transformée	15
5.2.8.1 Espace - fréquence.....	15

5.2.8.2 Espace -temps.....	16
6Modulation 16	
7 Les différents types de code	19
7.1 Codes spatio-temporels en treillis (STT).....	19
7.2 Codes spatio- temporels en bloc (CSTB)	21
7.3 Codes spatio- tempo fréquentiels (STF)	23
8Conclusion	25

Chapitre 2 : Système MISO et techniques de formations de faisceaux

1 Introduction	28
2 Systèmes MISO.....	28
2.1 La capacité du canal MISO	28
3. Techniques non adaptatives et adaptatives	29
3.1 Techniques non adaptatives	29
3.1.1 Critère de forçage à zéro(ZF)	29
3.1.2 Minimum Mean-Squared Error (MMSE)	30
3.1.3 Récepteur à maximum de vraisemblance(MV).....	30
3.1.4 Architecture de BLAST	31
3.1.4.1 Architecture de V-BLAST	31
3.2 Techniques adaptatives	32
3.2.1 Least Mean-square (LMS)	32
3.2.2 Algorithme du gradient stochastique par bloc (BLMS).....	33
3.2.3 Algorithme des moindres carrés récursifs (MCR)	35
4 Technique de formation de faisceaux	36
4.1 Différents types de formation de faisceaux.....	37
4.2 Formation de faisceaux au niveau d'émetteur	38
4.3 Formation de faisceaux conventionnelle (FFC).....	39
4.4 Les formations de faisceaux adaptatives (FFA).....	41
4.4.1 Formation de faisceaux par séquence de référence	41
5 Schéma de transmission	46
6 Modélisation	47
7 Conclusion 47	

Chapitre 3 : Simulations et résultats

1 Introduction	50
2 Paramètres de simulation	50
3 Simulation d'algorithme LMS	50
4 Simulation du LMS-MISO	52
5 Influence du nombre d'antennes	53
6 Conclusion	54
Conclusion générale	56
Références Bibliographiques	57

Figure 1.1: Chaîne de transmission numérique.....	5
Figure 1.2 : Modèle d'un canal gaussien.....	8
Figure 1.3 : Modèle d'un canal avec évanouissement	8
Figure 1.4 : Modèle du canal de Rayleigh avec du bruit additif.....	9
Figure 1.5 : Différentes sélectivités du canal.....	9
Figure 1.6: Comparaison montrant un canal sélectif en fréquence.....	11
Figure 1.7: Comparaison montrant un canal non sélectif en fréquence.....	12
Figure 1.8: principe de la diversité fréquentielle : répétition du signal sur des distantes au moins de B_c	14
Figure 1.9 : Principe de la diversité temporelle : répétition du signal avec un intervalle au moins égale à T_c	15
Figure 1.10: Modulation à décalage d'amplitude (ASK).....	17
Figure 1.11: Modulation à décalage de fréquence (FSK).....	17
Figure 1.12 : Modulation à décalage de phase (PSK).....	18
Figure 1.13: Modulation à décalage de phase en quadrature (QPSK).....	18
Figure 1.14: Modulation d'amplitude en quadrature 16-QAM	19
Figure 1.15: Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant $N_T = 2$ émetteurs et une modulation MDP-4.....	20
Figure 1.16 : Schéma bloc d'un émetteur à code d'Alamouti.....	22
Figure 1.17 : Performance du code d'Alamouti.....	23
Figure 1.18 : Schémas bloc d'un codeur spatio-fréquentiel.....	24
Figure 1.19 : Codage spatio-tempo fréquentiel dans l'OFDM.....	24
Figure 2.1 : Dispositif MISO.....	29
Figure 2.2: Architecture d'un émetteur V-BLAST.....	31
Figure 2.3: schéma représentant le processus d'un émetteur V-BLAST.....	32
Figure 2.4 : Principe de la formation de faisceaux.....	37
Figure 2.5: Configuration de l'antenne pour la formation de voies.....	39

Figure 2.6: Schéma de principe d'un formateur de faisceaux par séquence de référence.....	45
Figure 2.7: Schéma de transmission associé à un système MISO.....	46
Figure 3.1 : Le signal désirer.....	50
Figure 3.2 : Le signal avec bruit.....	51
Figure 3.3 : Courbe d'erreur.....	51
Figure 3.4 : Le signal de sortie après filtrage.....	52
Figure 3.5 : Algorithme LMS associé avec la Technique MISO.....	53
Figure 3.6 : Algorithme LMS associé avec la Technique MISO ($N_t=4$, $N_r=1$, $\mu=0.35$).....	54

RSB : Rapport Signal sur Bruit

TEB: Taux d'Erreur Binaire

PEB: Probabilité d'Erreur Binaire

PSK : Phase Shift keying

ASK : Amplitude Shift keying

AM: Amplitude Modulation

MDA : Modulation par déplacement d'amplitude

ASK: Amplitude Shift Keying

FSK : Frequency Shift Keying

BPSK : Binary phase Shift keying

QPSK: Quadrature phase Shift keying

QAM : Quadrature Amplitude Modulation

MISO: Multiple Input Single Outputs

SIMO: Single Input Multiple Output

STT: Spatio Temporel en Treillis

STB: Spatio Temporel en Bloc

CSTT: Code Spatio Temporel en Treillis

MDP : Modulation par Déplacement Déphasage

CSTB: Code Spatio Temporel en Bloc

STF : Spatio Temporel en Frequence.

MIMO : Multiple Input Multiple Output

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

LMS : Least Mean-Square

RLS : Recursive Least-Squares

SISO : Single Input Single Output

ZF : Forçage à Zéro

MMSE : Minimum Mean-Squared Error

Acronymes et Abréviations

MSE : Mean-Squared Error

MV : Maximum de Vraisemblance

BLAST:Bell Labs Layered Space Time

V-BLAST : Vertical Labs Layered Space Time

BLMS : Algorithme du gradient stochastique par bloc

RIF: Réponse Impulsionnelle Finie

FF : Formation de Faisceaux

ULA : Uniform LinearArray

FFA : Formations de Faisceaux Adaptatives

MPDR : Minimum Power DistortionlessResponse

MVDR : Maximum Variance DistortionlessResponse

RSBI :Rapport Signal sur Bruit plus Interférences

CDMA : Code Division Multiple Access

EQM : Erreur Quadratique Moyenne

Le monde des communications est présentement à un carrefour très important de son évolution. C'est particulièrement vrai en ce qui concerne les communications sans fil, dont l'importance ne cesse des'accroître très rapidement à cause des nombreuses avancées dans le domaine, et de leur accessibilité au grand public. De plus, grâce à la miniaturisation des technologies, leur performance a augmenté, et continuera d'augmenter à un rythme effréné.

Les secteurs de la communication sans fil et de la communication mobile constituent en ce sens des défis importants. Au fil du temps, plusieurs générations se sont succédé afin d'améliorer le débit et la capacité tout en maintenant une qualité de service appréciable. Le monde sans fil est ainsi passé par la modulation analogique avant d'adopter définitivement la modulation numérique. L'évolution dans ce domaine se fait très rapidement: une nouvelle génération voit à peine le jour que des recherches sont faites sur la prochaine. La raison en est fort simple l'augmentation du nombre d'utilisateurs de services sans-fil est presque exponentielle, et chacun de ces utilisateurs demande toujours plus de bande passante. En effet, à l'origine, on se contentait de transmettre le strict nécessaire pour qu'il y ait communication, c'est-à-dire la voix. Toutefois maintenant, on transmet maintenant des données réseau, de la voix, l'internet, des fichiers audio, vidéo... Nous voyons donc que l'évolution de ce domaine n'est pas prête de s'arrêter, ni même de ralentir.

Durant toute cette évolution, la base reste la même qu'elle a toujours été dans les systèmes de télécommunications: nous désirons émettre et recevoir, tout en limitant les interférences et les effets perturbateurs du canal de transmission. Les problèmes restent donc aussi en bonne partie les mêmes: le bruit gaussien, les interférences (inter symbole, les délais ...). Toutefois, selon les méthodes utilisées, la façon de résoudre les différents problèmes varie grandement, car les techniques ne sont souvent applicables que pour un mode d'envoi précis, ou bien elles'appliquent différemment selon le mode.[20]

Nous nous sommes intéressés dans ce mémoire à l'étude et l'optimisation des performances des systèmes de transmission sans Fil dans un milieu Indoor, et pour cela nous avons organisé notre mémoire comme suit :

Dans le chapitre 1, nous allons décrire brièvement les différentes parties d'un système de communication numérique, ainsi nous avons introduit l'étude du canal radio, les techniques de diversité et l'implémentation des codes spatio-temporels offrant un maximum diversité.

Dans le chapitre 2, nous allons décrire quelques techniques adaptatifs afin d'améliorer les performances de notre système proposé out en augmentant le débit de transmission sans fil et en assurant une meilleure qualité de signal en réception.

INTRODUCTION GENERALE

Enfin dans le dernier chapitre, nous allons présenter nos résultats de simulations en deux parties :

La première partie concerne la simulation de l'algorithme LMS avec un certain nombre d'informations transmis.

La deuxième partie, concerne la simulation de cet algorithme associé avec la technologie de transmission sans Fil MISO (Multiple Input Single Output).

1. Introduction

Transmettre de l'information d'un point à un autre sans-fil nécessite un système de radiocommunication. Ce système utilise le canal hertzien comme support physique. Au cours de sa propagation, l'onde transmise traverse différents types de canaux jusqu'à atteindre sa cible. Ces canaux affectent l'onde émise. Cela rend nécessaire l'étude des canaux de propagation. Les performances de transmission, comme on le montrera par la suite, dépendent considérablement des caractéristiques du canal. Selon les conditions d'observation, ces canaux peuvent être considérés comme statiques ou dynamiques.

Nous présenterons dans ce chapitre l'étude du canal de transmission en premier point, ensuite nous allons voir les différents types de canaux, puis nous allons parler sur le problème de sélectivité des canaux, et enfin le phénomène de diversité, ce qui permettra dans la suite de nos travaux d'appréhender le dimensionnement et la conception logicielle de notre système de communication.

2. Système de communication

Un système de communication peut être représenté par un ensemble de systèmes simples. Diverses modélisations d'un système de communication existent. Certains combinent des sous-systèmes, d'autres allant plus loin dans les détails. Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information sous forme numérique entre une source et un ou plusieurs destinataires (Figure 1.1) en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible. Les caractéristiques de l'environnement de transmission sont très importantes et affectent directement la conception des systèmes de communication et leurs fonctions.

Si le message produit par la source est de type analogique, il est converti en une séquence d'éléments binaires par des étapes successives d'échantillonnage, de quantification et de codage binaire. Dans le cas idéal, cette séquence doit être la plus courte possible. Pour augmenter l'efficacité de la transmission et optimiser l'utilisation des ressources du système, un codeur de source compresse donc les données en éliminant les éléments binaires non significatifs. Nous ne nous intéresserons pas dans cette thèse au codage de source, et

considérons que la source d'information est idéale, délivre des éléments binaires indépendants et identiquement distribués.

Lors du passage dans le canal physique de transmission, le signal est altéré par du bruit et des interférences, induisant parfois le récepteur en erreur. Afin d'augmenter la fiabilité de la transmission, un codeur de canal introduit, de manière parfaitement contrôlée, de la redondance dans la séquence d'information. Ce codage est encore appelé codage détecteur et correcteur d'erreurs puisque le récepteur connaît la loi de codage utilisée et est donc capable de détecter puis éventuellement corriger les données binaires erronées. Cependant, cette amélioration de la qualité du message se fait au détriment du débit global de transmission, et si l'on se réfère de plus aux travaux conduits par Shannon sur la théorie de l'information [1], le codage de canal n'est possible que si le débit de la source binaire est inférieur à la capacité du canal de transmission. Afin d'éviter l'interception voire l'écoute d'une transmission par des personnes non autorisées, ou dans le but de faciliter la récupération de l'horloge en réception, il est également possible d'ajouter un processus d'embrouillage, par exemple grâce à l'utilisation d'une séquence binaire aléatoire [2].

à la sortie du codeur de canal, la séquence d'information binaire passe par un modulateur numérique, qui sert d'interface avec le canal de communication en donnant au signal une contenance physique. A chaque élément ou groupe d'éléments binaires est associée une forme d'onde selon une loi de transcodage, le tout formant alors un signal électrique susceptible d'être envoyé dans le canal en bande de base ou sur fréquence porteuse.

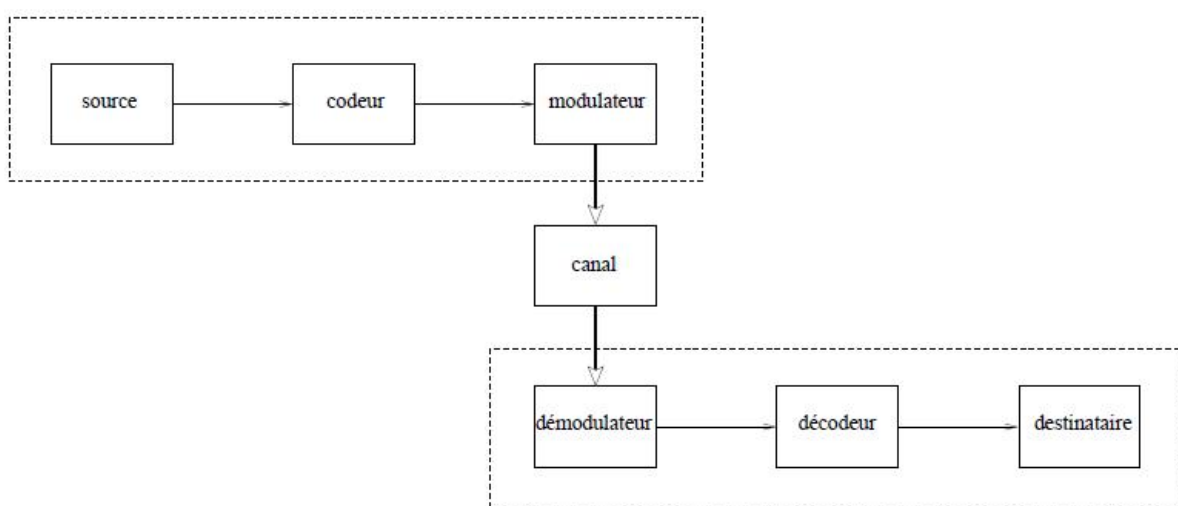


Figure 1.1: Chaîne de transmission numérique

Le canal de transmission est le support physique utilisé pour envoyer l'information de l'émetteur au récepteur, et il diffère selon le type d'application envisagée. Ainsi, si le téléphone utilise le câble bifilaire, des applications plus gourmandes en débit privilégieront le câble coaxial, autorisant des débits de l'ordre du Mbit/s, ou mieux la fibre optique qui peut supporter des débits de plusieurs Gbit/s. Dans le cadre de notre travail, nous envisagerons plutôt les transmissions radio-mobiles, qui utilisent la propagation des ondes électromagnétiques dans l'espace libre. Quel que soit le support employé lors de la propagation du signal, celui-ci subit des dégradations d'origine diverse, comme les évanouissements propres à la propagation, le bruit thermique généré par les appareils électroniques, ou encore des perturbations électriques dues aux brouilleurs, parasites, à la foudre...

À la réception d'un système de communications numériques, le démodulateur traite les formes d'onde en provenance du canal par des processus d'estimation et de quantification et les réduit à des séquences de nombres, qui représentent des estimations des symboles émis. Ces séquences sont ensuite décodées selon les opérations inverses de celles employées à l'émission, ce qui permet au destinataire de retrouver l'information binaire initiale.

L'information binaire n'arrive pas toujours intacte au destinataire, et les performances du système de transmission dépendent de très nombreux facteurs, parmi lesquels on peut citer les caractéristiques du canal, la puissance de l'émetteur, la forme d'onde utilisée ou encore le type de codage. Le bruit est le terme générique qui regroupe l'ensemble des perturbations subies par le signal lors de son passage dans le canal de transmission. Afin de mesurer ces perturbations, on appelle donc rapport signal sur bruit (RSB) le rapport entre la puissance totale du signal émis et la puissance du bruit au niveau du récepteur. La fréquence à laquelle les erreurs se produisent constitue une bonne indication de la fiabilité de la communication. Pour la quantifier, on définit le Taux d'Erreur Binaire (TEB) comme le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total de bits émis, et le terme de Probabilité d'Erreur Binaire (PEB) indique une estimation de ce rapport.

Un autre aspect primordial pour juger des performances d'un système de communication réside dans la complexité de l'algorithme de démodulation employé par le récepteur. Enfin l'occupation spectrale du signal émis doit être connue pour utiliser efficacement la bande passante du canal de transmission, et les besoins en débit des applications nouvelles conduisent de plus en plus à des modulations à grande efficacité spectrale. La modulation (PSK), que nous utiliserons tout au long de cette thèse.

