

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE ABDERRAHMANE MIRA DE BEJAIA

FACULTE DE TECHNOLOGIE.

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE.

MÉMOIRE DE FIN DE CYCLE
EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE
MASTER ELECTRONIQUE
OPTION : TÉLÉCOMMUNICATION

THEME



**Etude des systèmes
MIMO-OFDM
communication sans
fil**

Réalisé par :

D^{elle} DAACHI Dalila

Encadré par :

M^r A.ALLICHE

M^r M.AZNI



**Année universitaire
2011-2012**

N	Figure	Page
01	Classification des réseaux sans fil	
02	Exemple d'architecture WLAN	
03	Structure physique d'un réseau WiFi.	
04	Couches 1 et 2 du modèle OSI.	
05	Processus de transmission des trames	
06	Schémas représentatifs du SISO, MISO, SIMO et MIMO	
07	Système MIMO	
08	schéma descriptif de l'entrée et la sortie de système.	
09	schéma de pré-codage et post-codage.	
10	Architecture d'un système de codage spatio-temporel	
11	le diagramme de treillis d'un CSTT à 2 antennes émettrices	
12	schéma de code d'Alamouti	
13	Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels	
14	Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels	
15	le schéma de la modulation BPSK	
16	schéma de la modulation QPSK	
17	schéma de constellation de la modulation QAM-16.	
18	de principe du modulateur OFDM	
19	Schéma d'un système OFDM (modulation/démodulation)	
20	Problème des interférences entre symboles	
21	Insertion d'un intervalle de garde 'D'	
22	système de transmission MIMO/OFDM en émission.	
23	système de transmission MIMO/OFDM en réception.	
24	Représentation fréquentielle d'un symbole OFDM	
25	Données numérique avant codage	
26	Entrelaceur très simple	
27	Les données après codage et entrelacement	
28	Constellations des modulations 16QAM et 64QAM	
29	du système MIMO/OFDM utilisant un codage spatio-temporel fréquentiel	
30	Exemple de réponses (a) impulsionnelles et (b) fréquentielles de filtres en racine de cosinus surélevé	

31	Capacités de différents systèmes MIMO comparées à celle d'un SISO. Dépasser par les systèmes (2,2) et (3,3) lorsque le RSB important.	
32	Exemples de probabilités d'erreur binaire dans un canal gaussien pour différentes modulations : MAQ-4, MAQ-16 et MAQ-64	

Sommaire

Introduction générale	1
I. Les réseaux sans fil	
I.1 Introduction.....	3
I.4 Types de réseaux sans fil	3
I.2.1 Réseaux personnels sans fil (WPAN)	4
I.2.1.1 Bluetooth.....	4
I.2.1.2 HomeRF	5
I.2.1.3 ZigBee	5
I.2.1.4 Liaisons infrarouges.....	5
I.2.2 Réseaux locaux sans fil (WLAN).....	5
I.2.2.1 WiFi.....	6
I.2.2.2 HiperLAN.....	6
I.2.3 Réseaux métropolitains sans fil (WMAN).....	7
I.2.3.1 WiMAX.....	7
I.2.4 Les réseaux étendus sans fil (WWAN).....	7
I.3 Les réseaux Wi-Fi.....	8
I.3.1 Structure physique d'un réseau WiFi	8
I.3.2 Architecteur logique de WiFi.....	10
I.3.2.1 La couche liaison de données.....	11
I.3.2.2 La couche physique	13
I.4 Conclusion	14
II. Les systèmes MIMO	
II.1 Introduction.....	15
II.2 Principe de MIMO	15
II.3 Modèle de canal MIMO.....	16
II.4 Capacité du canal MIMO	17
II.4.1 La décomposition du canal avec SVD	18
II.4.2 Capacité d'un lien MIMO avec état du canal connu pour l'émetteur	20
II.4.3 Capacité d'un lien MIMO avec état du canal non connu pour l'émetteur.....	20
II.5 Codage spatio-temporel.....	20
II.5.1 Codage spatio-temporel en treillis(CSTT).....	21

II 5.2 Codes spatio-temporels par bloc.....	22
II.6 multiplexage spatial	24
II.7 Notion de diversité	25
II.7.1 Diversité temporelle.....	25
II.7.2 Diversité fréquentielle.....	26
II.7.3 Diversité spatiale	26
II.7.4 Diversité de polarisation.....	26
II.8 Conclusion	27
III.1 Introduction.....	28
III. OFDM et MIMO -OFDM	
III.2 Principes de la modulation	28
II.2.1 La modulation de phase (BPSK ou BinaryPhase Shift Keying).....	29
II.2.2 QPSK : Quadrature Phase-Shift Keying.....	29
II.2.3 QAM : Quadrature Amplitude Modulation	30
III.3 Principes de la modulation multi porteuse	30
III.4 Démodulation.....	33
III.5 Problème des interférences entre symboles	34
III.5.1 Intervalle de garde.....	34
III.6 Présentation du système MIMO/OFDM.....	36
Conclusion	38
III. La simulation de système MIMO-OFDM	
IV.1 Introduction	43
VI.2 La trame OFDM (IEEE 802.11a)	43
IV.3 Chaîne d'émission	44
IV.3.1 Codage Convolutif.....	45
IV.3.2 Entrelacement.....	45
IV.3.3 Mappeur.....	46
IV.3.4 l'application des codes STF aux systèmes MIMO-OFDM.....	47
IV.3.5 IFFT	48
IV.3.6 insertion de préfixe cyclique	48
IV.3.7 filtrage et sur-échantillonnage.....	48
IV.4 chaîne de réception.....	50
IV.4.1 Filtrage et Sous-échantillonnage.....	50
IV.4.2 FFT	50

IV.4.3 Décodage.....	50
IV.5 La probabilité d'erreur	51
IV.6 Le canal.....	51
IV.7 Résultat de simulation	52
IV.8 Conclusion	54
Conclusion et perspectives.....	56

Introduction générale

Le domaine de télécommunication n'a cessé d'évoluer durant ces dernières décennies. Ces évolutions sont liées à l'apparition et le développement de nombreux services comme la voie sur IP (VOIP), la visioconférence, la vidéo à la demande et d'autres applications multimédia gourmandes en termes de débit.

Les applications à la norme IEEE 802.11 (WiFi) sont devenu de plus en plus nombreux, d'où la nécessité d'avoir des débits de transmission plus importants. Cependant, les ingénieurs de conception des système de communication radio sont généralement confrontés à des nombreux challenges ; parmi ceux-ci nous citons la limitation de la bande fréquentielle du canal , les variations complexes de l'environnement de propagation [évanouissement et trajets multiples], etc. pour une meilleure qualité de service , la technologie wifi est associée a des modulations haut débit telle que l'OFDM [Orthogonal Frequency Division Multiplexing] ainsi qu'a des techniques de traitement d'antennes telle que le MIMO [Multiple Input Multiple Output] qui permettent d'exploiter efficacement les ressources radio disponibles.

Au cœur des dernières années, la modulation OFDM a été développée et améliorée ; elle est présentement utilisés dans les normes 802.11 a, g, n et 802.16 [22]. Les systèmes OFDM sont particulièrement performants et robustes, résistent aux déformations causées par le canal. la détection du signal est donc simplifiée . à l'OFDM, nous désirons jumeler les avantages des systèmes à plusieurs antennes sont appelés systèmes MIMO (multi-input multi-output). Il s'agit d'utiliser antennes a l'émission et a la réception, afin de maximiser le nombre de canaux différents, ce qui permettrait de diminuer le taux d'erreur ou d'augmenter le débit transfert de données, Selon la configuration choisie. Les systèmes MIMO-OFDM sont au cœur de nombreuses recherches en télécommunications. Comme tous les autres systèmes de communication, ils sont affectés par des interférences, qui nous désirons éliminer. Évidemment en pratique, aucun système ne peut complètement les éliminer ; l'objectif est donc de les minimiser.

Dans ce mémoire, notre objectif consiste à transmettre un message de l'émetteur au récepteur qui passe dans un canal MIMO et utilise une modulation OFDM, également améliorer la robustesse de la transmission radio par une exploitation optimale de la diversité spatiale présente. Les codes espaces temps répondent bien a cette attente. En effet, récemment l'application des codes espace-temps a des systèmes a antennes

Introduction générale

multiplés a montre une amélioration remarquable en terme d'efficacité spectrale et de taux d'erreur binaire.

Ce mémoire se compose de quatre chapitres, qui se partissent comme suit :

Le premier chapitre propose quelque généralités sur les différents types de réseaux sans fils, et plus particulaire la norme IEEE 802.11. Ensuite, le second chapitre introduit les systèmes MIMO que sont utilisées plusieurs antennes a l'émission et a la réception et les différentes notions de la diversité. Puis, le troisième chapitre est consacré a la modulation/ démodulation OFDM et présentation d'une chaine de communication MIMO-OFDM.

Enfinement le quatrième chapitre présenter le principe de chaque bloc de la chaine de transmission qui est décrit dans le chapitre précédent et implémenté sous matlab®.

I.1 Introduction

Les réseaux sans fil sont en plein développement du fait de la flexibilité de leur interface, qui permet à un utilisateur de changer de place tout en restant connecté. Les communications entre équipements terminaux peuvent s'effectuer directement ou par le biais de stations de base, appelées points d'accès, ou AP (Access Point). Les communications entre points d'accès peuvent être hertziennes ou par câble. Les débits de ces réseaux se comptent en mégabits par seconde, voire en dizaines de mégabits par seconde.

Les réseaux sans fil permettent de relier facilement des équipements distants d'une dizaine de mètres à quelque kilomètre. De plus l'installation de tels réseaux ne demande pas de lourds aménagements des infrastructures existantes.

Les réseaux sans fil se sont développés au départ essentiellement pour répondre aux deux besoins suivants :mettre en place des transmissions dans les endroits où la pose de câble est difficile, voire impossible, et assurer la transmission de données pour des applications mobile, avec la baisse des coûts du matériel sans fil.

I.4 Types de réseaux sans fil

Les réseaux sans fil se divisent en plusieurs catégories différentes selon la taille de la zone géographique à couvrir (figure I.1)[7], Chacune de ces catégories regroupe différents standards de communication permettant de relier très facilement des équipements distants d'une dizaine de mètres à quelques kilomètres. Dans l'intention de toujours offrir au client une large gamme de services tout en garantissant un débit et une qualité de service meilleurs.

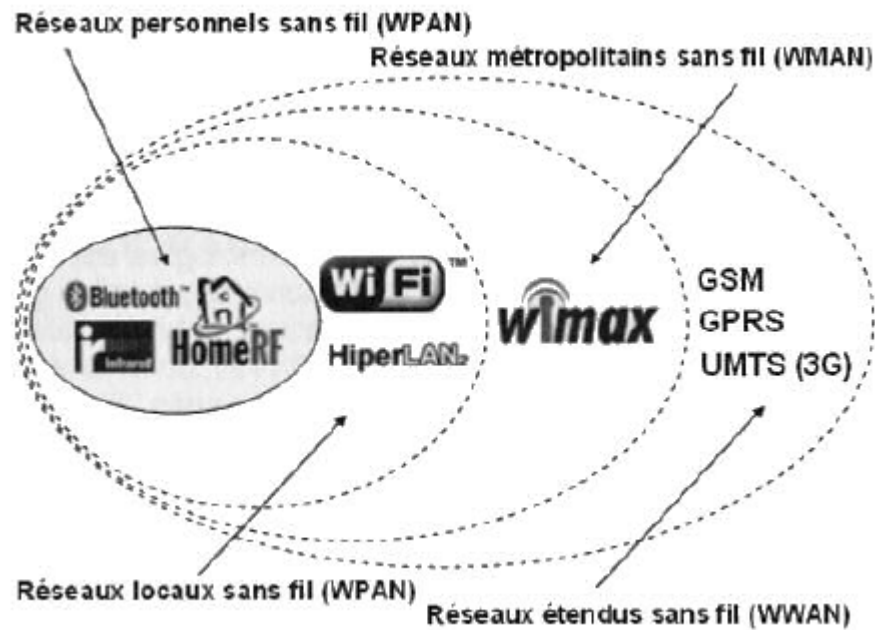


Figure I.1 : Classification des réseaux sans fil

I.2.1 Réseaux personnels sans fil (WPAN)

Le réseau personnel sans fil WPAN (*Wireless Personal Area Network*), sont des réseaux sans fil d'une faible portée (de l'ordre de quelques dizaines de mètres)[7].

Ce type de réseau a pour objectifs de relier des périphériques (imprimante, téléphone portable, . . .) à un ordinateur sans liaison filaire ou bien permettre la liaison sans fil entre deux machines peu distantes entre elle. Il existe plusieurs technologies utilisées pour les WPAN que nous décrivons brièvement ci-dessous.

I.2.1.1 Bluetooth

Bluetooth est le nom commercial relatif à la norme IEEE 802.15.1, lancée par Ericsson en 1994 [11], pour les communications sans fil dans une sphère de 10 mètres de rayon autour de la personne. Bluetooth proposant un débit théorique de 1 Mbps, présente les objectifs suivants :

- création de points universels.
- remplacement des câbles d'information entre PC et périphérique (souris, clavier, imprimante, ports USB).

Son principal avantage est sa très faible consommation d'énergie, ce qui la rend particulièrement bien adaptée à une utilisation au sein de petits périphériques.

I.2.1.2 HomeRF

HomeRF (Home Radio Frequency), lancée en 1998 par le HomeRF Working Group [7] (formé notamment par les constructeurs Compaq, Hewlett-Packard, Intel, Siemens, Motorola et Microsoft) propose un débit théorique de 10 Mbps avec une portée d'environ 50 à 100 mètres sans amplificateur. La norme HomeRF a été abandonnée en janvier 2003, notamment car les fondateurs de processeurs mettent désormais de nouvelles technologies.

I.2.1.3 ZigBee

ZigBee est une norme de réseau sans fil de type WPAN, ses avantages étant par exemple, la faible consommation d'énergie et un très bas prix la rendent particulièrement adaptée pour être directement intégrée dans les petits appareils électroniques [18].