3. Etude du canal de transmission

3.1 Définition d'un canal

Un canal de communications est un médium physique qui est utilisé pour la transmission d'un signal à partir d'un transmetteur jusqu'au récepteur. Il est également possible de procéder via des ondes électromagnétiques dans le sans-fil. Quelque soit le mode de transmission, une constante demeure, c'est que des perturbations aléatoires non prévisibles affectent le signal transmis avant sa réception. On utilise les processus stochastiques pour fins de modélisation d'un canal de communications dû aux incertitudes inhérentes au processus. Un des problèmes communs est la présence de bruits additifs ; ils ont diverses causes dont le bruit thermique des composantes constituant l'appareil récepteur par exemple. L'effet du bruit peut être atténué par l'augmentation de puissance du signal transmis. Toutefois, certaines limitations peuvent l'empêcher. La bande passante disponible est également une limitation majeure, non seulement due aux composantes physiques, mais par les restrictions législatives et la demande très élevée pour cette ressource limitée.[3]

3.2 Types de canaux

Dans cette étude nous nous intéressons aux types de canaux suivant :

3.2.1 Canal avec Bruit Additif Blanc Gaussien

Le modèle de canal avec bruit additif blanc gaussien est le modèle le plus simple de tous. Dans cette situation, le signal reçu $y(t)$ est la résultante du signal original $x(t)$ avec l'ajout de bruits $S(t)$ modélisés par une fonction de densité de probabilité gaussienne. Une version plus évoluée du modèle tient compte de délais possibles entre la transmission et la réception.

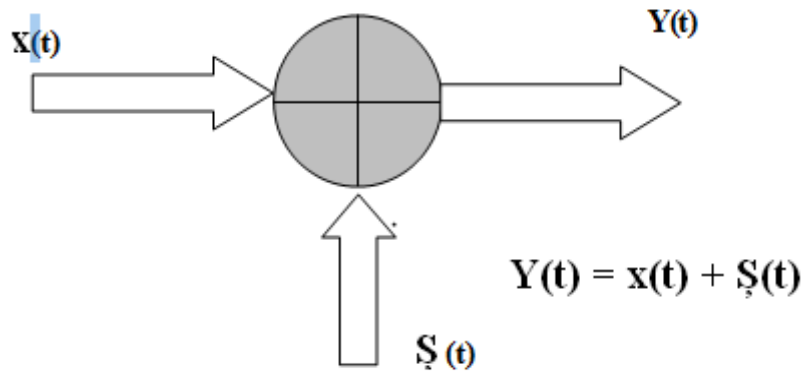


Figure 1.2 : Modèle d'un canal gaussien

3.2.2 Canal avec évanouissement

Dans ce type de canal, seuls les évanouissements qui affectent les signaux sont pris en compte et ce canal est modélisé, ce modèle est écrit par l'équation suivant :

$$X(t) = h(t, t_d) * y(t) \quad (1.1)$$

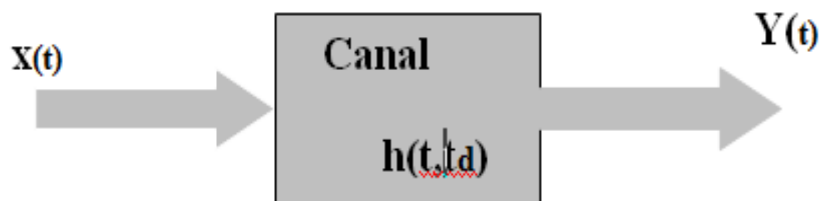


Figure 1.3 : Modèle d'un canal avec évanouissement

3.2.3 Canal de Rayleigh

Ce type de canal est considéré comme étant un canal non sélectif en fréquence où à évanouissements plats pour lequel le module H suit une loi de Rayleigh et où chaque échantillon du canal est indépendant et identiquement distribué.

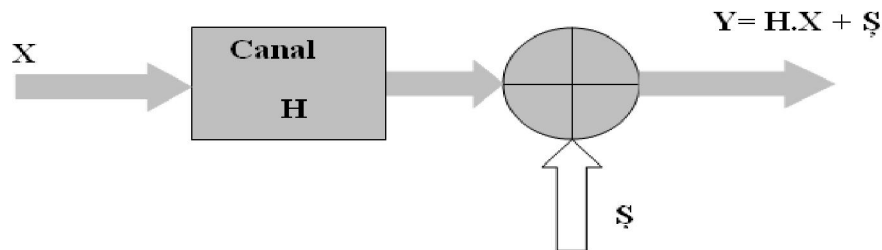


Figure 1.4 :Modèle du canal de Rayleigh avec du bruit additif

4. Sélectivité du canal

La notion de la sélectivité du canal est relative et elle dépend de la largeur de bande du signal et de l'étalement du délai du canal. Il exprime le fait que le signal à transmettre a des composantes fréquentielles qui sont atténuées différemment par le canal de propagation. Cependant en comparant le retard de propagation global des trajets multiples vu par le récepteur du signal émis avec la période du symbole, on peut classer les canaux en deux types.

- ✚ Canal sélectif en fréquence
- ✚ Canal non sélectif en fréquence

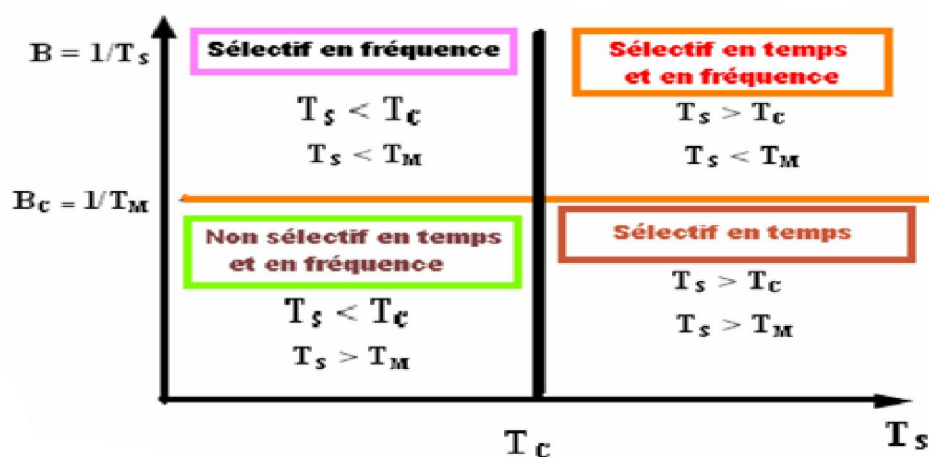


Figure 1.5 :Différentes sélectivités du canal

4.1 Canal sélectivité en fréquence

On parle de canal sélectif en fréquence quand le signal transmis $x(t)$ occupe une bande de fréquence plus grande que la bande de cohérence du canal de propagation (définie comme l'inverse du temps de retard maximum du canal de propagation, appelé Delay speed). Dans ce cas, les composantes fréquentielles de $x(t)$ séparées de la bande de cohérence subissent des atténuations différentes et le récepteur distingue plusieurs trajets multiples. Ce type de canal non sélectif en temps. On aura l'équation suivante: [4]

$$\omega(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t-h)g(h)\partial h \quad (1.2)$$

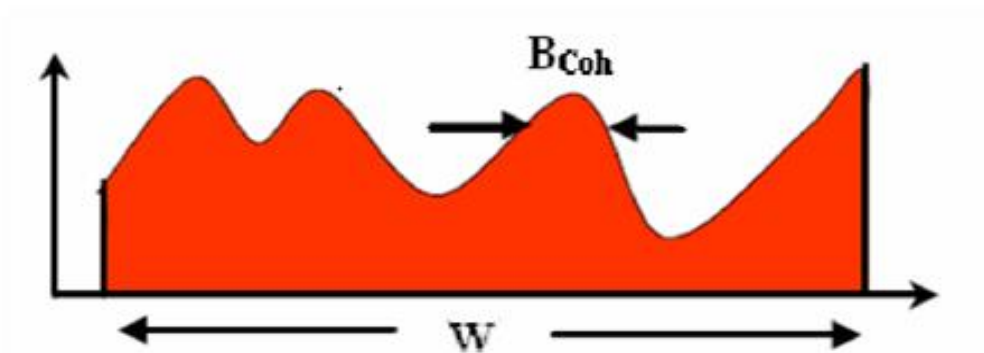


Figure 1.6: Comparaison montrant un canal sélectif en fréquence

4.2 Canal sélectif en temps

On désigne par sélectif en temps, un canal avec évanouissements à haute corrélation dû à des temps rapprochés et sans corrélation lorsque avec espace temporel suffisant. Ce type d'évanouissement causera des interférences entre les symboles envoyés et ainsi, une dégradation de la probabilité d'erreur. Le temps de cohérence est l'intervalle de temps du signal reçu pour lequel l'évanouissement sera hautement corrélé. Ici, l'équation change puisque l'on devient indépendant de la fréquence. [3]

$$\omega(t) = x(t)g(t) \quad (1.3)$$

4.3 Canal non sélectif en fréquence

Cette fois-ci, si la bande du signal est très petite par rapport à la bande cohérente, alors le canal est dit non sélectif en fréquence. D'une autre manière, on peut aussi parler du cas où le retard de propagation des trajets multiples est inférieur à la période symbole. Dans ce cas le récepteur est capable de distinguer un seul trajet de propagation et ainsi le canal est dit aussi non-sélectif en fréquence, c'est-à-dire que toutes les composantes spectrales du signal émis sont affectées de la même façon par le canal. Puis la nature des atténuations vues des différentes antennes de réception sont supposées indépendantes et suivent une loi de Rayleigh. Ce type de canal, bien plus simple et commun, ne démontre aucune sélectivité, que ce soit en temps ou en fréquence. Ainsi, l'équation représente ce type de canal

$$r(t) = A \Re\{\omega(t)e^{j2\pi f_c t - \theta}\} \quad (1.4)$$

Où A et θ sont des variables aléatoires statistiquement indépendantes et invariantes dans le temps. A étant une variable aléatoire suivant une distribution de Rayleigh, et θ étant une variable aléatoire uniforme entre $-\pi$ et π . Ce type de modèle à une bande passante bien inférieure à la bande passante cohérente, il en est de même pour le temps. [4]

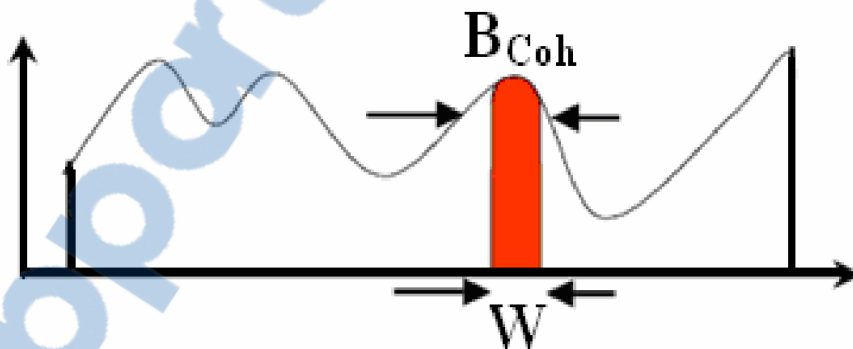


Figure 1.7: Comparaison montrant un canal non sélectif en fréquence

4.4 Canal sélectif en temps et en fréquence

On déduit logiquement par les deux sous-sections précédentes que ce cas correspond à une corrélation en fonction du niveau d'espacement en temps et fréquence. Ainsi, ce type de canal est doublement dispersif. Par contre, la sélectivité en temps et en fréquence est exclusive ou indépendante. Ainsi, on doit être à la fois au-dessus des limites et sous les limites. [3]

5. Diversité

5.1 Généralités

La diversité est une technique utilisée pour combattre l'évanouissement. Le principe sous-jacent est de transmettre plusieurs répliques de la même information sur plusieurs canaux ayant des puissances comparables et des évanouissements indépendants, et donc, il est fort probable qu'au moins un, ou plus, des signaux reçus ne soit pas atténué à un moment donné, rendant possible une transmission de bonne qualité. Deux principales catégories de diversité existent, la catégorie explicite, et la catégorie implicite. La première catégorie consiste à transmettre d'une manière ou une autre, plusieurs répliques du même message. La seconde catégorie, quant à elle, consiste à n'envoyer qu'une copie, mais à compter sur des concepts tels que le multi parcours pour obtenir plusieurs versions du signal envoyé. En pratique, les différents "canaux" ne sont pas totalement décorrélés, et donc, une diversité parfaite n'est pas toujours accessible. Il a toutefois été documenté dans la littérature qu'une inter corrélation entre canaux de 0.7 est suffisante pour atteindre un gain de diversité raisonnable. Pour la diversité spatiale, par exemple, il faut une distance, entre les antennes, qui soit plus grande que la distance cohérente. De même, pour la diversité fréquentielle, une séparation fréquentielle supérieure à la cohérence de la bande passante est nécessaire. Lors de présence de plusieurs antennes à la réception, une combinaison des signaux reçus est nécessaire, pour cela, plusieurs méthodes existent, tel qu'on le verra dans la section.

5.2 Types de diversité

5.2.1 Diversité spatiale

La diversité spatiale, aussi connue sous le nom de diversité d'antenne, ou diversité matricielle est l'une des Techniques les plus anciennes. Elle est facile d'implémentation et ne requière pas de ressources fréquentielles Supplémentaires. L'objectif est d'avoir plusieurs antennes séparées d'une distance suffisante pour avoir dé-corrélation de canal. Il faut donc avoir un espacement suffisant. La distance nécessaire dépend de divers éléments, soit du terrain, de l'environnement, de l'antenne elle-même, ses dimensions, etc. Lorsque le canal est connu, le transmetteur peut aussi utiliser ce type de diversité.

5.2.2 Diversité de polarisation

Cette technique peut être utilisée de façon explicite ou implicite par l'usage de polarisation

orthogonale, Puisque ceci démontre une faible corrélation d'évanouissement, et donc, offre un potentiel de diversité. Par contre, il n'est possible d'utiliser cela que par deux antennes, puisque l'on ne connaît que deux plans de polarisation à ce jour. Il est donc ainsi possible d'émettre une puissance par branche inférieure de 3dB lorsque la polarisation est utilisée. Lorsqu'utilisée implicitement, cette technique demande au récepteur l'analyse des ondes sur les deux plans même s'il n'est émise que sur un plan de polarisation. Un avantage comparatif de cette technique par rapport à la diversité spatiale est que l'on n'a pas besoin d'autant d'espace entre les antennes, ce qui est hautement attractif pour les unités mobiles. [3]

5.2.3 Diversité angulaire

Cette technique est grandement reliée à la diversité spatiale, elle implique que lorsque les faisceaux émis par les antennes sont suffisamment séparés angulairement, il est possible que le niveau de corrélation soit assez bas pour profiter d'un degré de diversité. Cette technique est surtout utilisée pour les réseaux Internet sans-fil domestiques pour accroître la capacité en débit du réseau. [3]

5.2.4 Diversité fréquentielle

Lorsque le canal est sélectif en fréquence, la diversité fréquentielle s'adapte bien à ce problème. Le principe est d'émettre le même signal ou des versions redondantes sur des porteuses dont les fréquences sont différentes et écartées d'au moins la bande de cohérence du canal (Figure 1.8) Les solutions sont multiples et citons entre autres : utilisation d'une modulation multi porteuse conjointement avec un entre laceur et un codage, étalement de spectre par séquence directe ou par saut de fréquence. [6]

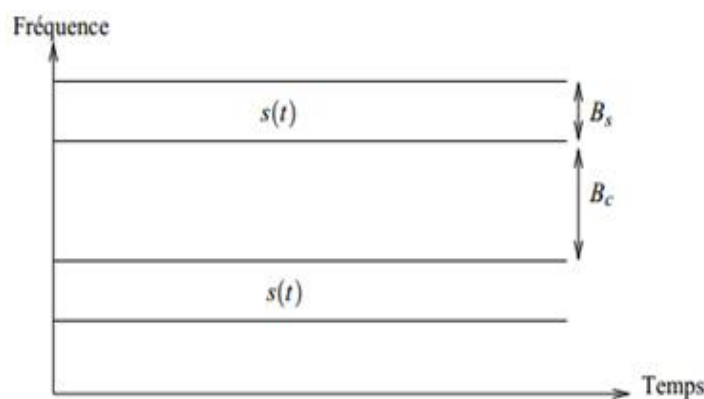


Figure 1.8: *principe de la diversité fréquentielle : répétition du signal sur des distantes au moins de B_c .*

5.2.5 Diversité de parcours

Cette technique implicite est utilisable lorsque la largeur de bande du signal est plus grande que la largeur de bande cohérente du canal.