La technologie Zigbee, opérant sur la bande de fréquences des 2,4 GHz, permet d'obtenir des débits pouvant atteindre 250 Kb/s avec une portée maximale de 100 mètres environ.

I.2.1.4 Liaisons infrarouges

Les liaisons infrarouges permettent de créer des liaisons sans fil de quelques mètres avec des débits pouvant monter à quelques mégabits/seconde. Cette technologie est largement utilisée pour les télécommandes, mais souffre toute fois des perturbations dues aux interférences lumineuses.

I.2.2 Réseaux locaux sans fil (WLAN)

Le WLAN (Wireless Local Area Network) est comparable au réseau câble de type LAN, il est constitué de points d'accès formant une zone de couverture radio, soit une portée d'environ une centaine de mètres [12]. Ayant un fonctionnement cellulaire Le WLAN permet de relier entre eux les terminaux présents dans la zone de couverture à partir de points d'accès reliés à un réseau fixe. La principale raison de cette forte croissance est la facilité d'implémentation d'un réseau sans fil, et la baisse des couts de cette technologie.

I.2.2.1 WiFi

Nom commercial relatif à la norme IEEE 802.11b, le WiFi (pour **Wireless Fidelity**) est une technologie intéressante pour de nombreuses sociétés liées au monde des télécoms et d'Internet [11]. Les collectivités locales et surtout les particuliers profitent de la facilité d'accès à Internet haut débit liée à cette norme. Par abus de langage, il désigne, maintenant, les différentes déclinaisons de la norme IEEE 802.11. Il offre un débit théorique de 11 Mb/s pour une portée de 50 mètres.

Dans le souci d'apporter des améliorations en termes de débit, sécurité, . . . différentes déclinaisons de la norme 802.11 ont vu le jour. Parmi lesquelles on retrouve :

- 802.11a: Grâce à la technologie OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), elle peut atteindre un débit de 54Mb/s dans la gamme de fréquence des 5GHz.
- 802.11g: elle est la norme la plus répandue actuellement. Elle offre un haut débit (54 Mbit/s théoriques, 25 Mbit/s réels) sur la bande de fréquences des 2,4 GHz.
- 802.11n: Grâce aux technologies MIMO (Multiple Input Multiple Output) et OFDM, cette norme prévoit un débit théorique pouvant atteindre les 600 Mbit/s (débit réel de 100 Mbit/s dans un rayon de 90 mètres).

I.2.2.2 HiperLAN

La norme HiperLAN (pour **High Performance Radio LAN**) a été lancée par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) travaillant à 5 GHz [6]. Elle existe en deux versions, HiperLAN1 et HiperLAN2 qui offrent respectivement des débits théoriques de 20 Mb/s pour une portée de 50 mètres et 54 Mbits/s pour une portée de 200 mètres. Une troisième version existe également mais est destinée, plutôt, aux réseaux WMAN. Contrairement au succès qu'a connu le WiFi, la norme HiperLAN n'a jamais reçu de soutien pour le marché américain.

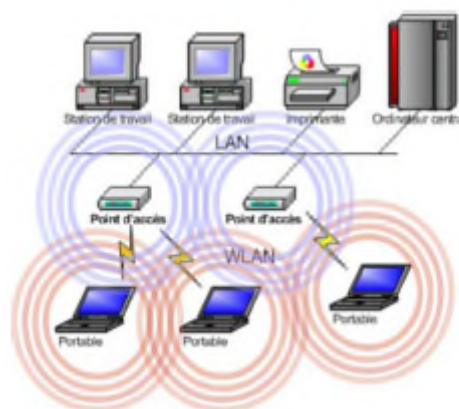


Figure I.2 : Exemple d'architecture WLAN

I.2.3 Réseaux métropolitains sans fil (WMAN)

Les réseaux métropolitains sans fil (WMAN pour *Wireless Metropolitan Area Network*), Connus également sous le nom Boucle Local Radio (BLR), le WMAN sont basés sur la norme IEEE 802.16 et offre un débit de 1 à 10 Mbit/s pour une portée de 4 à 10 km. Ils peuvent être considérés comme un cas particulier des WWAN avec des technologies voisines. Ils sont des réseaux destinés à connecter aussi bien des entreprises que des particuliers à leurs opérateurs (téléphonie fixe, internet, télévision. . .). Le rôle de WMAN est de couvrir la zone dite du dernier kilomètre pour fournir un accès à Internet haut débit aux zones non couvertes par les technologies filaires classiques.

I.2.3.1 WiMAX

Le WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) est une norme basée sur le standard de transmission radio IEEE 802.16 [4]. Il permet d'émettre et de recevoir des données dans les bandes de fréquences radio de 2 à 66 GHz avec un débit maximum de 70 Mbits/s sur une portée de 50 km.

Les révisions du standard IEEE 802.16 se déclinent en deux catégories :

- WIMAX fixe : également appelé IEEE 802.16-2004, est prévu pour un usage fixe avec une antenne montée sur un toit, à la manière d'une antenne TV.

Le WIMAX fixe opère dans les bandes de fréquence 2.5 GHz et 3.5 GHz, pour lesquelles une licence d'exploitation est nécessaire, ainsi que la bande libre des 5.8 GHz.

- WIMAX mobile (en anglais portable WIMAX), également baptisé IEEE 802.16e, prévoit la possibilité de connecter des clients mobiles au réseau internet.

Le WIMAX mobile ouvre ainsi la voie à la téléphonie mobile sur IP ou plus largement à des services mobiles hauts débit.

I.2.4 Les réseaux étendus sans fil (WWAN)

Les réseaux WWAN (pour *Wireless Wide Area Network*) également connu sous le nom de réseau cellulaire mobile, affectent une bande de fréquence à chacune des cellules et réutilisent cette bande de fréquence dans les cellules suffisamment éloignées les unes des autres. Ils sont des réseaux sans fil étendus avec des couvertures à l'échelle nationale ou mondiale

Les principes technologies utilisées sont les suivant :

- GSM (Global System for Mobile communications). Conçu initialement pour le transport de la parole, le GSM a connu une première évolution permettant le transport des données en mode paquet avec des débits maximum avoisinant les 115kbit/s.
- GPRS (General Packet Radio Services) Une seconde évolution du GSM permettant d'atteindre des débits compatibles avec des applications haut débit de type multimédia est connue sous le nom EDGE (Enhanced Data rate for Gsm Evolution).
- UMTS (Universal Mobile Telecommunications System). Ce standard a été conçu pour la transmission simultanée de la voix et des données avec des débits atteignant 384kbit/s pour une grande mobilité de l'utilisateur et 2Mbit/s pour une mobilité réduite.

I.3 Les réseaux Wi-Fi

La norme IEEE 802.11 a donné lieu à deux types de réseaux sans fil ; ceux qui travaillent à la vitesse de 11 Mbit/s et ceux qui montent à 54 Mbit/s [5]. Les premiers se fondent sur la norme IEEE 802.11b et les seconds sur les normes IEEE 802.11a et g. Pour le premier type, les fréquences choisies se situent dans la gamme des 2,4 GHz. Les communications peuvent se faire soit directement de station à station, soit en passant par une borne de concentration, qui est appelée point d'accès, ou AP (Access Point).

L'accès au support physique s'effectue par le biais du protocole MAC, interne au niveau MAC, pour tous les types de réseau WiFi. De nombreuses options rendent toutefois sa mise en œuvre assez complexe. Le protocole MAC se fonde sur la technique d'accès CSMA/CD.

I.3.1 Structure physique d'un réseau WiFi

Les réseaux WiFi proviennent de la norme IEEE 802.11, qui définit une architecture cellulaire. Un groupe de terminaux munis d'une carte d'interface réseau 802.11 s'associent pour établir des communications directes [12], elles forment alors un BSS (Basic Service Set). Notons qu'il ne s'agit pas ici d'une BSS (Base Station Subsystem)

des réseaux GSM. La zone occupée par les terminaux d'un BSS peut être une BSA (Basic Set Area) ou une cellule. Comme illustré à la figure I.3.

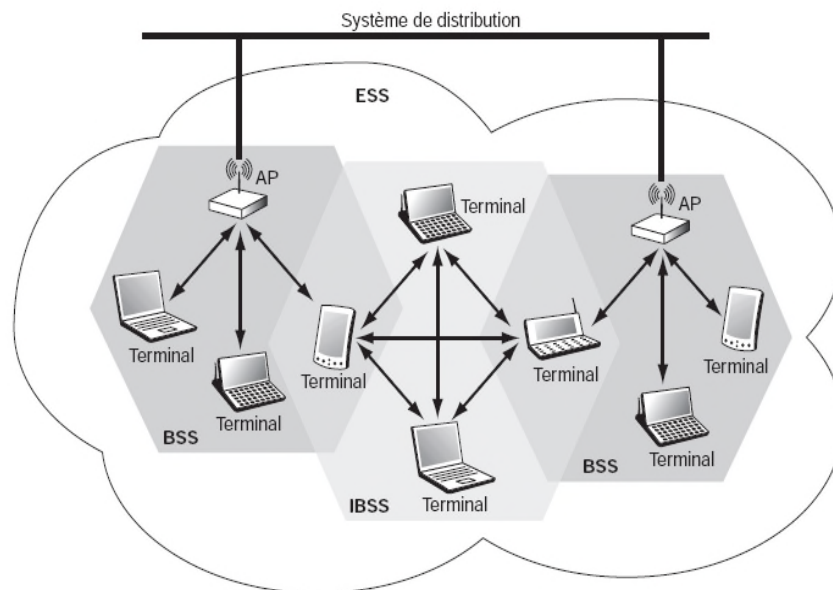


Figure I.3 : Structure physique d'un réseau WiFi.

AP (access point) : point d'accès.

BSS (Basic Set Service) : cellule de base.

ESS (Extented Set Service) : ensemble des cellules de base.

IBSS (Independent Basic Set Service) : cellule de base en mode ad-hoc

La norme 802.11 offre deux modes de fonctionnement, le mode infrastructure et le mode ad-hoc [4].

Le mode infrastructure est défini pour fournir aux différentes stations des services spécifiques, sur une zone de couverture déterminée par la taille du réseau. Les réseaux d'infrastructure sont établis en utilisant des points d'accès, qui jouent le rôle de station de base pour un BSS [15].

Lorsque le réseau est composé de plusieurs BSS, chacun d'eux est relié à un système de distribution, ou DS (Distribution System), par l'intermédiaire de leur point d'accès (AP) respectif. Un système de distribution correspond en règle générale à un réseau Ethernet filaire. Un groupe de BSS interconnectés par un système de distribution forme un ESS (Extented Service Set), qui n'est pas très différent d'un sous-système radio de réseau de mobile.

Le système de distribution est responsable du transfert des paquets entre différents BSS d'un même ESS. Dans les spécifications du standard, il est implémenté de manière indépendante de la structure hertzienne de la partie sans fil. C'est la raison pour laquelle le système de distribution correspond presque toujours à un réseau Ethernet. Une autre solution est d'utiliser le réseau Wi-Fi lui-même, ce qui donne les « meshed network », ou réseaux mesh.

L'ESS peut fournir aux différentes stations mobiles une passerelle d'accès vers un réseau fixe, tel qu'Internet. Cette passerelle permet de connecter le réseau 802.11 à un autre réseau. Si ce réseau est de type IEEE 802.x, la passerelle incorpore des fonctions similaires à celles d'un pont.

Un réseau en mode ad-hoc est un groupe de terminaux formant un IBSS (Independent Basic Service Set), dont le rôle consiste à permettre aux stations de communiquer sans l'aide d'une quelconque infrastructure, telle qu'un point d'accès ou une connexion au système de distribution. Chaque station peut établir une communication avec n'importe quelle autre station dans l'IBSS.

Ce mode de fonctionnement se révèle très utile pour mettre en place facilement un réseau sans fil lorsqu'une infrastructure sans fil ou fixe fait défaut.

I.3.2 Architecteur logique de WiFi

Comme tous les standards de l'IEEE, 802.11 couvre les deux premières couches du modèle de référence OSI (*Open Systems Interconnection*). L'une de ses caractéristiques essentielles est qu'il définit une couche MAC commune à toutes les couches physiques. De la sorte, de futures couches physiques pourront être ajoutées sans qu'il soit nécessaire de modifier la couche MAC.

OSI Layer 2 <i>Data Link Layer</i>	802.11 Logical Link Control (LLC)					
	802.11 Medium Access Control (MAC)					
OSI Layer 1 <i>Physical Layer (PHY)</i>	FHSS	DSSS	IR	Wi-Fi 802.11b	Wi-Fi5 802.11a	...

Figure I.4 : Couches 1 et 2 du modèle OSI.

1.3.2.1 La couche liaison de données

La couche liaison de données est composée essentiellement de deux sous-couches, LLC (Logical Link Control) et MAC. La couche LLC est de ce fait possible de relier un WLAN à tout autre réseau local appartenant à un standard de l'IEEE [5].

Le rôle de la couche MAC 802.11 est assez similaire à celui de la couche MAC 802.3 du réseau Ethernet terrestre, puisque les terminaux écoutent la porteuse avant d'émettre. Si la porteuse est libre, le terminal émet, sinon il se met en attente.

La couche MAC définit deux modes d'accès au canal un mode d'accès par défaut qui organise un accès à compétition (DCF, Distribution Coordination Function). Le DCF a été conçu pour prendre en charge le transport de données asynchrones, dans lequel tous les utilisateurs qui veulent transmettre des données ont une chance égale d'accéder au support, et un mode d'accès optionnel proche du mode à réservation (PCF, Point Coordination Function). Fondée sur l'interrogation à tour de rôle des terminaux, sous le contrôle du point d'accès, la méthode PCF est conçue essentiellement pour la transmission de données sensibles, qui demandent une gestion du délai utilisé pour les applications temps réel, telles que la voix ou la vidéo.

Ces modes d'accès mettent en œuvre un mécanisme d'accès au support contrôlé par l'utilisation de silences inter-trames (IFS, InterframeSpacing). Ce mécanisme induit une priorisation à l'émission d'une trame, ainsi un accusé de réception bénéficie d'un silence inter-trame plus court.