C'est la technique derrière le multi parcours, où le récepteur profite de la présence de plusieurs versions du signal pour obtenir un gain en diversité.[3]

5.2.6 Diversité spatio-temporelle

La diversité spatio-temporelle est un exemple de combinaison de techniques de diversité. En effet, cette technique envoie deux versions de signal différées dans le temps via deux antennes transmetteurs. Diversité transformée Dans ce cas-ci, la diversité spatiale est transformée au transmetteur par d'autres formes de diversité utilisables Par le récepteur. Ceci est surtout utilisé lorsque le canal n'est pas connu du transmetteur, Le problème est alors renvoyé au processus de combinaison qui devrait avoir connaissance du canal.[4]

5.2.7 Diversité temporelle

La diversité temporelle est obtenue en émettant plusieurs fois le signal ou des versions redondantes de durée symbole T_s à des intervalles supérieurs ou égaux au temps de cohérence du canal T_c (Figure 1.9). Le récepteur disposera de deux signaux sans interférences pour estimer l'information. Comme il doit attendre le dernier envoi de signal, l'estimation de l'information initiale sera retard.[5]

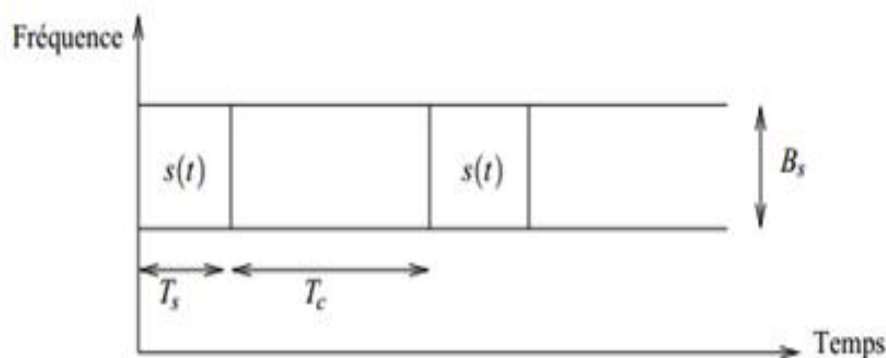


Figure 1.9 : *Principe de la diversité temporelle : répétition du signal avec un intervalle au moins égale à T_c .*

5.2.8 Diversité transformée

Dans ce cas-ci, la diversité spatiale est transformée au transmetteur par d'autres formes de diversité utilisables par le récepteur. Ceci est surtout utilisé lorsque le canal n'est pas connu du transmetteur, le problème est alors renvoyé au processus de combinaison qui devrait avoir connaissance du canal.

5.2.8.1 Espace- fréquence

Une première version de ce sous-type consiste en un délai d'antenne, c'est à dire que le signal est transmis sur plusieurs antennes avec des délais différents.

Les différentes transmissions émulent alors l'arrivée par plusieurs antennes.

La seconde version consiste en la modulation multi porteuses où le flot d'informations, après codage approprié, est modulé avec une transformée discrète de Fourier inverse. Les porteuses réfèrent ensuite à plusieurs antennes. Ainsi, la diversité spatiale est transformée en diversité fréquentielle et la diversité doit se faire au codage.

5.2.8.2 Espace- temps

Une version de ce sous-type de diversité consiste à coder l'information, puis à l'envoyer par une antenne choisie aléatoirement. Ainsi, l'évanouissement sélectif spatial au transmetteur est converti en évanouissement temporel au récepteur.

Une autre version consisterait à procéder par codage spatio-temporel.

En effet, le signal reçu de différentes antennes est une superposition de multiples messages transmis, et donc le récepteur aura un décodage à effectuer. [3]

Il est donc possible d'obtenir un gain en diversité via les branches ainsi décorréelées.

6. Modulation

La modulation est le processus par lequel une onde porteuse peut porter le message ou le signal numérique (série de uns (1) et de zéros (0)). Il y a trois méthodes de base : décalage d'amplitude, de fréquence et de phase. Les ordres supérieurs de la modulation ne nous permettent pas de coder plus de bits par symbole ou par période (temps).

- Le décalage d'amplitude (ASK : Amplitude Shift Keying), implique d'augmenter l'amplitude (puissance) de l'onde avec le pas du signal numérique (en d'autres termes, bas = 0, haut = 1) et il est utilisé dans la radio AM.

- Exemple de la modulation (MDA 4): 02 bits sont transmis simultanément à chaque période T

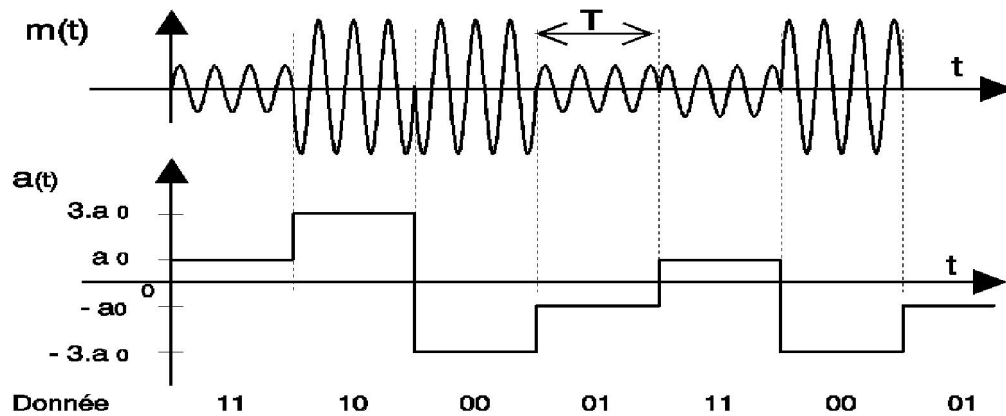


Figure 1.10 : Modulation à décalage d'amplitude (ASK)

- Le décalage de fréquence (FSK : Frequency Shift Keying) change la fréquence avec le pas du signal numérique. Les systèmes qui emploient cette modulation (radiodiffusion) tendent à être plus résilients pour le bruit, puisque le bruit change habituellement l'amplitude du signal. Sur la figure 1.11, les différents bits sont représentés par un récepteur

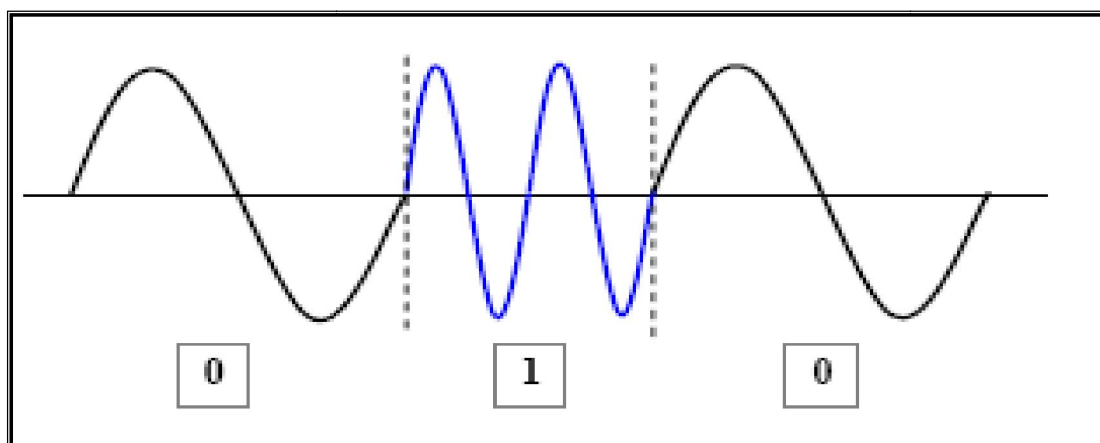


Figure 1.11: Modulation à décalage de fréquence (FSK)

- La modulation par décalage (déplacement) de phase (PSK : phase shift keying) change la phase de la porteuse avec la pas du message numérique. Pour une modulation binaire a décalage de phase (BPSK), chaque symbole pourrait indiquer deux états défirent ou un bit par symbole (en d'autre termes $0^\circ = 0$, $180^\circ = 1$). Sur la figure 1.12, la deuxième onde est décalée par la moitié de période ou 180 degré. Le récepteur peut identifier ce décalage, indiquent en numérique un (1) ou zéro (0).

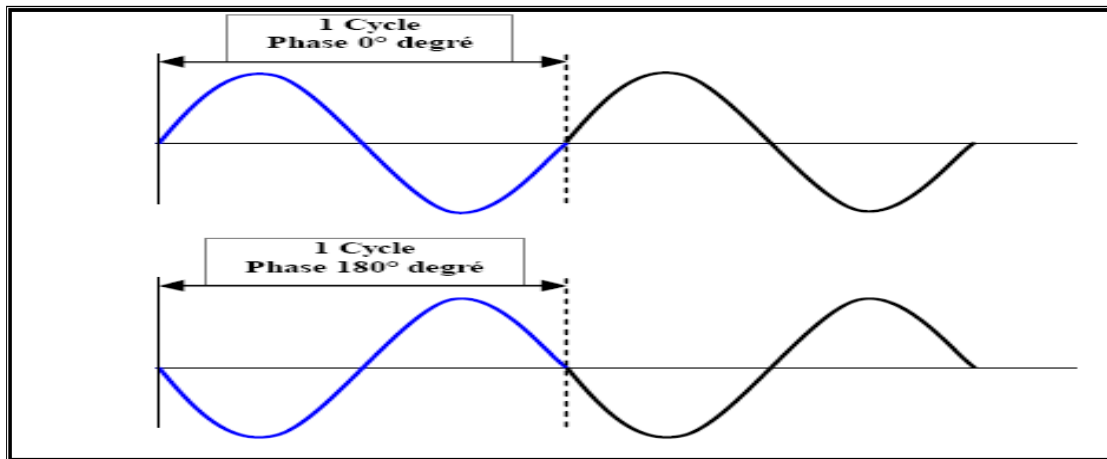


Figure 1.12 : Modulation a décalage de phase (PSK)

La modulation QPSK ajoute deux phases supplémentaires: 90° et 270° degrés. Maintenant deux symboles par bit peuvent être transmis. La phase de chaque symbole est comparée relativement au symbole précédent; ainsi, s'il n'y a aucun déphasage (0° degrés), les bits "00" sont représentés. S'il y a un déphasage de 180° degré, les bits "11" sont représentés.

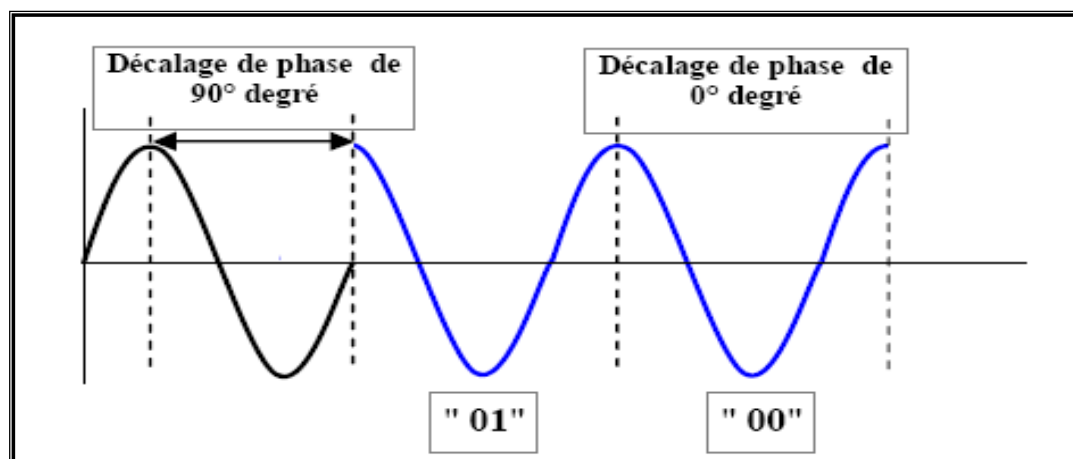


Figure 1.13: Modulation a décalage de phase en quadrature (QPSK)

Symbole	Décalage de phase
00	0 degré
01	90 degré
11	180 degré
10	270 degré

Tableau 1.14 : Modulation QPSK

- Les modulations ASK et PSK peuvent être combinées pour créer la modulation d'amplitude en quadrature (QAM : Quadrature Amplitude Modulation) où la phase et l'amplitude sont changées. Le récepteur reçoit alors ce signal modulé, après il détecte les décalages (en Amplitude et en phase) et démodule le signal de nouveau dans le flux de données original.

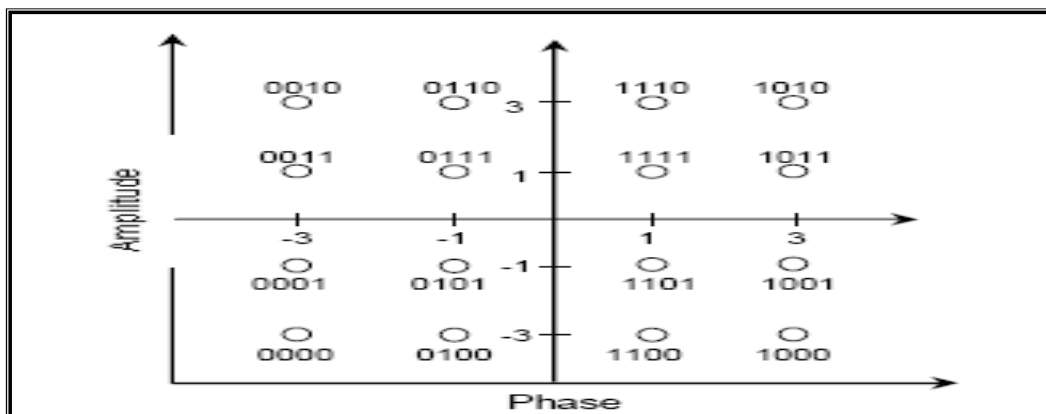


Figure 1.15 : Modulation d'amplitude en quadrature 16-QAM

La figure 1.15 montre les constellations d'une modulation 16-QAM, chaque symbole peut être maintenant représenté par quatre bits au lieu des deux bits par symbole avec QPSK. Chaque point indique une amplitude et une phase uniques de l'onde (par exemple, le point (1.1) indique une phase de 90 degrés et une amplitude de 1. [33])

7. Les différents types de codes

Le codage spatio-temporel est une technique de diversité de transmission, elle s'applique aux systèmes MISO et SIMO. Cette technique s'avère être bien adaptée aux systèmes dans lesquels le récepteur est muni d'une seule antenne à cause d'une contrainte de coût et/ou d'espace, par exemple nous citons le cas des réseaux cellulaires où les terminaux mobiles sont munis d'une seule antenne et où il est possible de munir la station de base de deux antennes ou plus. Les codes espace- temps permettent d'introduire de la corrélation spatiale et temporelle entre les signaux émis d'une manière intelligente, afin qu'à la réception le signal reçu soit bien décodé. Une multitude de techniques de codage ont vu le jour dans le but d'une meilleure utilisation de la diversité de transmission. Ces techniques de codages spatio-temporels peuvent être classées en deux catégories : les codes spatio-temporels en treillis (STT), les codes spatio- temporels en Bloc (STB).

7.1 Codes spatio-temporels en treillis (STT) [7]

Proposés originellement par TAROKH et Al des laboratoires de recherche AT&T [8], ils combinent le codage de canal avec la modulation sur les antennes émettrices, et peuvent être considérés comme une extension des codes en treillis classiques [9] au cas des antennes multiples à l'émission et à la réception. Si le code est bien construit, nous pouvons ajouter à l'avantage évident de diversité un gain de codage loin d'être négligeable.

Le **CSTT** crée des relations entre les signaux à la fois dans l'espace (plusieurs antennes émettrices) et dans le temps (symboles consécutifs). Le codeur est composé de NT polynômes générateurs qui déterminent les symboles émis simultanément. La figure 1.16 propose le diagramme de treillis d'un CSTT à 4 états utilisant une modulation simple MDP-4, avec un nombre d'antennes émettrices $NT = 2$.

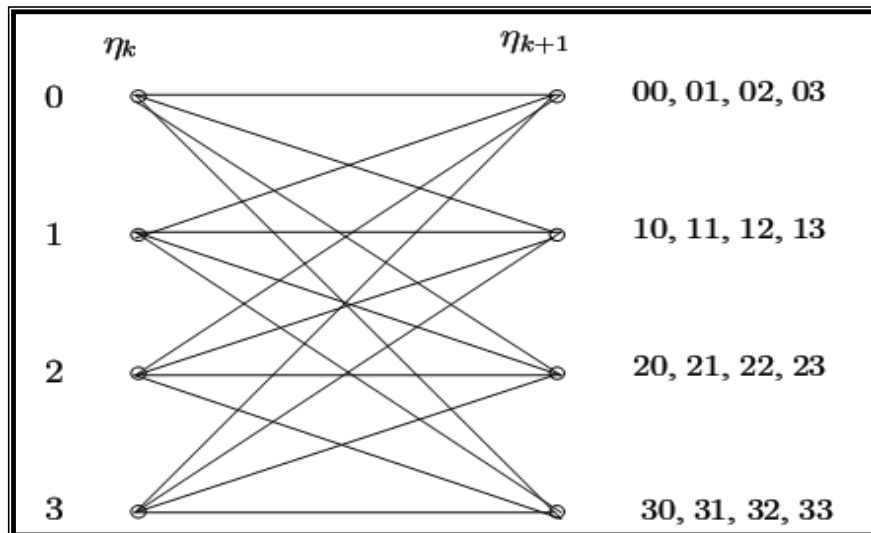


Figure 1.16 : Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant $NT = 2$ émetteurs et une modulation MDP-4.

Le fonctionnement du codeur est relativement simple, et peut être résumé comme suit:

- η_k représente l'état du treillis à l'instant k et par conséquent l'état suivant est noté η_{k+1} .
- Considérons que le treillis est à l'état initial $\eta_k = 0$.
- L'état suivant du treillis dépend des bits d'information à coder. Ainsi, si les deux bits à coder sont 11, alors l'état suivant prend la valeur décimale équivalente c'est-à-dire $\eta_{k+1} = 3$.
- Les symboles à droite du treillis sont les codes associés à chaque doublet d'éléments binaires entrants. Dans notre cas ($\eta_k = 0$ et $\eta_{k+1} = 3$) le doublet à la sortie du codeur est donc 30 (3 sur la première antenne et 0 sur la seconde).