Le Short IFS (SIFS) est le plus petit silence inter-message. Il donne une priorité absolue à certains messages et notamment aux acquittements. Sa valeur dépend de la version utilisée. Le point coordination fonction (PIFS) est utilisé par le point d'accès pour accéder avec priorité au support. Le PIFS correspond à la valeur du SIFS, auquel on ajoute un temps, ou time slot. DIFS (Distributed coordination function), utilisé lorsqu'une station veut commencer une nouvelle transmission. Le DIFS correspond à la valeur du PIFS, à laquelle on ajoute un temps. Enfin, EIFS (Extended IFS) est utilisé pour toute retransmission après réception d'une trame incorrecte (CRC ou collision).

- **Le protocole CSMA/CA**

Le CSMA/CA évite les collisions en utilisant des trames d'acquiescement, ou ACK

(Acknowledgement). Un ACK est envoyé par la station destination pour confirmer que les données sont reçues de manière intacte [14]. L'accès au support est contrôlé par l'utilisation d'espaces inter-trames, ou IFS (Inter- Frame Spacing), qui correspondent à l'intervalle de temps entre la transmission de deux trames. Les intervalles IFS sont des périodes d'inactivité sur le support de transmission. Les valeurs des différents IFS sont calculées par la couche physique.

Les terminaux d'un même BSS peuvent écouter l'activité de toutes les stations qui s'y trouvent. Lorsqu'une station envoie une trame, les autres stations l'entendent et, pour éviter une collision, mettent à jour un timer, appelé NAV (Network Allocation Vector), permettant de retarder toutes les transmissions prévues. Les autres stations n'ont la capacité de transmettre qu'après la fin du NAV.

Le NAV est en fait un temporisateur, qui détermine l'instant auquel la trame peut être transmise avec succès. Une station source voulant transmettre des données écoute le support. Si aucune activité n'est détectée pendant une période de temps correspondant à un DIFS, elle transmet ses données immédiatement. Si le support est encore occupé, elle continue de l'écouter jusqu'à ce qu'il soit libre. Quand le support devient disponible, elle retarde encore sa transmission en utilisant l'algorithme de back-off avant de transmettre ses données.

Si les données envoyées sont reçues intactes, la station destination attend pendant un temps équivalent à un SIFS et émet un ACK pour confirmer leur bonne réception. Si l'ACK n'est pas détecté par la station source ou si les données ne sont pas reçues correctement ou encore si l'ACK n'est pas reçu correctement, on suppose qu'une collision s'est produite, et la trame est retransmise.

Lorsque la station source transmet ses données, les autres stations mettent à jour leur NAV, en incluant le temps de transmission de la trame de données, le SIFS et l'ACK. La figure I.5, illustre le processus de transmission des trames à partir d'un émetteur. Ce processus reprend les différentes attentes que nous venons de détailler.

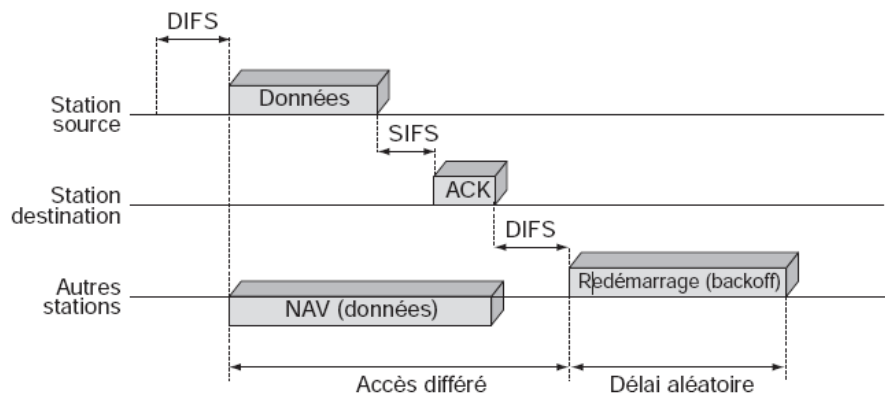


Figure I.5 : *Processus de transmission des trames*

Un réseau en mode ad-hoc utilise uniquement le DCF, tandis qu'un réseau en mode infrastructure avec point d'accès utilise à la fois le DCF et le PCF.

I.3.2.2 La couche physique

La couche physique a pour rôle de transporter correctement la suite de signaux 0 ou 1 que l'émetteur souhaite envoyer au récepteur. Elle est divisée en deux sous-couches, PLCP (Physical Layer Convergence Protocol) et PMD (Physical Medium Dependent).

PLCP prend en charge l'écoute du support. Elle fournit pour cela un CCA (Clear Channel Assessment), qui est le signal utilisé par la couche MAC pour savoir si le support est occupé ou non. Tandis que la sous-couche La sous-couche PMD dépendant de type de modulation utilisé, a pour objet la transmission des bits sur support hertzien qui sujet perturbation (signaux parasites, aux interférences avec d'autres systèmes radios, à l'évanouissement dû aux multi-trajet), les réseaux WiFi utilisent des techniques de modulation présentant une bonne résistance à ces phénomènes perturbateurs comme les technique d'étalement de spectre dans la bande des 2.4 GHz ou une modulation de type OFDM dans la bande des 5 GHz . Ils sont comme suite [4]:

- FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum)
- DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum)
- IR (Infrarouge)
- OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

Le FHSS et le DSSS utilisent la bande des 2,4 GHz de l'ISM (Industrial, Scientific, and Medical). L'infrarouge n'est utilisé que dans les cas où les distances entre les différentes stations sont faibles.

La quatrième couche physique a été définie dans la bande des 5 GHz. Grâce au codage OFDM, des débits compris entre 6 et 54 Mbit/s peuvent être atteints. 802.11 est le premier standard à utiliser un codage OFDM pour une communication de type paquet. Cette technologie était jusqu'à présent utilisée pour des systèmes de transmission de données continue, tels que DVB (Digital Video Broadcasting) ou DAB (Digital Audio Broadcasting).

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, le contexte de l'étude a été présenté en commençant par un état de l'art des différents réseaux sans fil existants dans le but de faire une projection sur l'objectif de l'étude. On s'est intéressé, plus particulièrement à la norme IEEE 802.11.

La norme 802.11a permet de transférer 54 Mbits contre 11Mbits pour le 802.11b et ceci pour un même prix d'achat. De plus 802.11a évolue dans la bande des 5 GHz (HiperLan2) au lieu de la fréquence des 2.4 GHz encombrée par d'autres protocoles de communication sans fil (Bluetooth) utilisée actuellement par la norme 802.11b.

Parallèlement, l'IEEE a développé la norme 802.11g, une version améliorée de 802.11b offrant des débits de 20 Mbits. L'idée consiste à améliorer les performances en incorporant le support OFDM tout en continuant à utiliser la bande de fréquence des 2.4 GHz. L'objectif est de maintenir une compatibilité ascendante avec 802.11b. On suit Nous avons présenté la structure physique et logique de norme IEEE 802.11, dans la structure logique on a présenté la couche physique et la couche liaison de données dans laquelle la couche MAC définit deux modes d'accès au canal, un mode d'accès DCF, et un mode d'accès optionnel PCF.