7.2 Codes spatio-temporels en bloc (CSTB)

Espérant réduire la complexité exponentielle du décodeur dévolu aux CSTT (code spatio-temporel en treillis) [7], ALAMOUTI [10] a proposé un schéma simple de diversité d'émission, étendu par la suite par TAROHK et AL [11]. Pour former une nouvelle classe de codes spatio-temporels : les codes spatio-temporels en blocs (CSTB). Les CSTB sont définis comme une opération de modulation d'un bloc de symboles à la fois dans l'espace et dans le temps. D'une manière générale, les codes spatio-temporels en bloc peuvent être vus comme le

mapping d'une séquence de symboles complexes $\{s_0, s_1, s_2, \dots, s_{n-1}\}$ en une matrice C_c de taille $M \times d_s$: $\{s_0, s_1, s_2, \dots, s_{n-1}\} \rightarrow C_c$

Les symboles constituant la matrice C_c sont transmis pendant d_s périodes symboles et sur les M antennes d'émission, de telle sorte qu'à chaque période symbole les éléments d'une colonne de C_c sont transmis sur les M antennes. Par conséquent, les critères les plus étudiés [7] lors de la conception des codes STB sont : la diversité : elle peut être caractérisée par le nombre de trajets indépendants détectables par le récepteur pour chaque symbole transmis. De plus, elle dépend également du nombre d'antennes mis en jeu à l'émission et à la réception. Nous voulons toujours atteindre le maximum de diversité avec le nombre d'antennes le plus réduit. Le rendement du code τ présente le nombre de symboles transmis par période symbole, il est défini par $\tau = p_s / d_s$. Le retard introduit d_s : c'est la longueur du code en bloc spatio-temporel, il présente aussi le nombre de périodes symboles que le récepteur doit atteindre avant de commencer à décoder les symboles codés dans la même matrice C_c . Malgré leur désignation, les codes STB peuvent être considérés comme une technique de modulation pour antennes multiples offrant une diversité maximale et une complexité minimale de codage et décodage. En résumé, les codes espace-temps en bloc sont conçus de façon à maximiser le rendement du code, à réduire le temps de retard, à minimiser le nombre d'antennes mis en jeu et de maximiser le gain de diversité.

➤ Codes STB non linéaires [12]

Quelques travaux se sont intéressés à l'étude de ce type de codage. Parmi ces travaux, nous citons ceux de Sandhu dans [13] qui a proposé un code non- linéaire dont le codage se fait en deux étapes : les symboles complexes $\{s_0, s_1, s_2, \dots, s_{n-1}\}$ sont mappés par une fonction non linéaire en une séquence $\{\phi_n\}$.

Les $\{\phi_n\}$ sont ensuite transformés par une fonction linéaire formant la matrice C_c .

➤ Codes STB linéaires orthogonaux

Un cas particulier : le code d'Alamouti

Dans le cas où l'on dispose de deux antennes émettrices et d'une antenne réceptrice, utilisant le code d'Alamouti [14]. Comme montré à la figure ci-dessous.

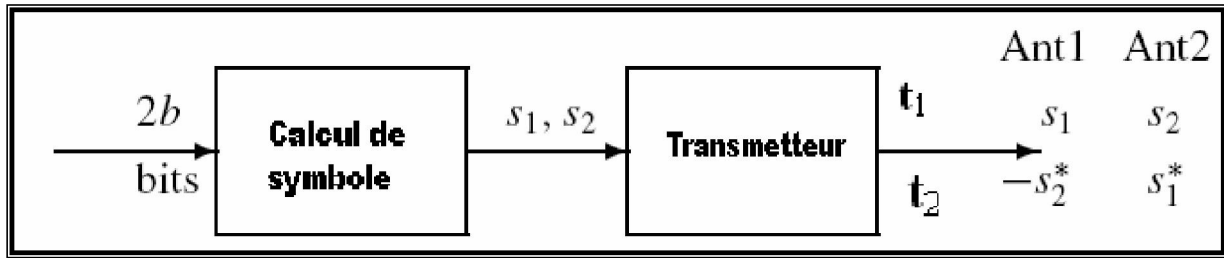


Figure 1.17 : Schéma bloc d'un émetteur à code d'Alamouti

Pour transmettre b bits / période, nous utilisons une technique de modulation qui mappe b bits vers un symbole. La constellation choisie peut-être n'importe quelle constellation réelle ou complexe telle que QAM, PSK, etc. L'émetteur choisit donc deux symboles de la constellation en utilisant un bloc de $2b$ bits. Si les symboles sélectionnés sont S_1 et S_2 , l'émetteur envoie S_1 de l'antenne 1 et S_2 de l'antenne 2 à l'instant 1. Puis à l'instant 2, il transmet $-S_2^*$ et S_1^* des antennes 1 et 2 respectivement. Le mot code transmis est alors :

$$C = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} s_0 & -s_1^* \\ s_1 & s_0^* \end{pmatrix} \quad (1.5)$$

Nous vérifions qu'un tel code fournit une diversité totale en montrant que la matrice différence $D(C, C')$, où C et C' sont deux mots code avec $C \neq C'$, est toujours de rang complet. D'après le critère du rang et du déterminant, ce code fournit une diversité totale égale à $2N$, où N est le nombre d'antennes en réception. Nous pouvons également montrer dans le cas d'une antenne en réception que ce code satisfait le critère du maximum d'information mutuelle. Le décodage utilisé est simple et exploite la technique du maximum de vraisemblance. La qualité obtenue est très supérieure celle donnée par une seule antenne [14]. Comme montré par la Figure 1.18 où on utilise une modulation QPSK.

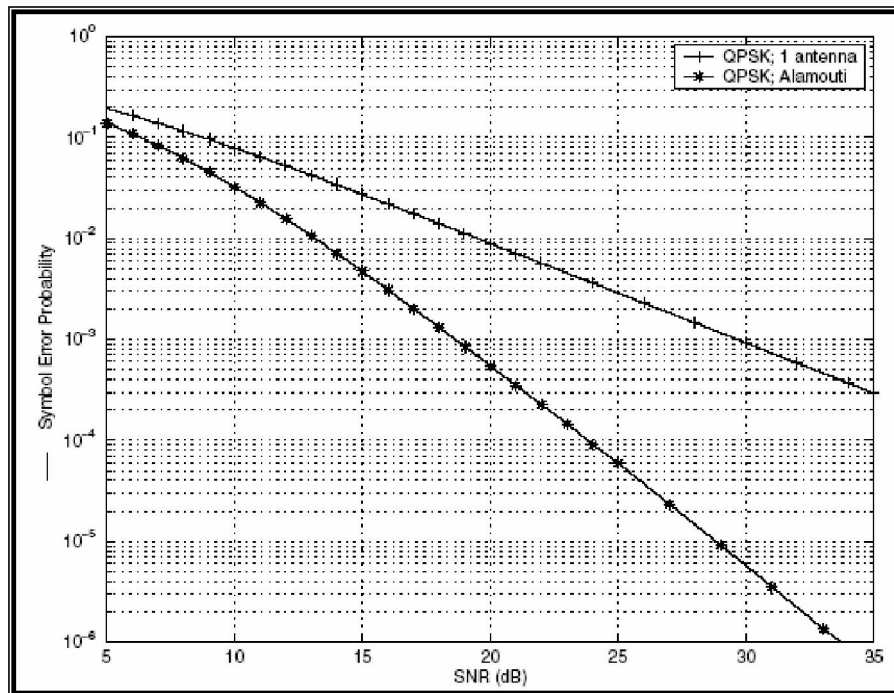


Figure 1.18 : Performance du code d'Alamouti.

Nous avons pu dégager les améliorations de performance induites par l'usage du code d'Alamouti ; nous examinons à présent ce qu'il en est du cas de figure où nous disposons de plus deux antennes à l'émission. Nous pouvons obtenir la même performance et avec un maximum de diversité en considérant une famille particulière qui est celle des codes STB linéaires orthogonaux. Cependant le nombre d'antennes à l'émission N ne pourra que prendre un certain nombre de valeurs fini tel que $\{1, 2, 4, 8\}$ dans le cas d'un mapping orthogonal réel.

➤ **Remarque :**

Les codes STB ont des performances optimales pour des SNR faibles et moyens alors que les codes STT sont plus optimaux pour des SNR de grandes valeurs [15]. Le code d'Alamouti présente des très grands avantages. [16] Sandhu a démontré qu'un système avec deux antennes à l'émission et une seule antenne à la réception utilisant le code d'Alamouti peut atteindre la capacité du canal sans la connaissance des états de ce dernier par l'émetteur.

7.3 Codes spatio-tempo fréquentiels (STF)

Le codage spatio-temporel fournit un gain de diversité en codant sur les dimensions spatiale, traduit par les antennes multiples, et temporelles. Une transmission de données sur les systèmes MIMO-OFDM est possible en appliquant un code spatio-temporel à chaque sous-porteuse. Dans de tels systèmes, nous ne réalisons pas le gain de diversité maximal possible

même si les codes spatio-temporels sont utilisés. En effet, la diversité fréquentielle et la corrélation entre différents sous porteuses sont ignorées dans ces systèmes. Une autre approche pour la transmission sur les canaux MIMO utilisant l'OFDM est de remplacer la dimension temporelle par la dimension fréquentielle [16,17]. En d'autres mots, différents sous porteuses de l'OFDM peuvent être utilisées pour remplacer la dimension temporelle d'un code spatio-temporel. Ceci résulte sur le codeur spatio-fréquentiel dont la figure I.19 donne le schéma.

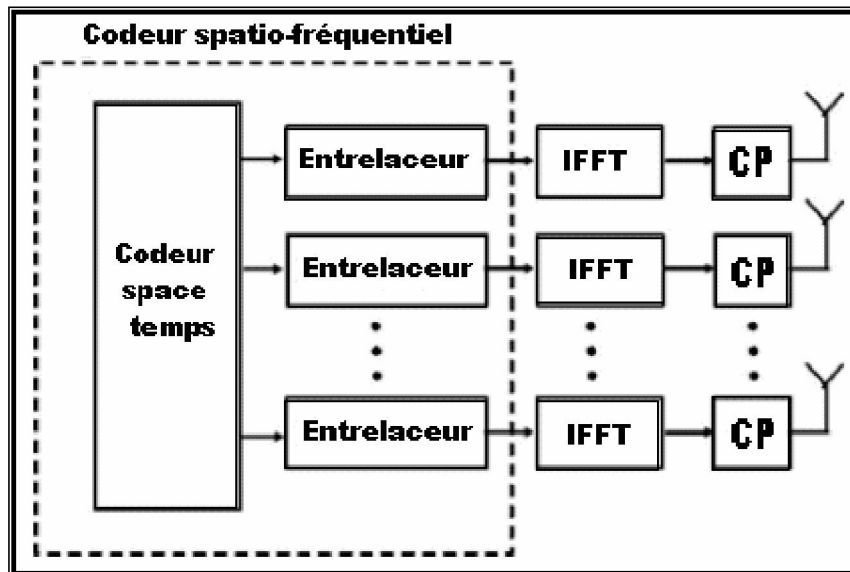


Figure 1.19 : Schémas bloc d'un codeur spatio-fréquentiel.

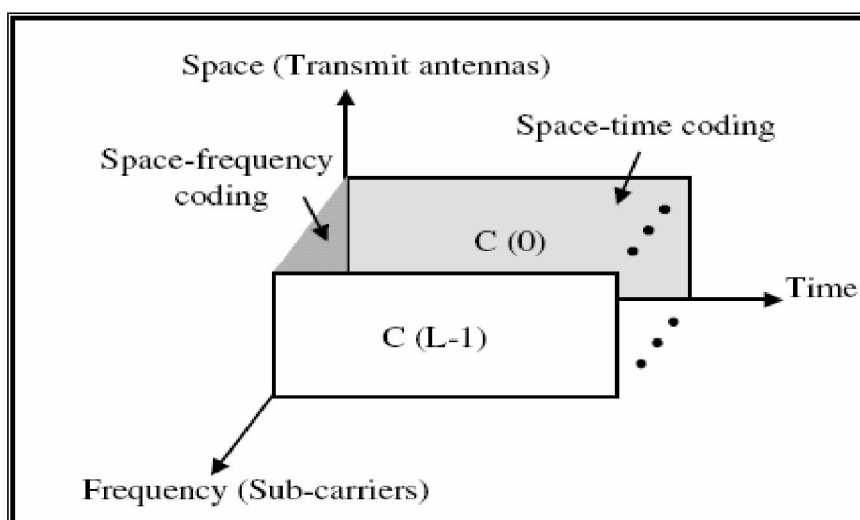


Figure 1.20 : Codage spatio-tempo fréquentiel dans l'OFDM.

Pour atteindre véritablement le gain de diversité maximal possible, nous pourrions coder sur les trois dimensions espace - temps – fréquence comme le montre la figure 1.20. Il est clair que la transmission d'un mot code sur différentes sous porteuses peut procurer une diversité additionnelle fréquentielle. Une approche pour une telle transmission consistera en l'usage d'un code correcteur d'erreur et de l'entrelacement [14]. Le rôle de l'entrelacement est de s'assurer que le codage se fait sur les trois dimensions espace-temps-fréquence. On peut donc utiliser divers codes correcteurs d'erreurs entre autre les codes convolutionnels et les turbo codes. Ouachani[16] en étudiant les schémas de codage spatio tempo fréquentiels basés sur le code d'Alamouti arrive à la conclusion qu'un intérêt de ces codes STF peut résider dans la possibilité de les utiliser dans les réseaux locaux afin d'augmenter les zones de couverture, dans des modes de transmission à bas débit.

8.Conclusion

Nous avons décrit dans ce chapitre quelques aspects de l'environnement des systèmes de radiocommunication. Nous avons détaillé un canal de transmission, de la source binaire jusqu'au destinataire. Les modèles de canaux que nous utiliserons dans cette thèse ont été décrits, en particulier les canaux à évanouissement qui caractérisent les communications radio mobiles.

Nous avons essayé dans ce chapitre de proposer une vue d'ensemble du domaine, en nous attardant principalement sur les différents types d'architectures et les techniques de codage spatio-temporel. Les architectures spatio-temporelles qui ont pour but d'augmenter le débit de transmission. Si les codes spatio-temporels ne négligent pas cet aspect capacitif, ils ont également pour but de fiabiliser les transmissions, en particulier pour éviter les évanouissements profonds qui caractérisent les communications radio-mobiles. Ils introduisent donc de la redondance avant l'émission des symboles, grâce à des algorithmes de codage qui forment deux familles : Les codes spatio-temporels en treillis et les codes spatio-temporels en blocs, qui semblent les plus prometteurs.

1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons détailler les techniques d'annulations d'interférences adaptatives. Le LMS et le RLS sont des exemples de techniques qui sont adaptatives. Les techniques adaptatives sont caractérisées par l'absence d'estimateur de canal dans le récepteur. Effectivement, avec ces techniques, nous n'avons pas besoin d'approximer la matrice du canal pour faire l'égalisation, contrairement aux techniques non adaptatives. Toutefois, une série de données connue à la fois du transmetteur et du récepteur doit être envoyée à intervalle régulier. Selon les altérations subies par cette série lors de son trajet, une technique adaptative se ré-calibrera pour compenser l'effet de canal. Plutôt que de chercher à connaître le canal lui-même, ce sont les effets qu'il a sur le signal qui sont analysés et compensés. Ces techniques ont deux principaux désavantages. Dès que nous nous écartons des techniques de base (LMS, RLS), elles ont tendance à requérir d'importantes ressources de calcul, et leur complexité croît rapidement. Aussi, le fait de devoir envoyer une séquence de calibration à intervalles réguliers plutôt que l'information que nous voulons transmettre ralentit un peu le transfert.

2. Système MISO

C'est une technique de diversité spatiale en émission. C'est-à-dire Plusieurs antennes émettent des signaux qui sont interceptés par une seule antenne en réception [18,19]. Dans ce mode de transmission, une superposition du signal transmis simultanément par les N_t antennes émettrices est reçue. Chaque antenne émet le même symbole d'énergie E_s/N_t . C'est-à-dire que la puissance émise est divisée sur le nombre d'antenne telle que :

$$P = \sum_{i=1}^{N_t} P_i \quad (2.1) \quad \text{Avec } P_i \text{ est la puissance émise sur chaque}$$

antenne. Si cette puissance est égale sur toutes les antennes, alors on dira que $P = N_t P_i$.

2.1 La capacité du canal MISO

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + N_t \frac{P_i}{N_0 W} \right) = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad (2.2)$$

En normalisant la capacité par la bande utile W , nous obtenons :

$$c = \log_2(1 + \rho) \quad (2.3)$$

L'équation 2.1 et 2.3 sont identiques, mais l'avantage de la technique MISO par rapport à la technique SISO est dans le fait que dans les multi trajets ; la probabilité d'évanouissement dans N_t antennes est inférieure à la probabilité d'évanouissement sur une seule antenne.