Enfin, nous avons décrit brièvement le principe de la couche physique qui utilise des techniques d'étalement de spectre ou la modulation OFDM pour éliminer les IES, cette dernière on va étudier son principe dans le troisième chapitre.

II.1 Introduction

Les systèmes MIMO (multiple input multiple output) sont apparus à la fin des années 1990 grâce à Gerard. J. Foschini [9], ils sont l'un des principaux axes de développement pour augmenter les débits des communications sans fil, nous assistons à un très rapide développement de cette technologie avec des applications déjà envisagées dans les réseaux locaux sans fil et les réseaux de communication de 3^{ème} génération.

Les systèmes MIMO sont par exemple proposés pour le futur standard de réseau local sans fil IEEE 802.11n où l'objectif est d'atteindre des débits de 100 mégabits par seconde pour les applications vidéo.

La mise en place d'une telle structure permet au système utilisé d'atteindre des débits importants et cela sans changer la largeur de la bande alloué au signal ni sa puissance d'émission. De plus, le fait d'utiliser plus d'une antenne dans les deux côtés du système permet d'apporter de la diversité.

II.2 Principe de MIMO

Un système MIMO se caractérise par l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission ainsi qu'à la réception. Lorsqu'un tel système comprend seulement une seule antenne à l'émission et plusieurs antennes à la réception, il est nommé SIMO (Single Input Multiple Output). De même, lorsqu'il comprend plusieurs antennes à la réception et une seule antenne à l'émission, il est nommé MISO (Multiple Input Single Output). Finalement, si les deux côtés comptent une antenne chacun, le système est dit SISO (Single Input Single Output). Comme la montré la figure II.1.

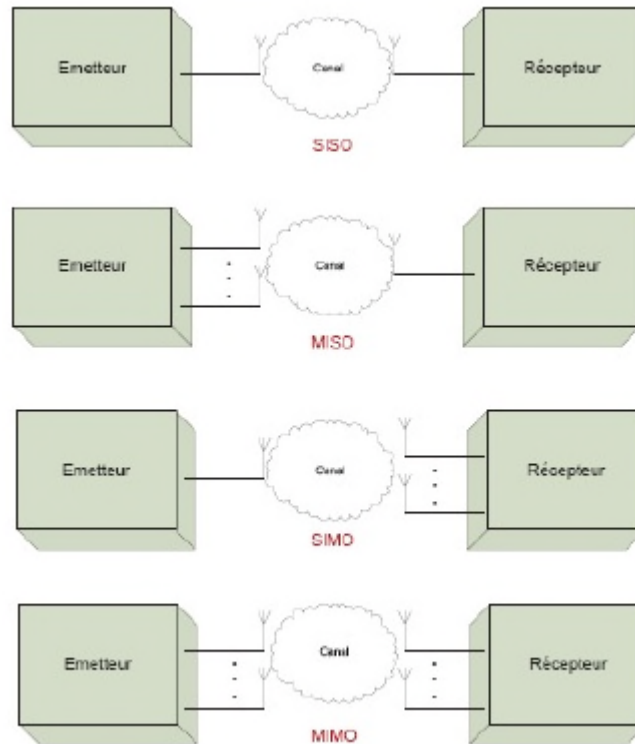


Figure II.1 : Schémas représentatifs du SISO, MISO, SIMO et MIMO.

Quand on utilise plusieurs antennes à l'émission, chacune devient une source d'information différente pour les antennes de réception, donc on augmente encore la diversité

II.3 Modèle de canal MIMO

Soit un système MIMO à N_t antennes d'émission et N_r antennes de réception comme illustré sur la figure II.2.

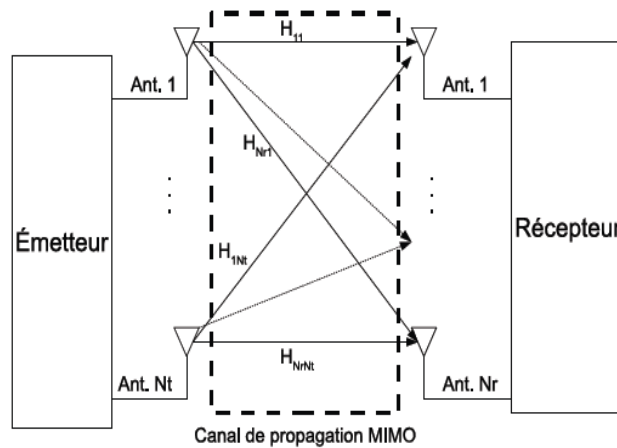


Figure II.2 : Système MIMO.

On suppose que la bande de fréquence utilisée pour la transmission est assez étroite pour que le canal soit non sélectif en fréquence. A la réception, chaque antenne reçoit la somme des symboles \$x_i\$ transmis simultanément par chacune des \$N_t\$ antennes émettrices. Le signal \$y_j\$ reçu par la \$j^{ième}\$ antenne peut d'écrire de manière discrète:

$$y_j = \sum_{i=1}^{N_t} h_{ij}x_i + n_j \tag{II.1}$$

Où \$h_{ij}\$ est le gain (coefficient d'évanouissement) du canal non sélectif en fréquence entre l'antenne d'émission \$i\$ et l'antenne de réception \$j\$, \$n_j\$ est le bruit additif qui est modélisé par des échantillons indépendants et suivant une loi gaussienne centrée de variance \$N_0/2\$ par dimension réelle. Le rapport signal à bruit (RSB) par antenne de réception est défini par : \$RSB = E_s/N_0\$.

L'équation (II.1) peut s'écrire sous une forme matricielle comme suit:

$$y = Hx + n \tag{II.2}$$

Soit la matrice du canal MIMO \$H\$ de dimension \$N_r \times N_t\$ suivante :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1 N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r 1} & \cdots & h_{N_r N_t} \end{bmatrix} \tag{II.3}$$

Où \$y\$ et \$n\$ sont respectivement les vecteurs de réception et de bruit de dimension \$N_r \times 1\$.

II.4 Capacité du canal MIMO

Considérons un système MIMO avec \$N_t\$ antennes d'émission et \$N_r\$ antennes de réception.

Le canal MIMO défini par la matrice H peut être décomposé en plusieurs canaux (SISO) parallèles en utilisant la décomposition en valeurs propres comme suit :

$$\mathbf{y} = H\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad \text{II.3}$$

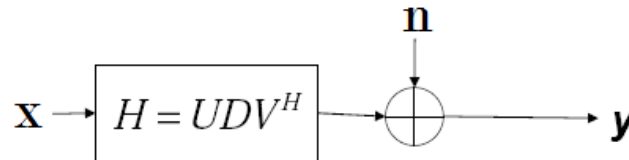


Figure II.3 : schéma descriptif de l'entrée et la sortie de système.