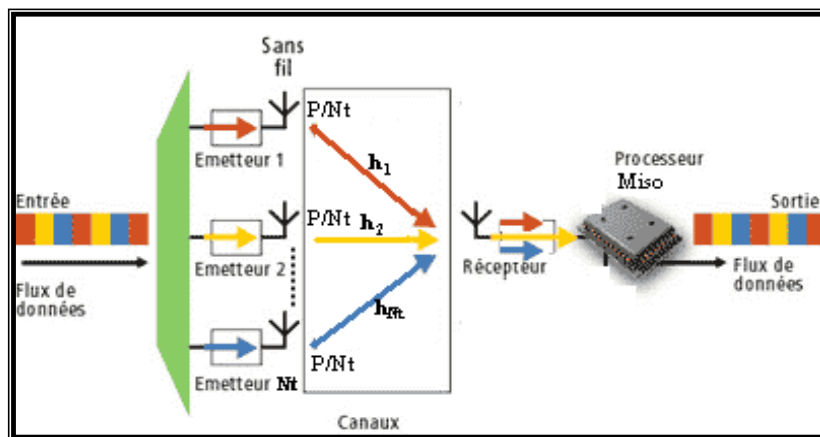


Figure 2.1 : Dispositif MISO

3. Techniques non adaptatives et adaptatives

3.1 Techniques non adaptatives

3.1.1 Critère de forçage à zéro (ZF)

Le récepteur linéaire le plus simple basé sur le critère de forçage à zéro qui inverse tout simplement la matrice de canal. Supposent que H est inversible, le vecteur de symboles estimés de taille $n_T \times 1$ est alors donné par la relation :

$$\hat{s} = H^{-1}r \quad (2.4)$$

Le récepteur ZF sépare ainsi parfaitement les symboles $(S_i)_{i=1..n_T}$ transmis dans le même canal. Lorsque H est mal conditionné 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 $n_T \neq n_R$) le récepteur multiplie à gauche par la pseudo-inverse H^\dagger de la matrice de canal pour récupérer tous les symboles. Dans ce cas le vecteur estimé s'écrit :

$$\hat{s} = H^\dagger r = (H^*H)^{-1}H^*r \quad (2.5)$$

Si un codeur est employé, on peut employer la redondance temporelle et spatiale pour trouver les données.[5]

3.1.2 Minimum Mean-Squared Error (MMSE)

La technique MMSE est directement basée sur le ZF que nous venons de voir. Tout comme cette dernière, elle est linéaire et non adaptative. Suite à ce que nous venons de voir, nous pouvons conclure qu'une façon logique d'améliorer le ZF serait de lui faire prendre en compte l'effet du bruit. C'est exactement ce que fait la technique MMSE. Tout comme pour le ZF. Le MMSE vise à accomplir cela en minimisant l'erreur quadratique moyenne (mean-squared error; MSE), qui est donnée par l'expression suivante:

$$\text{MSE} = E\{(\hat{x} - x)^2\} \quad (2.6)$$

Pour minimiser cette erreur, nous tenons compte de l'importance du bruit en l'intégrant à l'équation du ZF de la façon suivante:

$$\mathbf{W} = (\mathbf{H}^* \mathbf{H} + \sigma_r^2 / \sigma_x^2)^{-1} \mathbf{H}^* \quad (2.7)$$

Au premier coup d'œil, nous reconnaissons effectivement l'expression du ZF. À celle-ci est greffé le rapport entre la puissance du bruit par rapport à celle du signal σ_r^2 / σ_x^2 . Nous pouvons donc observer que le ZF peut être considéré comme un cas particulier du MMSE, où le bruit aurait été nul. L'ajout de l'élément de bruit dans l'équation complexifie un peu l'algorithme, mais le garde tout de même plutôt simple, tout en améliorant les performances lorsque bien utilisé. Toutefois, pour qu'il fonctionne à son meilleur, nous devons être en mesure d'estimer correctement l'effet du bruit. Autant le ZF n'en tient pas compte (en le mettant à 0 dans l'équation), autant lui attribuer une valeur trop élevée par rapport à la réalité nuira aux performances. Il est malheureusement souvent assez difficile de connaître la puissance exacte du bruit s'ajoutant au signal transmis au cours de son trajet, surtout dans le cas d'appareils mobiles tels que les cellulaires.[20]

3.1.3 Récepteur à maximum de vraisemblance (MV)

Le récepteur qui apporte les meilleures performances en terme de taux d'erreur est le récepteur à maximum de vraisemblance. Cependant ce récepteur possède aussi la plus grande complexité et celle-ci croît exponentiellement avec le nombre d'antennes émettrices. En

supposant un bruit gaussien et un état de canal, parfaitement connu coté récepteur, le récepteur MV donne les symboles estimés grâce à la formule :

$$\hat{s} = \underset{s}{\operatorname{arg\,min}} \|r - Hs\|^2 \quad (2.8)$$

Où la recherche de la distance minimale s'effectue sur tous les mots de code S disponible. Il est important de noter que, si on note M la taille de la constellation, le récepteur doit calculer les distances pour un ensemble de vecteurs possible de taille M^{n_T} , et le temps de calcul devient vite prohibitif pour les constellations de grande taille, même pour un faible nombre d'antennes émettrices (par exemple, pour une MQAM-64 et $n_T = 3$, le récepteur doit passer en revue 262 144 vecteurs différents). [5]

3.1.4 Architecture de BLAST

Le concept de base de l'architecture BLAST est d'exploiter la capacité d'un canal avec l'augmentation des débits des données à travers une transmission simultanée est indépendante des M antennes de transmission. Dans cette architecture les nombres d'antennes réceptrices peut être égale ou inférieure aux nombres d'antennes émettrices $L \geq M$.

3.1.4.1 Architecture V-BLAST

L'architecture V-BLAST est la plus simple qui n'utilise pas de technique de codage. En effet, cette architecture verticale est simplement composée d'un démultiplexeur, permettant de diviser la chaîne binaire en N_t sous-chaînes munies chacune d'un modulateur. Les sous-chaînes de symboles résultantes sont ensuite transmises sur l'antenne qui leur est associée. Soit $(s_1^i \dots s_k^i)$ la l^e chaîne de symboles, le schéma (2.2) représente le processus qui subit la chaîne binaire. [21]

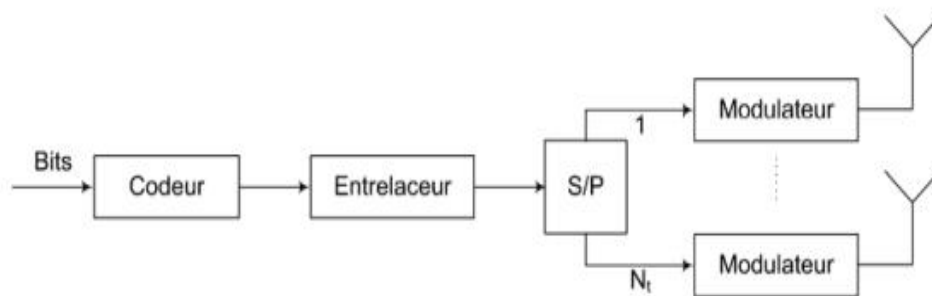


Figure 2.2: Architecture d'un émetteur V-BLAST

$$(b_1, \dots, b_k) \xrightarrow{\text{démultiplexeur}} \begin{pmatrix} b_1 b_{N+1} \dots \dots \dots \\ b_{N_t} b_{N_t} \dots \dots \dots \end{pmatrix} \xrightarrow[N_t^{em} \text{ moduleur}]{1^{er} \text{ moduleur}} \begin{pmatrix} s_1^1 s_2^1 \dots \dots \dots \\ \dots \dots \dots \\ \dots \dots \dots \\ s_1^{N_t} s_2^{N_t} \dots \dots \dots \end{pmatrix}$$

Figure 2.3: schéma représentant le processus d'un émetteur V-BLAST

3.2 Techniques adaptatives

3.2.1 Least Mean-square (LMS)

Contrairement aux techniques précédentes, le LMS est une technique adaptative linéaire.

Le LMS, découvert en 1960, tire ses origines d'un algorithme appelé *gradient descente* (Descente de gradient). C'est l'algorithme adaptatif le plus largement utilisé dans plusieurs domaines, tels que le filtrage, l'identification de systèmes et l'égalisation. Nous ne referons toutefois pas le développement qui y a conduit, puisque cela a été fait à maintes reprises et que plusieurs sont déjà familiers avec. Voici donc les trois équations du LMS.

$$\mathbf{x}_{est} = \mathbf{w}_i \mathbf{y}_i \quad (2.9)$$

$$\mathbf{e} = \mathbf{x}_{dest} - \mathbf{x}_{est} \quad (2.10)$$

$$\mathbf{w}_{i+1} = \mathbf{w}_i + \mu \mathbf{e} \mathbf{y}_i^* \quad (2.11)$$

\mathbf{W}_i est une matrice de N_t lignes par N_r colonnes contenant les poids à l'itération i (i -ème groupe de données d'adaptation reçu); \mathbf{e} est l'erreur calculée entre les données estimées et celles désirées; μ est le pas d'adaptation, que nous devons ajuster pour un

bonfonctionnement (généralement une faible valeur positive près de zéro). Les équations ayant été énoncées, nous pouvons expliquer quelques notions importantes relatives au fonctionnement du LMS. Tout d'abord, l'adaptation elle-même, soit la mise à jour des poids en 2.11, ne se fait que lors de l'envoi de données d'adaptation. Celles-ci sont connues à la fois du transmetteur et du récepteur, et ont une forme identique à ce à quoi pourrait ressembler une série de données normale. Elles consistent généralement en une série d'apparence aléatoire, de façon à couvrir un maximum de possibilités de données de transmission. Plus les données d'adaptation ne ressemblent à de « vraies » données, meilleure sera l'adaptation. Une fois l'adaptation faite, et ce, jusqu'à la prochaine série d'adaptation, seule l'équation 2.9 est utilisée pour estimer les données, avec les poids préalablement calculés. Aussi, nous devons observer que même si le canal n'intervient pas directement dans les équations, il est évidemment compensé. De la même façon, le bruit est aussi exclu des équations tout en étant compensé lors de l'égalisation, contrairement au ZF. Comme nous l'avons mentionné précédemment, l'un des intérêts d'utiliser une technique adaptative est qu'elle ne nécessite pas d'estimateur de canal. En fait, la technique ne fera jamais la distinction entre les interférences dues au canal par rapport à celles du bruit. Mais quelles que soient leurs sources, tant qu'elles restent à peu près semblables à ce qu'elles étaient au moment de l'adaptation, les interférences sont prises en compte et leur effet est limité par le LMS. Ce comportement est caractéristique des techniques adaptatives. Toutefois, le LMS a le défaut de prendre un certain temps à trouver les poids à utiliser. Cela force donc à utiliser une série d'adaptation plus longue au prix d'un peu de vitesse de transfert des données d'information. Un peu comme le ZF était la technique non adaptative d'égalisation la plus simple, le LMS est la plus simple des techniques adaptatives. Il est donc prévisible que sa simplicité limite ses performances générales. De plus, le pas d'adaptation joue un rôle important dans l'estimation. Un pas mal ajusté retardera la convergence des poids, et peut même l'empêcher complètement. [20]

3.2.2 Algorithme du gradient stochastique par bloc (BLMS)

Le filtrage numérique par bloc a été étudié en détail par Burrus, Mitra, et al. [Burrus 1971, Gnanasekaran 1977, Ferrara 1980, Clark 1981]. Au lieu de procéder à l'adaptation des coefficients à chaque nouvel échantillon, ce qui revient à adapter le filtre 16000 fois par seconde pour une fréquence d'échantillonnage $f_e = 16$ kHz, l'algorithme BLMS (Bloc Least Mean Squares) consiste à adapter les coefficients du filtre seulement tous les N échantillons. Ceci implique une réduction du temps d'exécution lorsqu'on cherche à implanter cet

algorithme de filtrage dans un processeur temps réel. Comme nous avons vu précédemment, le filtrage adaptatif est un filtre numérique de réponse impulsionnelle finie (RIF) qui permet d'estimer le signal d'entrée $\{x\}$ au moyen de ses coefficients \hat{w}_k pour obtenir un écho estimé \hat{y}_k suivant la relation :

$$\hat{y}_k = \sum_{n=0}^{L-1} \hat{w}_k(n) x_{k-n} \quad (2.12)$$

Où L désigne l'ordre du filtre RIF.

La mise à jour des coefficients du filtre adaptatif est réalisée selon l'équation :

$$\mathbf{w}_{k+1} = \hat{\mathbf{w}}_k + \mu \mathbf{x}_k \quad (2.13)$$

μ désigne le pas d'adaptation qui contrôle la convergence du filtre adaptatif, \hat{w}_k et x_k deux vecteurs représentant respectivement le filtre d'adaptation et le signal d'entrée.

$$\hat{\mathbf{w}}_k = ([\hat{w}_k(0) \hat{w}_k(1) \dots \hat{w}_k(L-1)])^T \quad (2.14)$$

$$\mathbf{x}_k = ([x_k \ x_{k-1} \ x_{k-L+1}])^T \quad (2.15)$$

L'erreur e_k , appelée aussi écho résiduel e_k à l'instant k est donnée par la différence entre l'entrée désirée

d_k Et l'écho estimé \hat{y}_k :

$$\mathbf{e}_k = \mathbf{d}_k - \hat{\mathbf{y}}_k \quad (2.16)$$

$$= \mathbf{d}_k - \sum_{n=0}^{L-1} \hat{w}_k(n) x_{k-n} \quad (2.17)$$

Où k est l'indice d'échantillons.

Dans cette partie, nous allons décrire la procédure de traitement du filtrage adaptatif par bloc. La formulation Mathématique de cette procédure est obtenue sous forme vectorielle en traitant les N échantillons de l'intervalle $[k_N; k_N + N - 1]$ à chaque itération k désignant l'indice du bloc ($k \in N$).

Soit \hat{w}_k le filtre adaptatif de longueur L conçu pour estimer le chemin de retour acoustique et mis à jour à chaque itération k .

Nous considérons les vecteurs de données $\tilde{\mathbf{d}}_k$, $\tilde{\mathbf{y}}_k$ et $\tilde{\mathbf{E}}_k$ de longueur N tels que :

$$\tilde{\mathbf{d}}_k = ([\mathbf{d}_{kN} \ \mathbf{d}_{kN+1} \ \dots \ \mathbf{d}_{kN+N-1}])^T \quad (2.18)$$

$$\tilde{\mathbf{y}}_k = ([\tilde{\mathbf{y}}_{kN} \tilde{\mathbf{y}}_{kN+1} \dots \tilde{\mathbf{y}}_{kN+N-1}])^T \quad (2.19)$$

$$\tilde{\mathbf{E}}_k = \tilde{\mathbf{d}}_k - \tilde{\mathbf{y}}_k = ([\mathbf{e}_{kN} \mathbf{e}_{kN+1} \dots \mathbf{e}_{kN+N-1}])^T \quad (2.20)$$

La sortie du filtre adapté par un algorithme traité par bloc est donné par :

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}_k &= \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{kN} & \mathbf{x}_{kN-1} \dots & \mathbf{x}_{kN-L+1} \\ \mathbf{x}_{kN+1} & \mathbf{x}_{kN} \dots & \mathbf{x}_{kN-L+2} \\ \mathbf{x}_{kN+N-1} & \mathbf{x}_{kN+N-2} \dots & \mathbf{x}_{kN+N-L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{w}}_k(\mathbf{0}) \\ \hat{\mathbf{w}}_k(\mathbf{1}) \\ \hat{\mathbf{w}}_k(\mathbf{L}-1) \end{bmatrix} \\ &= \boldsymbol{\beta}_k \hat{\mathbf{w}}_k \end{aligned} \quad (2.21)$$

Où $\boldsymbol{\beta}_k$ est une matrice de Toeplitz de taille $(L \times N)$.