Avec $\mathbf{x} = [x_1 \dots x_i]^T$ ($i=1 \dots N_T$) où chaque élément x_i représente le symbole émis de la $i^{\text{ème}}$ antenne de l'émetteur, $\mathbf{y} = [y_1 \dots y_j]^T$ ($j=1 \dots N_r$) où chaque élément y_j est le symbole reçu par la $j^{\text{ème}}$ antenne du récepteur, et $\mathbf{n} = [n_1, \dots, n_j]^T$ ($j=1 \dots N_r$) le vecteur de dimension N_r représentant le bruit blanc de moyenne nulle et de variance σ^2

II.4.1 La décomposition du canal avec SVD

Dans un système MIMO où les coefficients d'évanouissement entre les différentes antennes émettrices et réceptrices sont indépendants, une caractéristique très importante appelée multiplexage spatial (Spatial Multiplexing) peut être mise en valeur.

Le multiplexage spatial dans un canal MIMO exploite la non corrélation des coefficients d'évanouissements sur les différents chemins entre la source et la destination, pour diviser le canal original en R_h sous-canaux parallèles. En multiplexant les signaux sur ces différents sous-canaux parallèles, le débit de la transmission entre l'émetteur et le récepteur est amélioré de l'ordre de R_h comparativement à un système SISO. Cette augmentation en termes de débit est communément appelée gain en multiplexage (Multiplexing gain).

Nous décomposons le canal H entre l'émetteur et le récepteur en ses valeurs singulières en utilisant la méthode SVD (Singular Value Decomposition). Ainsi la matrice H peut s'écrire comme suit:

$$H = UDV^H \quad \text{II.4}$$

U est une matrice unitaire de dimension $(N_r \times N_r)$.

V est une matrice unitaire de dimension $N_T \times N_T$ (c.-à-d. $U^H U = V^H V = I_{N_T}$),

D matrice diagonale de dimension $N_r \times N_T$ dont les éléments diagonaux $D(i, i)$ représentent la racine des valeurs propres non nulles de HH^H .

La décomposition du canal est réalisée en appliquant une transformation sur le signal à émettre x et sur le signal à recevoir y (un pré-codage linéaire aux données à transmettre et un post-codage au signal reçu).

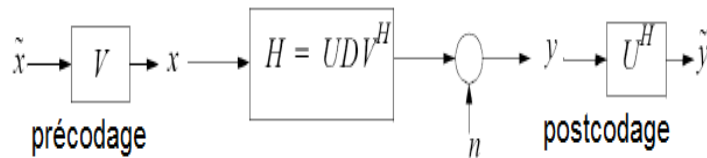


Figure II.4 : schéma de pré-codage et post-codage.

En effet, au niveau de l'émetteur, le signal x est généré par une transformation linéaire sur un vecteur \tilde{x} tel que $x = V\tilde{x}$. Le récepteur effectue une transformation sur le signal y reçu en le multipliant par la matrice unitaire U^H tel que $\tilde{y} = U^H y$.

En remplaçant la matrice H par sa décomposition SVD dans l'équation II.4, nous obtenons l'équation équivalente suivante:

$$y = UD V^H x + n \tag{II.5}$$

En appliquant les transformations au niveau de l'émetteur et du récepteur, l'équation II.5 devient :

$$\begin{aligned} \tilde{y} &= U^H (UD V^H x + n) \\ &= U^H (UD V^H V \tilde{x} + n) \\ &= U^H U D V^H V \tilde{x} + U^H n \\ &= D \tilde{x} + \tilde{n} \end{aligned} \tag{II.6}$$

Où \tilde{n} est encore gaussien avec la même variance que n . L'équation II.6 représente un système équivalent avec R_h canaux SISO parallèle, x_i comme symbole en entrée, Y_i comme symbole reçu, n_i comme bruit additif.

II.4.2 Capacité d'un lien MIMO avec état du canal connu pour l'émetteur

L'algorithme du Water Filling [26] permet de calculer la répartition optimale de la puissance disponible au niveau de l'émetteur sur les sous-canaux résultants de la décomposition SVD du canal original et ceci dans le but d'atteindre la capacité maximale. Cette dernière est donnée par l'équation suivante dans le cas où les coefficients d'évanouissement sont connus par l'émetteur et le récepteur :

$$C = \max_{\rho_i: D_i \rho_i \leq \rho} \sum_{i=1}^{R_h} \log_2(1 + \delta_i^2 \rho_i) \quad \text{II. 7}$$

Où ρ_i et δ_i représente respectivement le rapport signal sur bruit et le gain au niveau du $i^{\text{ème}}$ canal.

L'équation II.7 peut s'écrire aussi en termes de la portion de puissance p_i allouée au $i^{\text{ème}}$ sous-canal comme suit :

$$C = \max_{p_i: D_i p_i \leq p} \sum_{i=1}^{R_h} \log_2 \left(1 + \delta_i^2 \frac{p_i}{\sigma^2} \right) \quad \text{II. 8}$$

II.4.3 Capacité d'un lien MIMO avec état du canal non connu pour l'émetteur

Nous supposons maintenant que les coefficients du canal sont disponibles seulement au niveau du récepteur et que l'émetteur n'a pas de connaissance sur l'état du canal [33]. Dans ce cas, la puissance sera distribuée équitablement entre les sous-canaux. La capacité du lien MIMO dans ces conditions est donnée dans le papier de Telatar (Telatar, 1999) par la relation suivante:

$$C = \log_2 \det \left[I_{N_t} + \frac{\rho}{N_t} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right] \quad \text{II. 9}$$

Où I_{N_t} est la matrice identité de dimension N_t .

II.5 Codage spatio-temporel

La paternité des codes spatio-temporels (CST) est attribuée à Tarokh [1], le CST est une technique de diversité de transmission elle s'applique aux systèmes MISO et SIMO, 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. Ce codage spatio-temporel (CST), dont l'architecture générale est présentée sur la figure II.2.

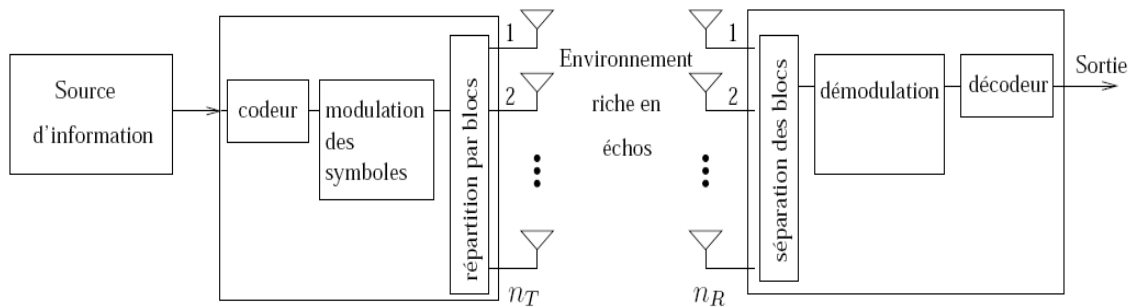


Figure II.5 : Architecture d'un système de codage spatio-temporel

Ces techniques de codage spatio-temporel peuvent être classées en deux catégories : les codes spatio-temporels en treillis (CSTT), les codes Spatiaux- Temporels en Bloc (CSTB). Dans ce qui suit nous supervisons brièvement ces deux techniques de codage.