Le calcul de l'écho estimé, $\tilde{\mathbf{y}}_k$ a été par convolution discrète selon le produit matriciel donné par l'équation (2.21). Cet écho estimé va nous permettre de définir la structure de bloc de l'algorithme LMS (BLMS). [22]

3.2.3 Réursive least-squares (RLS)

Le RLS est un autre algorithme linéaire adaptatif largement utilisé. D'une complexité plus grande, celui-ci offre en contrepartie une convergence beaucoup plus rapide. Nous retrouvons donc toujours cette dualité entre l'efficacité et la complexité. Le raisonnement qui conduit à cette technique a été présenté dans maints ouvrages de référence. Avant de plonger dans les équations, mentionnons que le RLS est utilisé de la même façon que le LMS (et que n'importe quel autre égaliseur adaptatif); cela signifie que l'adaptation des poids est faite sur une séquence connue, pour ensuite évaluer les véritables données avec les poids calculés. Voici l'algorithme du RLS :

$$\mathbf{x}_{\text{est}} = \mathbf{w}_i \mathbf{y}_i \quad (2.22)$$

$$\mathbf{e} = \mathbf{x}_{\text{dest}} - \mathbf{x}_{\text{est}} \quad (2.23)$$

$$\mathbf{P}_{i+1} = \frac{1}{\lambda} \left(\mathbf{P}_i - \frac{\lambda^{-1} \mathbf{P}_i \mathbf{y}_i \mathbf{y}_i^* \mathbf{P}_i}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{y}_i^* \mathbf{P}_i \mathbf{y}_i} \right) \quad (2.24)$$

$$\mathbf{w}_{i+1} = \mathbf{w}_i + \mathbf{e} \mathbf{y}_i^* \mathbf{p}_i \quad (2.25)$$

Nous estimons le vecteur d'information transmises à l'aide des poids calculés jusqu'à maintenant (0 à la toute première estimation)

Ensuite, l'erreur est calculée dans l'équation 2.23 par rapport aux données désirées. Puis la matrice P est mise à jour en 2.24 Pour ce faire, nous faisons usage du facteur d'oubli, qui prend généralement une valeur près de 1. Ce facteur d'oubli dicte la quantité de valeurs passées prises en compte dans les calculs de coefficients (avec 1, toutes les valeurs sont prises en compte). Enfin, l'équation 2.25 calcule les nouvelles valeurs de la matrice de poids W. comme pour le LMS, une fois l'adaptation terminée, seule l'équation 2.22 est utilisée pour faire l'égalisation avec les poids obtenus lors de l'adaptation. Par définition, le RLS minimise l'erreur quadratique. En contraste, le LMS minimise l'erreur quadratique moyenne. Ce dernier dépend donc des statistiques du signal, tandis que le RLS dépend directement du signal lui-même. C'est ce qui explique en bonne partie la plus grande précision qui est attribuée au RLS dans sa recherche de poids. Nous devons faire attention au facteur d'oubli en utilisant le RLS, car un peu comme pour le pas d'adaptation du LMS, les résultats peuvent varier beaucoup selon la valeur qui

Lui est attribuée. De plus, notons qu'une valeur de 1 utilise toutes les données passées. À l'opposé, en réduisant cette valeur, nous réduisons la fenêtre de données utiles pour calculer les poids. En général, nous voulons être près de 1, mais sans y être, car le fait d'utiliser toutes les données vient à minimiser l'importance des données récentes. La conséquence à cela est donc une perte en adaptabilité, surtout si les conditions sont changeantes. Malgré le fait que les équations sont plus lourdes que pour le LMS, le fait que le RLS ne contient aucune inversion de matrice fait qu'il n'est tout de même pas très difficile à implémenter. [20]

4. Technique de formation de faisceaux

La formation de faisceaux (beamforming) est une technique de traitement des signaux utilisée pour les systèmes de transmission sans fil haut débit [23]. Il peut également être considéré comme un filtre spatial pour chaque direction d'intérêt. Ce filtre va permettre de récupérer ou d'émettre des signaux dans des directions particulières avec un gain maximum, c'est-à-dire de favoriser le gain pour la direction d'intérêt et d'atténuer les signaux émis dans les directions non souhaitées (interférences). A la sortie de ce filtre, on n'aura que les signaux dans la direction d'intérêt (Figure 2.4). On montre que les systèmes d'antennes connues sous le vocable «d'antennes intelligentes» utilisent la technique de formation de faisceaux (Beamforming) pour permettre de récupérer ou d'émettre des signaux dans des directions particulières avec un gain maximum.

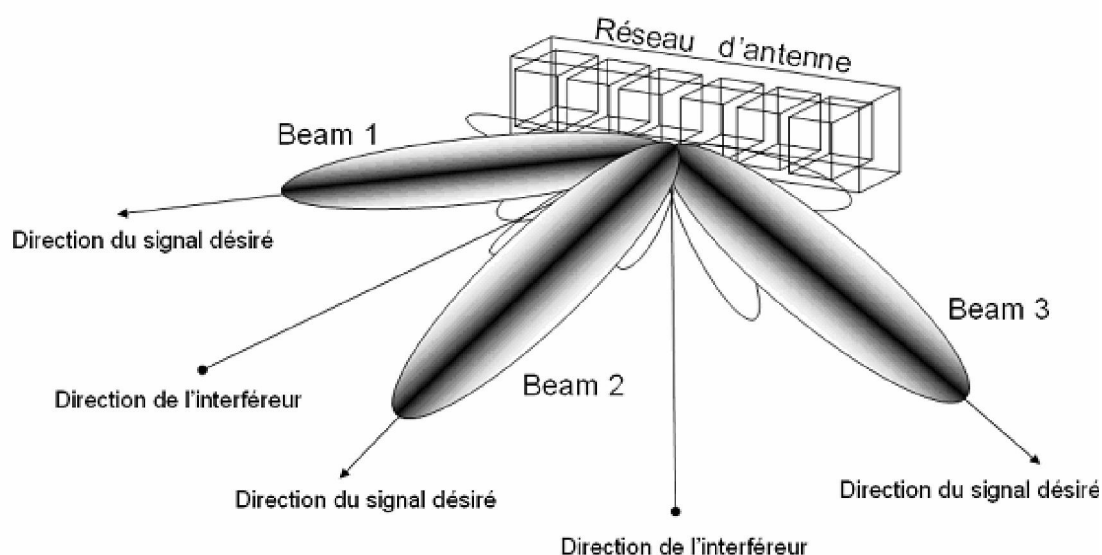


Figure 2.4 : Principe de la formation de faisceaux

Le formateur de faisceaux étant un outil très important dans les réseaux d'antennes il est essentiel de connaître les différents types ainsi que les techniques mises en œuvre et leurs avantages.

4.1 Les différents types de formateur de faisceaux

Selon les types d'applications, on distingue deux types de réseau formateur de faisceaux : le réseau de formation de faisceaux analogique [24] et le réseau de formation de faisceaux par le calcul ou numérique [25]. Le premier type réalise la formation de faisceaux sur un support RF (ligne de transmission, guide d'onde...), alors que le deuxième type réalise

la formation de faisceaux sur un support numérique, beaucoup plus flexible. En fait, ce type de formateur est la somme de deux technologies : technologie d'antenne et la technologie numérique. La formation de faisceaux numérique permet de former de nombreux faisceaux alors que la FF analogique est limitée par la complexité du réseau de formation de faisceaux. Le fait de travailler avec des signaux numérisés facilite, de plus, les calculs de pondération. Le formateur de type analogique ne permet pas de séparer les signaux non orthogonaux ; en plus le rapport signal sur bruit (SNR) est affecté par le nombre des faisceaux, en fait le SNR diminue si le nombre des rayons transmis augmente. Par contre, le formateur de type numérique résout ces inconvénients du fait qu'il utilise des techniques de traitement numérique des signaux. La technique de Formation de Faisceaux peut être utilisée au niveau des antennes d'émission ou de réception. Selon le type d'application demandée. Dans cette thèse elle sera utilisée uniquement en émission.

4.2 Formation de faisceaux au niveau d'émetteur

Pour l'émission d'un signal, la formation de faisceaux est utilisée pour augmenter le gain dans la direction des signaux voulus et diminuer le gain dans la direction de l'interférence et du bruit, c'est-à-dire en recevant l'information de différentes antennes et la combiner de telle manière qu'on observe préférentiellement le signal désiré. Pour cela, nous allons détailler le fonctionnement de la formation de faisceaux au niveau réception [26].

Soit $x(t)$ un signal émis dans la direction (θ_0, φ_0) (angles d'élévation et d'azimut respectivement désirés) d'un émetteur ayant une antenne réseau à K éléments rayonnants. En supposant une propagation en milieu homogène, le signal subit sur chaque élément d'antenne un déphasage et une atténuation, modélisés par le vecteur à K composantes $\vec{a}(\theta_0, \varphi_0)$. Ce vecteur constitue la réponse au niveau de chaque élément rayonnant du réseau d'antenne pour la direction considérée et est appelé vecteur directionnel suivant (θ_0, φ_0) , ce vecteur est lié à l'antenne et en particulier à sa géométrie. Le vecteur des signaux émis au niveau de différentes antennes d'émission s'écrit alors :

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{a}(\theta_0, \varphi_0) * \mathbf{x}(t) + \boldsymbol{\eta} \quad (2.26)$$

Avec :

$$\vec{\mathbf{x}}(t) = \begin{pmatrix} x_1(t) \\ \vdots \\ x_m(t) \end{pmatrix} \quad (2.27)$$

Où $y(t)$ désigne le signal reçu par l' i ème antenne, $x(t)$ le signal émis dans la direction (θ, φ) et n désigne le bruit additif. La formation de faisceaux va consister à focaliser le faisceau de l'antenne (à l'émission) dans des directions privilégiées prédéfinies (Figure 2.4). Cela se traduit par la multiplication par des coefficients complexes, appelés poids ou pondération, des signaux émis sur chacun des capteurs du réseau d'antennes. Les signaux des différents capteurs ainsi pondérés sont ensuite additionnés pour réaliser un filtrage spatial qui permet de privilégier ou d'éliminer certaines composantes spatiales du signal étudié, de s'adapter en temps réel aux évolutions du milieu ambiant (sources et bruits mobiles) et pour former à la sortie du réseau un signal qui est alors donné par :

$$\mathbf{y}(t) = \bar{\mathbf{w}}^H * \mathbf{x}(t) \quad (2.28)$$

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{i=1}^M \mathbf{W}_i^* x_i(t) \quad (2.29)$$

Où le vecteur w_H représente l'Hermitien (transposé conjugué) du vecteur des poids complexes ou pondération, tel que :

$$\mathbf{W}^H = [\mathbf{w}_1^*, \mathbf{w}_2^*, \dots, \dots, \mathbf{w}_M^*] \quad (2.30)$$

4.3 La formation de faisceaux conventionnelle (FFC)

Le FFC est une méthode classique de formation de faisceaux basée sur la connaissance des directions d'incidence des différentes sources [26,27]. Cette catégorie permet de pointer le faisceau dans la direction du signal utile indépendamment du signal global reçu. Le mode de fonctionnement de ce type de formateur se résume de la manière suivante : Dans une première étape on estime les angles d'arrivée de toutes les sources. Il est possible alors de calculer les pondérations qui sont choisies de façon à sommer en phase les signaux provenant d'une direction (θ, φ) donnée, c'est la deuxième étape, et enfin de sommer de façon cohérente les signaux ainsi obtenus en dernière étape. La figure 2.5 donne une configuration possible de ce type de traitement et résume ce qui est décrit précédemment.

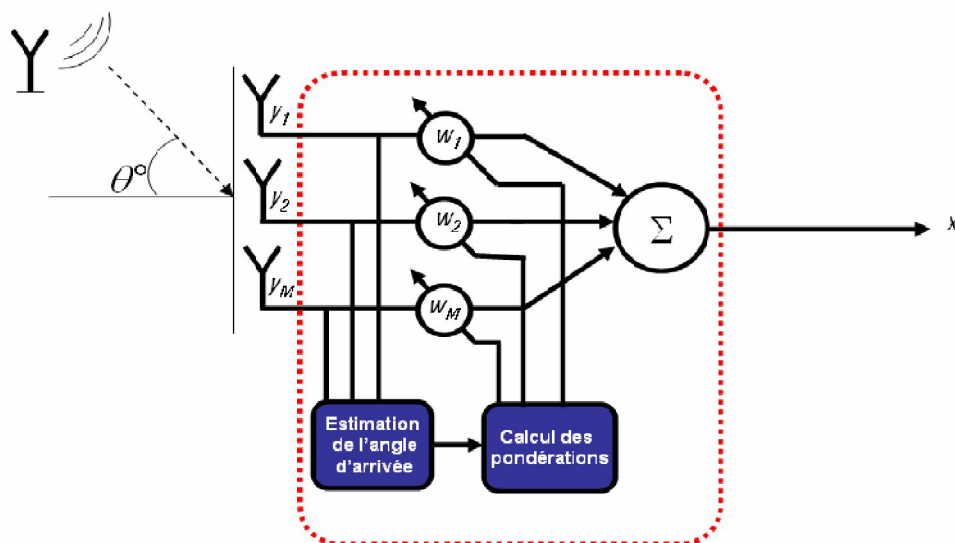


Figure 2.5: Configuration de l'antenne pour la formation de voies

En choisissant la pondération suivante :

$$\bar{\mathbf{w}}_{\text{FFconv}} = \bar{\mathbf{a}}(\theta_0, \phi_0) \quad (2.31)$$

Le réseau se focalise alors dans cette direction où une amplitude optimale est obtenue. Le signal à la sortie de FF s'écrit :

$$\mathbf{x}(t) = \bar{\mathbf{a}}^H(\theta_0, \phi_0) \times \bar{\mathbf{y}}(t) \quad (2.32)$$

Où $\bar{\mathbf{a}}^H(\theta_0, \phi_0)$ représente l'Hermitien du vecteur directionnel de la direction visée et $\bar{\mathbf{y}}(t)$ est le vecteur des signaux reçus au niveau du réseau d'antennes.

On a alors :

$$\mathbf{x}(t) = \bar{\mathbf{a}}^H(\theta_0, \phi_0) \bar{\mathbf{a}}(\theta_0, \phi_0) \times \bar{\mathbf{x}}(t) + \bar{\mathbf{a}}^H(\theta_0, \phi_0) \times \bar{\mathbf{b}}(t) \quad (2.33)$$

Etant le signal émis et $\bar{\mathbf{b}}(t)$ le vecteur des bruits.

Cela s'écrit encore :

$\hat{\mathbf{x}}(t)$ Étant le signal émis et $\vec{\mathbf{b}}(t)$ le vecteur des bruits.

Cela s'écrit encore :

$$\mathbf{x}(t) = \|\bar{\mathbf{a}}(\theta_0, \phi_0)\|^2 \times \bar{\mathbf{x}}(t) + \bar{\mathbf{a}}^H(\theta_0, \phi_0) \times \bar{\mathbf{b}}(t) \quad (2.34)$$

Supposons que le vecteur directionnel $\bar{\mathbf{a}}(\theta_0, \phi_0)$ dans la direction (θ_0, ϕ_0) , s'écrit :

$$\bar{\mathbf{a}}(\theta_0, \phi_0) = \begin{bmatrix} a_1(\theta_0, \phi_0) \exp^{j\nu_1(\theta_0, \phi_0)} \\ \vdots \\ a_k(\theta_0, \phi_0) \exp^{j\nu_k(\theta_0, \phi_0)} \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Avec $\nu_k = 2\pi K \frac{\sin\theta_0}{\lambda}$ dans le cas ULA (Uniform Linear Array) dans le plan azimut.

Lorsqu'on applique la pondération à un signal $v(t)$ émis dans une direction

(θ_1, ϕ_1) différente de (θ_0, ϕ_0) , tel que :

$$\bar{\mathbf{y}}(t) = v(t) \bar{\mathbf{a}}(\theta_1, \phi_1) + \bar{\mathbf{b}}(t) \quad (2.36)$$

Le signal à la sortie du réseau peut s'écrire d'après les deux équations précédentes :

$$\mathbf{x}(t) = v(t) \sum_{k=1}^K a_k(\theta_1, \phi_1) a_k(\theta_0, \phi_0) e^{j[\nu_k(\theta_1, \phi_1) - \nu_k(\theta_0, \phi_0)]} + \bar{\mathbf{a}}^H(\theta_0, \phi_0) \times \mathbf{b}(t) \quad (2.37)$$

Le signal $v(t)$ émis est alors multiplié par un facteur conduisant à une atténuation non maîtrisée en dehors du lobe principal (les positions des maxima locaux et les zéros du diagramme en dehors du lobe principal sont aléatoires). Ce dispositif réalise à la fois un pointage électronique de l'antenne dans la direction (θ_0, ϕ_0) et un filtrage spatial permettant d'atténuer les signaux arrivant de directions éloignées (lobes secondaires bas) de la direction principale et d'amplifier les signaux arrivant de directions voisines de celle-ci (lobe principal). En terme de complexité, ce formateur est simple à mettre en œuvre, seule la connaissance des vecteurs directionnels ainsi que la direction d'arrivée du signal émis est requise pour son implémentation et à part l'estimation des angles d'arrivée de la source utile et des interférents, cette technique de calcul des pondérations est indépendante des données en entrée du réseau. Elle est dite sous-optimale car elle ne maximise pas le rapport signal à bruit mais possède l'avantage de ne pas distordre le signal utile[28]. Cette méthode de formation de faisceaux ne

permet pas de contrôler le niveau d'atténuation du diagramme dans des directions particulières. Elle ne permet pas d'atténuer la contribution de brouilleurs éventuels qui peuvent perturber la communication. Cela nous conduit à l'étude du second type de formateur de faisceaux.

4.4 Les formations de faisceaux adaptatives (FFA)

4.4.1 Formation de faisceaux par séquence de référence

La méthode de formation de faisceaux vue précédemment ne tient pas compte de ce que contient vraiment le vecteur des signaux reçus $\vec{y}(t)$ et en particulier elle ne prend pas en compte la présence d'éventuels brouilleurs qui risquent de perturber le signal utile. Pour éviter cela, la formation de faisceaux adaptative, qui tient compte des données et s'adapte bien à l'environnement, pointe le faisceau dans la direction du signal utile indépendamment du signal global reçu et rejette les interférences éventuelles. Différentes méthodes se basant sur le calcul et la mise à jour du vecteur des poids complexes $\vec{w}(t)$ sont utilisées pour maximiser la qualité du canal de communication. Parmi ces nombreuses méthodes, les plus utilisées sont le formateur MPDR (Minimum Power Distortionless Response), le formateur MVDR (Maximum Variance Distortionless Response) et le formateur par séquence de référence. Les deux premiers seront brièvement présentés dans les deux sous paragraphes suivant et le dernier formateur de faisceau, qui fait partie des outils mis en œuvre dans cette thèse, sera présenté plus en détail.

- **Le formateur MPDR**

Le principe de ce formateur est de trouver le vecteur de pondération $\vec{w}(t)$ qui minimise la puissance globale en sortie de FF tout en maintenant un gain unité dans la direction souhaitée (θ_0, φ_0) [23]. Ceci devrait permettre de réduire la puissance des brouilleurs. Soit P_n la puissance d'un signal $K(t)$ quelconque, on a :

$$P_k = E[k(t)k^H(t)] \quad (2.38)$$

E étant l'espérance mathématique.

Soit $x(t) = \vec{w}^H \times \vec{y}_t$ le signal global (utile, interférences et bruit) en sortie de FF. La puissance à la sortie s'écrit :

$$P_{\text{sortie}} = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)] \quad (2.39)$$

La résolution de ce problème conduit à la pondération suivante[23,29] :

$$W_{\text{mpdr}} = \frac{\mathbf{R}^{-1}\vec{a}(\theta_0, \phi_0)}{\vec{a}^H(\theta_0, \phi_0)\mathbf{R}^{-1}\vec{a}(\theta_0, \phi_0)} \quad (2.40)$$

Où \mathbf{R}^{-1} est l'inverse de la matrice de covariance du signal reçu et $\vec{a}(\theta_0, \phi_0)$ est le vecteur directionnel dans la direction visée. Pour le calcul de cette pondération, on utilise des critères qui sont basés sur la connaissance de la (des) direction(s) d'incidence de la source utile. Contrairement à la méthode de formation de voies classiques, les DDAs (Direction d'angle d'arrivé) des interférents ne sont pas nécessaires. La complexité de ce formateur dépend alors d'une part du nombre d'échantillons requis pour l'estimation de la matrice de covariance mais aussi de la complexité associée à l'inversion de cette dernière.

- **Le formateur MVDR**

La méthode de FF suivante[23] consiste à choisir les poids minimisant le bruit et les interférences à la sortie du formateur de faisceaux. Cela est équivalent à la maximisation du rapport signal à bruit (RSB) ou signal à bruit plus interférences (RSBI) en sortie du formateur de faisceaux. Le récepteur estime les puissances des signaux utiles et interférents à travers l'estimation des matrices de corrélation des signaux. Les poids sont alors calculés pour maximiser le rapport de ces puissances et éventuellement annuler les interférences. En présence d'interférences, le signal reçu au niveau du réseau d'antennes s'écrit :

$$\vec{y}(t) = \vec{a}(\theta_0, \phi_0)\vec{x}(t) + \vec{y}_I(t) + \vec{b}(t) \quad (2.41)$$

$\vec{y}_I(t)$ Étant le vecteur des signaux interférents. En sortie du formateur de faisceaux, le signal s'écrit :

$$\mathbf{x}(t) = \vec{w}^H \times \vec{a}(\theta_0, \phi_0) \times \vec{x}(t) + \vec{w}^H \times \{\vec{y}_I(t) + \vec{b}(t)\} \quad (2.42)$$

On a alors la puissance du signal en sortie de FF, P_{Signal}

$$P_{signal} = E[\{\bar{w}^H \bar{a}(\phi_0, \varphi_0) \bar{x}(t)\} \{\bar{w}^H \bar{a}(\phi_0, \varphi_0) \bar{x}(t)\}^H] \quad (2.43)$$

Soit :

$$P_{signal} = E[\|\bar{w}^H \times \bar{a}(\phi_0, \varphi_0) \bar{x}(t)\|^2] \quad (2.44)$$

La résolution de ce problème [23,30] conduit à la pondération suivante :

$$W_{mvdr} = \frac{C^{-1} \bar{a}(\theta_0, \varphi_0)}{\bar{a}^H(\theta_0, \varphi_0) C^{-1} \bar{a}(\theta_0, \varphi_0)} \quad (2.45)$$

Avec C la matrice de covariance des bruit plus interférences.

Cette méthode est robuste et donne de bons résultats. Elle reste cependant délicate à implémenter car elle nécessite la connaissance du bruit et des interférences indépendamment du signal utile. La complexité de ce formateur est la même que celle du formateur MPDR.

- **Le formateur par Séquane de référence**

Dans ce type de formateur [23, 30, 31, 32], on suppose qu'au moins une partie de la forme d'onde du signal à recevoir est connue par le récepteur. Ces signaux à connaître peuvent être une porteuse pure, une séquence d'apprentissage ou le code correspondant au signal utile en CDMA (Code Division Multiple Access). Dans ce cas, le récepteur envoie à l'unité de contrôle un signal corrélé avec le signal utile. A partir de ces signaux, cette unité va ajuster les pondérations ou les poids complexes pour minimiser l'erreur quadratique moyenne entre la sortie du formateur de faisceaux $x(t)$ et la forme d'onde du signal attendu $s(t)$ (figure 2.8). Où $\bar{y}(t)$ est le signal reçu au niveau du réseau d'antennes qui s'écrit :

$$\bar{y}(t) = \bar{a}(\theta_0, \phi_0) \times s(t) + \bar{b}(t) \quad (2.46)$$

L'erreur quadratique entre la sortie du formateur de faisceaux $x(t)$ et le signal de référence $s(t)$ s'écrit sous la forme :

$$\varepsilon^2(t) = [s(t) - x(t)]^2 = [s(t) - w^H \times y(t)]^2 \quad (2.47)$$

L'erreur quadratique moyenne (EQM) de cette fonction de coût conduit à :

$$E\left[\|\varepsilon(t)\|^2\right] = E\left[s(t)^2\right] - 2 \times E\left[s(t) \times y(t) w^H\right] + E\left[w^H y(t) y(t)^H w\right] \quad (2.48)$$

D'où on a :

$$E\left[\|\varepsilon(t)\|^2\right] = P_s - 2W^H R_{ys} + W^H R W \quad (2.49)$$

Où :

$E[\vec{y}(t)s^H(t)] = \vec{R}_{ys}$ Représente la matrice d'inter corrélation entre le vecteur signal reçu au niveau du réseau d'antennes $\vec{y}(t)$ et le signal de référence $s(t)$. R est la matrice de covariance du signal reçu $\vec{y}(t)$ et P_s la puissance du signal de référence $s(t)$.

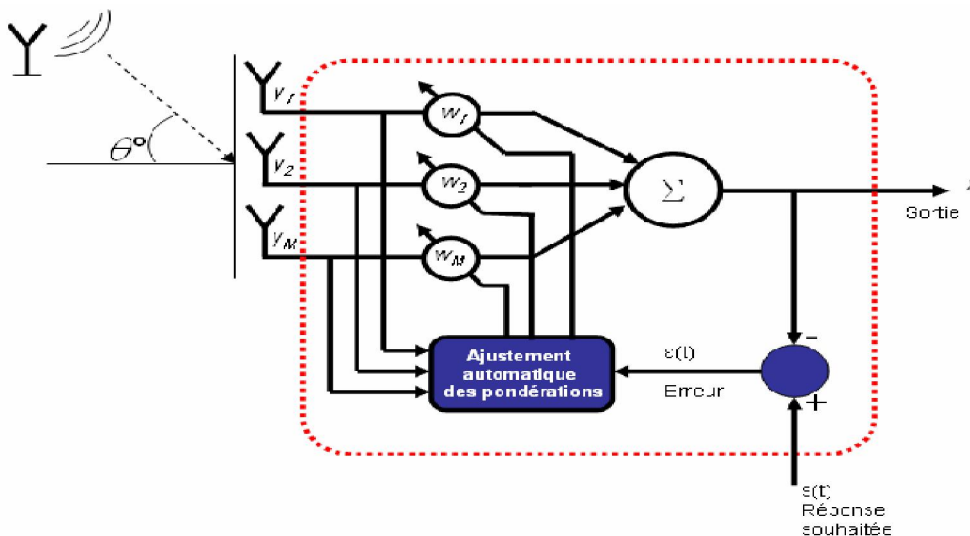


Figure 2.6: Schéma de principe d'un formateur de faisceaux par séquence de référence

On cherche la pondération qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQM) $\varepsilon^2(t)$ entre la sortie du formateur de faisceaux et le signal de référence $s(t)$. Le minimum de l'EQM est obtenu en posant que le vecteur gradient par rapport à w est nul :

$$\nabla_w E \left[\|\varepsilon(t)\|^2 \right] = \frac{\partial E \left[\|\varepsilon(t)\|^2 \right]}{\partial w} = 0 \quad (2.50)$$

C'est-à-dire :

$$\nabla_w E \left[\|\varepsilon(t)\|^2 \right] = -2\bar{R}_{ys} + 2RW = 0 \quad (2.51)$$

D'où les pondérations optimales (minimale) solution de minimisation de ε^2 est de la forme :

$$\bar{W}_{seq} = R^{-1} \bar{R}_{ys} = R^{-1} E \left[\bar{y}(t) s^H(t) \right] \quad (2.52)$$

L'avantage de cette méthode de FF est que l'on n'a pas besoin de connaître les directions d'arrivée du signal utile contrairement aux méthodes MPDR et MVDR. Par contre, la connaissance d'une partie du signal utile est requise. La complexité de ce formateur est alors moindre que pour les deux autres formateurs adaptatifs.

5. Schéma de transmission

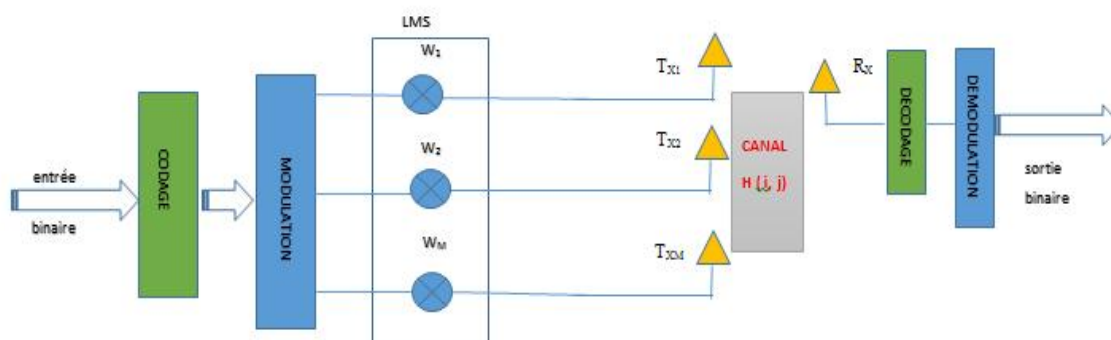


Figure 2.7: Schéma de transmission associé à un système MISO

Dans ce paragraphe, nous allons détailler le schéma de transmission associé à notre système, qui est le système MISO, nous avons la source d'information qui représente le signal à envoyer, avec les différentes opérations associées : codage, modulation. À ce point avant d'envoyer le signal, on va appliquer l'algorithme LMS qui consiste à multiplier le signal à envoyer par les coefficients de pondérations de l'algorithme, en introduisant le canal de transmission, À la réception, on doit récupérer le signal original ou bien l'information initiale d'après les équations suivantes

$$Y(t) = W * X(t) * H + \eta \quad (2.53)$$

Avec :

$Y(t)$: Signal de sortie

W : coefficients de pondérations

$X(t)$: Signal à envoyer

H : le canal de transmission

η : représente le bruit

$$W = [w_1, w_2, \dots, w_M]$$

$$X(t) = \begin{pmatrix} x_1(t) \\ \vdots \\ x_m(t) \end{pmatrix}$$

6. Modélisation

Dans cette partie, nous allons détailler la partie canal associée à notre système et cela à l'aide d'équations suivantes.

À la réception, l'expression du signal reçu est la suivante :

$$Y = [h_1 \ h_2] [x] + \eta \quad (2.54)$$

D'où

$$Y = [h_1 \ h_2] \begin{pmatrix} e^{-j\theta_1} \\ e^{-j\theta_2} \end{pmatrix} x + \eta \quad (2.55)$$

Dans ce cas, l'expression du signal reçu est :

$$Y = (|h_1| + |h_2|)x + \eta \quad (2.56)$$

Pour l'égalisation, nous aurons l'expression suivante :

$$\hat{Y} = \frac{Y}{(|h_1| + |h_2|)} = x + \frac{\eta}{(|h_1| + |h_2|)} \quad (2.57)$$

7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons abordé la technique MISO qui a pour but d'augmenter le débit de transmission et par conséquent amélioré la qualité de réception de notre système. Après nous avons présentés plusieurs algorithmes adaptatifs et non adaptatifs qui permettent de séparer les signaux et de trouver l'information initiale. Dans le but de faire augmenter le débit et d'avoir la meilleure qualité de signal à la réception. Puis nous avons détaillé la notion de formation de faisceaux qui a pour but d'augmenté le gain d'émission dans les directions désirer et d'atténuer les signaux dans les directions nos souhaitables, et les différents types de formateurs de faisceaux. Afin de terminer ce chapitre nous avons détaillé le schéma de transmission associé en intégrant les déférentes équations, pour avoir les résultats qui seront commentés dans le chapitre suivants.

1. Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter les résultats de simulations de notre système proposé. Nous avons utilisé un environnement de simulation MATLAB, afin de simuler le taux d'erreur binaire TEB en fonction du rapport signal sur Bruit SNR.

La première partie consiste à montrer les performances de l'algorithme LMS dans les transmissions sans fil, et la deuxième montre l'association de l'algorithme LMS basé sur la technique de formation de faisceaux en émission, avec la technologie MISO basée sur la diversité spatiale.

2. Paramètres de simulations

Les paramètres de simulation de notre système proposé sont donnés dans le tableau suivant :

Paramètres de simulation	Valeurs des paramètres
Canal	Rayleigh
MISO (N_t, N_r)	2*1 ; 4*1
Nombre de bits (N)	$N = 10^6$
Modulation	BPSK
Pas d'adaptation du LMS	$\mu = 0.35$

Tableau 3.1 : Paramètres de simulation

3. Simulation de l'algorithme LMS

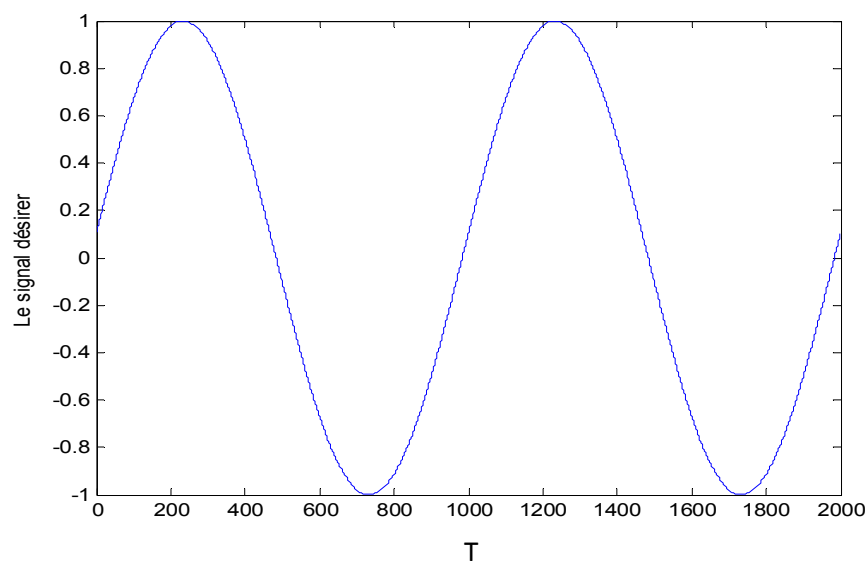


Figure 3.1 : Le signal désiré

La figure 3.1 représente le signal originale portant l'information initiale.

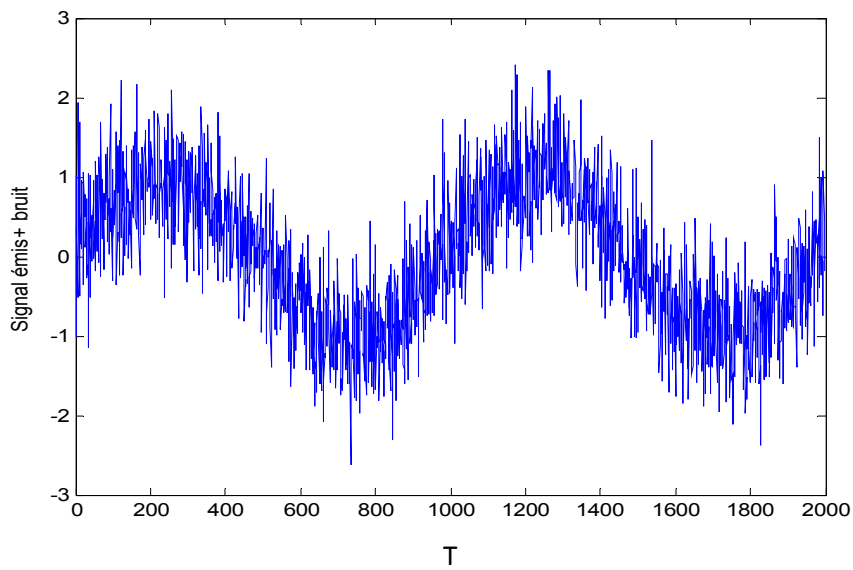


Figure 3.2 : *Le signal avec bruit*

La figure 3.2 représente le signal original avec le bruit.

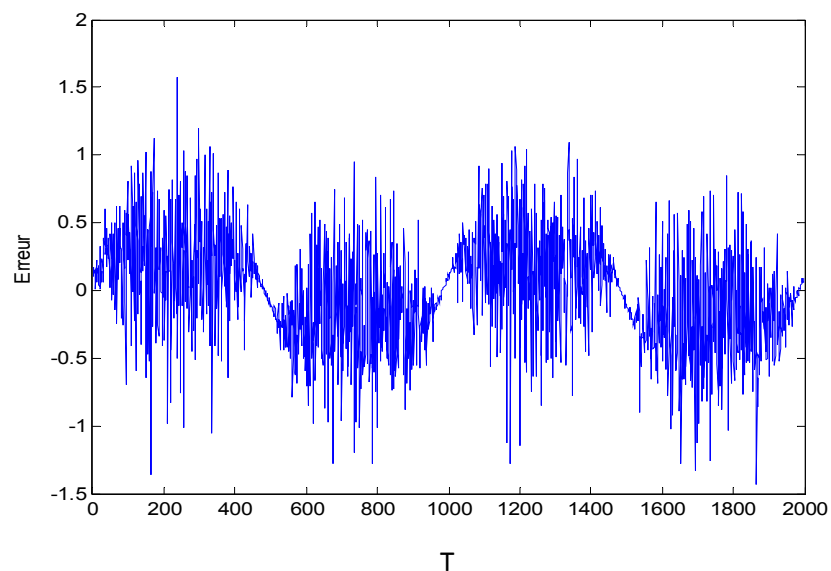


Figure 3.3 : *Courbe d'erreur*

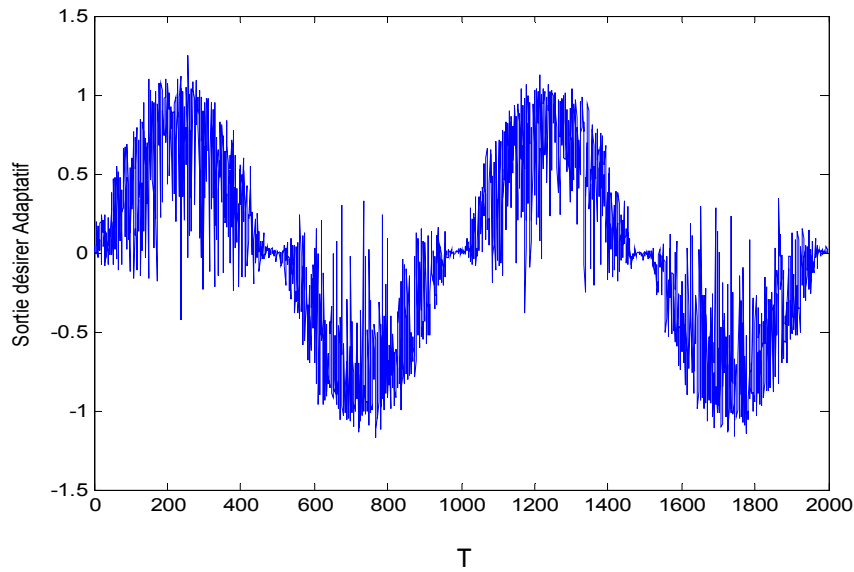


Figure 3.4 : *Le signal de sortie après filtrage*

La figure 3.4 représente le signal de sortie après filtrage LMS, l'annulation d'interférences entre les signaux est minimisée tel que montre la figure 3.3. Les facteurs de pondération sont presque les mêmes du filtre LMS.

4.Simulation du LMS-MISO

Nous allons présenter par la suite, les courbes du taux d'erreur binaire en fonction du SNR pour les techniques utilisées (avec formation de faisceaux, sans formation de faisceaux), nous allons garder les mêmes paramètres de simulation cités, en changeant le nombre d'antennes émettrices, et nous gardons le même nombre d'antenne réceptrices ($N_r=1$).

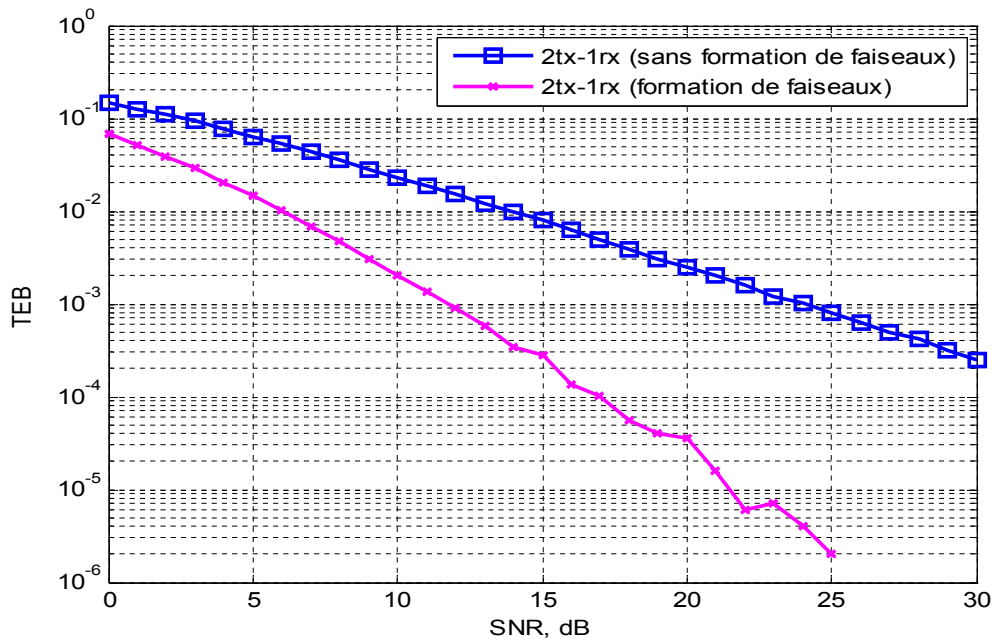


Figure 3.5 : Algorithme LMS associé avec la Technique MISO

$$(N_t=2, N_r=1, \mu=0.35)$$

La figure 3.5 a été réalisée avec un pas d'adaptation $\mu=0.35$ (qui a été déterminé comme optimale), elle montre bien que la formation de faisceaux au niveau d'émetteur améliore bien les performances d'une manière significative. Par contre lorsque on n'utilise pas la formation de faisceaux, nous remarquons bien que le TEB est très élevé par conséquent il va diminuer les performances de notre système.

- Par exemple pour un SNR égale à 25dB :

Le TEB est égal à 10^{-3} sans la technique de formation de faisceaux ; et $10^{-5.8}$ avec formation de faisceaux.

5. Influence du nombre d'antenne

Nous allons garder les mêmes paramètres de simulation, et seulement nous avons changé que le nombre d'antennes émettrices ($N_t=4$), et nous allons voir les performances de notre système.

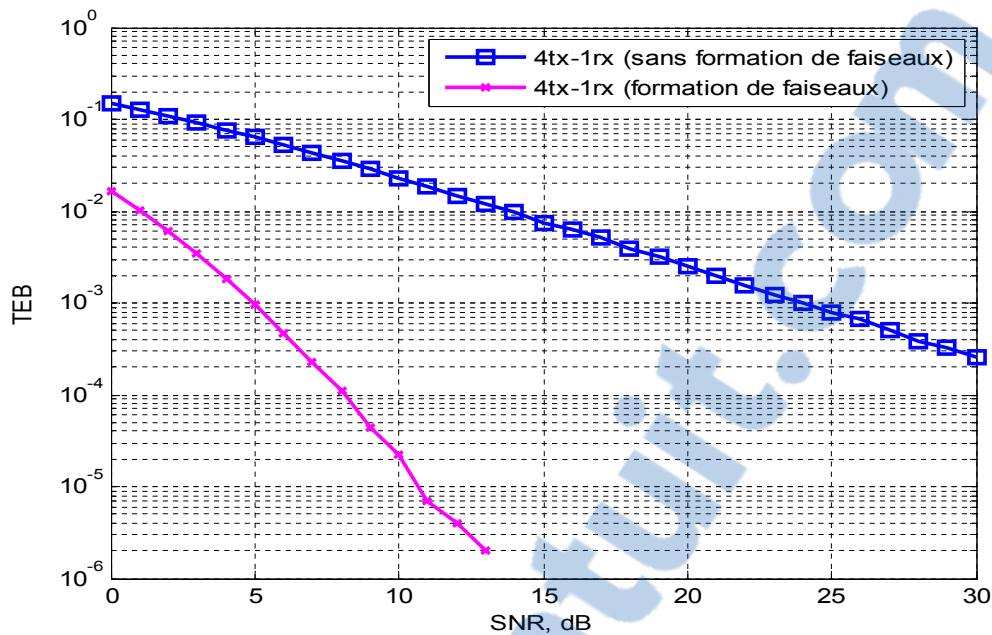


Figure 3.6 : Algorithme LMS associé avec la Technique MISO($N_t=4$, $N_r=1$, $\mu=0.35$)

La figure 3.6 montre bien que les performances s'améliorent bien en utilisant la technique de formation de faisceau avec un nombre d'antennes émettrices égale à quatre. Cette augmentation permet de diminuer le TEB par rapport à l'usage d'un nombre d'antenne égale à deux.

6 Conclusion

D'après nos études et nos simulations effectuées dans ce chapitre, nous avons constaté que les performances du système proposé s'améliorent d'une façon significative, toute en minimisant l'ISI ; cela est dû à la combinaison entre l'algorithme adaptatif LMS avec la technique MISO basé sur la formation de faisceaux en émission.

L'algorithme LMS est un algorithme simple à implémenter et facile à appliquer, mais sa vitesse de convergence est très longue. Sa combinaison avec le MISO en émission améliore les performances du système proposé en assurant un débit élevé et une meilleure qualité de signal en réception avec un taux d'erreur binaire minimal.

CONCLUSION GENERALE

Ces dernières années ont été marquées par la recherche de solutions pour des communications sans fil supportant des débits de plus en plus élevés, avec une qualité de service croissante. Ce travail de mémoire a été initié dans ce contexte et a porté sur l'étude de l'algorithme adaptatif LMS afin de voir ses performances apportés aux réseaux sans fil.

Les domaines d'applications de ses algorithmes adaptatifs sont très nombreux, parmi lesquelles on a choisi la technique MISO avec une formation de faisceaux en émission.

Nous avons constaté que l'association LMS-MISO améliore de façon significative les performances de notre système proposé.

Dans un premier temps, nous avons décrit brièvement le fonctionnement d'une chaîne classique de transmission numérique, les différents modèles de canaux rencontrés en pratique ont été examinés, notamment le canal à évanouissement de Rayleigh qui caractérise les communications radio mobiles.

Dans un second lieu, nous avons décrit quelques techniques adaptatives permettant d'améliorer les performances de notre système, et augmentant le débit de transmission sans fil et en assurant une meilleure qualité de signal en réception.

Dans le chapitre 3, nous avons présenté les résultats de notre simulation en deux parties. Dans la première partie nous avons montré les performances de l'algorithme LMS avec un certain nombre d'information transmis, et dans deuxième, nous avons montré les résultats de simulations de cet algorithme associé avec la technologie de transmission sans fil MISO.

[1] **C.E Shannon** « A mathematical theory of communication », Bell Systems Technical Journal, 27:379-423 and 623-656, July and October 1948.

[2] **R.Gautier, G. Burel, J.Letessier, and O.berder**« Blind estimation of scrambler offset using encoder redundancy», In Proceeding of IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Vol. 1, pp. 626-630, Pacific Grove (CA), USA, 2002.

[3] **Pascal Djiknavorian** Janvier 2006 édition révisé Janvier 2007

[4] **Ahamat BADAWI HAMITet FOZIN TEDJEUGANG J. Collins** « les antennes intelligentes MIMO», Institut des télécommunications ABDELHAFID BOUSSOUF – Oran 2005-2006

[5] **TALEB Ahmed et BOUCIF Sid Ahmed**«LES TECHNIQUES D’ACCES DANS LES ANTENNES ADAPTATIVES –MIMOEN TECHNOLOGIE –UWB-», Institut des Télécommunications d’Oran, 2005-2006

[6] **Baptiste Vrigneau**«systèmes MIMO précodés optimisant la distance minimale : étude des performances et extension du Nombre de voies», l’université de Bretagne Occidentale Mention Sciences et Technologies de l’Information et de la Communication, le 23 novembre 2006.

[7] **Ilham OUACHANI.** « Analyse de performance de systèmes de communications sans fils exploitant micro et macro diversité », UNIVERSITÉ DE PARIS-SUD U. F. R. SCIENTIFIQUE D’ORSAY, 28 Juin 2005.

[8] **V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank.** “Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction”. IEEE Transactions on Information Theory, 44(2):744–765, March 1998.

[9] **G. Ungerboeck.** “Channel coding with multilevel/phase signals”. IEEE Transactions on Information Theory, 28(1):55–67, January 1982.

[10] **S. M. Alamouti** “A simple diversity technique for wireless communications”. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16(8):1451–1458, October 1998.

[11] **V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank.** “Space-time block codes from orthogonal designs *IEEE Transactions on Information Theory*”, 45(5):1456–1467, July 1999.

[12] **S. Sandhu, A. Paulraj, and K. Pandit.** “On non-linear space-time block codes”. In IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, volume 3, pages 2417–2420, Orlando, FL, 2002.

[13] **G. J. Foschini and M. J. Gans**“On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas”. *Wireless Personal Communications*, 6(3):311–335, march 1998.

[14] **Shannon** “A mathematical theory of communication”. Bell Systems Technical Journal, 27:379–423 and 623–656, July and October 1948.

[15] **J. Radon** “Linearesharenorthogonaler matrizen”. In Abhandlungen aus dem Mathematischen Seminar der Hamburgischen Universität, volume 1, pages 1–14, 1922.

[16] **G. J. Foschini and M. J. Gans** “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas”. Wireless Personal Communications, 6(3):311–335, march 1998.

[17] **S. Sandhu, A. Paulraj, and K. Pandit**. “On non-linear space-time block codes”. In IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, volume 3, pages 2417–2420, Orlando, FL, 2002.

[18] **Ludovic COLLIN**. “Optimisation de systèmes multi antennes basée sur la distance minimale», l’Université de Bretagne Occidentale, 17 décembre 2002.

[19] **Pierre GRUYER, Simon PAILLARD**, « Modélisation d’un modulateur et démodulateur OFDM », Université de Bretagne 12 décembre 2005.

[20] **MAXIME BOULAY**, « ÉTUDE COMPARATIVE DES TECHNIQUES D’ANNULATION DES INTERFÉRENCES DANS UN SYSTÈME MIMO-OFDM », L’UNIVERSITÉ DU QUÉBEC à Trois-Rivières, décembre 2009

[21] **BKIR HADJ ALI**, « exploitation de l’association des techniques MIMO-OFDM pour la transmission dans les réseaux locaux sans fil », université Abou bakrbelkaid- Tlemcen, 2012

[22] **HAMZE ALAEDDINE**, « Application de la transformée en nombres entiers à la conception d’algorithmes de faible complexité pour l’annulation d’échos acoustiques », L’Université DE BRETAGNE OCCIDENTALE, le 12 Juillet 2007

[23] **L. C. Godara**, « Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations ». Proc. of the IEEE, vol. 85, No. 8, pp. 1193-1245, Aug. 1997.

[24] **Godard, D.** « Channel Equalization Using a Kalman Filter for Fast Data Transmission ». IBM J. Res. and Dev. Vol. 18. 1974. pgs 167-273.

[25] **Lotter, Michiel; Van Rooyen, Pieter & Van Wyk, Danie**. « Space – Time Processing For CDMA Mobile Communications ». Kluwer Academic Publishers. Boston-London. 2000.

[26] **Harry L. Van Trees**. « Optimum Array Processing » Part IV. Wiley and Sons, 2002.

[27] **Elise Ratajezyk & Dorian Lasnet**, « Traitement d’antennes : méthodes de formation de faisceau et de localisation », cours École Nationale Supérieure d’Ingénieurs de Constructions Aéronautiques, janvier 2005

[28] **Najib FADLALLAH**, «Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage», UNIVERSITE DE LIMOGES, Thèse doctorat, 25 Mai 2005.

[29] **H. Krim, M. Viberg**,«Two Decades of Array Signal Processing: The Parametric Approach». IEEE Signal Processing Mag., pp. 67-94, July 1996.

[30] **Ren-Zhou Gui, Zi-Jie Yang**, «Research on employment of adaptive beamformer based on weight iterative algorithm in suppressing radio frequency interferences», article JP1.13, September 2004

[31] **Kiran, K. Shetty**, «A Novel Algorithm for Uplink Interference Suppression Using Smart Antennas in Mobile Communications», The Florida State University, Thèse doctoral, October 2004.

[32] **B. Widrow, P.E. Mantey, L. J. Griffiths, P. B. Goode**, «Adaptive Antennas Systems», Proc.IEEE, vol. 55, pp. 2143-2158, 1967.

[33]**FEROUANI SOUHAYLA**« Traitement d'Antennes d'aptativespour l'Optimisation des Performances des Systèmes MIMO-OFDM Dans les Réseaux de Télécommunications Sans Fil», l'UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID – TLEMCEN, 2014.