II.5.1 Codage spatio-temporel en treillis(CSTT)

Proposés originellement par Tarokh, Seshadri et Calderbank [16], cette technique combine le codage de canal avec la modulation sur les antennes émettrices. Le principe des CSTT est de créer des relations entre les symboles à la fois dans l'espace et dans le temps. On peut ajouter à l'avantage évident de diversité un gain de codage loin d'être négligeable.

Le codeur est composé de N_t polynômes générateurs qui déterminent les symboles émis simultanément. La figure 2.4 propose le diagramme de treillis d'un CSTT à 4, avec un nombre d'antennes émettrices $N_t= 2$.

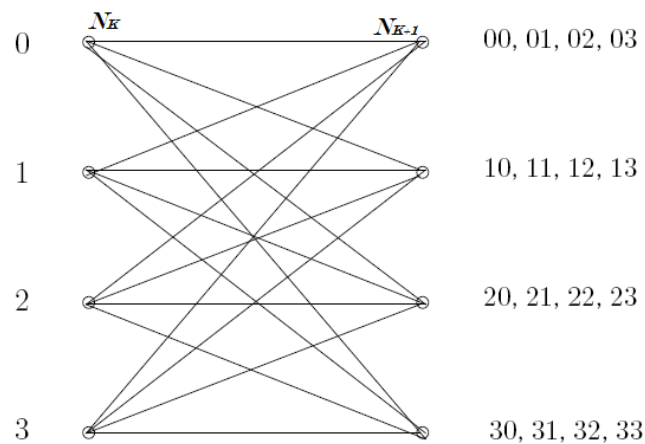


Figure II.6 : le diagramme de treillis d'un CSTT à 2 antennes émettrices

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

- N_k Représente l'état du treillis à l'instant k et par conséquent l'état suivant est noté N_{k+1} .
- Considérons que le treillis est à l'état initial $N_k = 0$.
- 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 $N_{k+1} = 3$.
- Les symboles à droite du treillis sont les codes associés à chaque doublet d'éléments binaires entrants.

Dans notre cas ($N_k = 0$ et $N_{k+1} = 3$) le doublet à la sortie du codeur est donc 30 (3 sur la première antenne et 0 sur la seconde).

L'inconvénient majeur des codes CSTT est la complexité des algorithmes de décodage, Afin d'éviter cette complexité de décodage, des codes espace- temps en bloc ont été proposés.

II 5.2 Codes spatio-temporels par bloc

Les CSTB sont définis comme une opération de modulation d'un bloc de symboles à la fois dans l'espace et dans le temps, créant ainsi des séquences orthogonales transmises par des antennes émettrices différentes. Ces codes présentent l'avantage de faible complexité du décodeur.

Les symboles constituant la matrice X sont transmis pendant T périodes symboles et sur les N_t antennes d'émission, de telle sorte qu'à chaque période symbole les éléments d'une colonne de X sont transmis sur les N_t antennes. Par conséquent, 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.

On a Q symbole d'information $S = [s_1, s_2, \dots, s_Q]^T$ de dimension $Q \times 1$ sont encodés par la matrice code X de dimension $N_t \times T$:

$$X = \begin{bmatrix} x_{11} & \dots & x_{1T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N_t 1} & \dots & x_{N_t T} \end{bmatrix} \quad \text{II.10}$$

Le rendement du code MIMO est égal $r = Q/T$. On a alors la relation suivante :
 $Y = HX + N$

Où Y et N sont respectivement les matrices de réception et de bruit de dimension $N_r \times T$.

Parmi ces codes le code d'Alamouti est le plus connu. Le schéma original d'Alamouti comportait deux antennes à l'émission pour atteindre un ordre de diversité égal à 2 et une seule à la réception. La structure de codage proposée peut être représentée sous la forme suivante figure II.7:

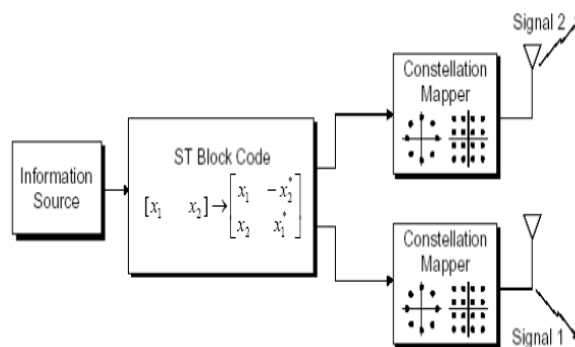


Figure II.7: schéma de code d'Alamouti

Pour le cas de code d'Alamouti on a $N_r = 1, N_t = 2$, Alamouti a proposé un code spatio-temporel avec $Q=T=2$ et donc $R=1$.

A l'instant 1, les symboles x_1 et x_2 sont transmis respectivement sur les antennes 1 et 2 puis à l'instant 2, les symboles $-x_2^*$ et x_1^* sont transmis sur les antennes 1 et 2. Ainsi sous forme matricielle, on a :

$$X = \begin{pmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{pmatrix} \quad II.12$$

On a le Signal y_1 reçu à l'instant 1: $y_1 = h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1$

On a le Signal y_2 reçu à l'instant 2: $y_2 = -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + n_2$

L'écriture en bloc

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad II.13$$

Le récepteur estime les éléments de la matrice de canal et recombine les échantillons reçus. Il forme alors deux signaux particuliers définis par :

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix} \quad II.14$$

Le décodage d'un tel schéma se fait en appliquant le traitement linéaire H^H au vecteur reçu y .

$$\tilde{Y} = HX + \tilde{N} \quad II.15$$

Un code d'Alamouti a le même débit qu'un système SISO mais deux fois moins qu'un multiplexage spatial.

II.6 multiplexage spatial

Le multiplexage spatial consiste à démultiplexer la séquence de données en N_t trains de données qui sont ensuite transmis par les N_t antennes émettrices. Les chercheurs des laboratoires Bell ont ainsi proposé successivement plusieurs architectures dont ils ont démontré l'énorme potentiel. C'est le schéma qui a été proposé sous le nom de Bell Labs Layered Space-Time (BLAST) par Foschini et al [24].

La théorie de l'information a montré que la capacité d'un canal MIMO, c'est-à-dire le débit maximal que l'on peut transmettre sans erreurs, peut être atteinte avec le multiplexage spatial. Foschini et al ont proposé deux structures de BLAST : D-BLAST (Diagonal BLAST) et V-BLAST (Vertical BLAST). Le système le plus simple, qui ne fait appel à aucune technique de codage, est le V-BLAST. Cette architecture verticale procède

tout simplement à un démultiplexage de la chaîne d'informations en N_t sous-chaînes, chacune d'entre elles étant transmise par son antenne respective après avoir été modulée.

L'inconvénient du multiplexage spatial est qu'il ne peut pas être utilisé lorsque le nombre d'antennes en réception est inférieur au nombre d'antennes en émission car le récepteur aura le problème d'un système indéterminé d'équations linéaires.

II.7 Notion de diversité

La diversité est utilisée dans les systèmes de transmission sans fil pour combattre l'évanouissement à faible échelle causé par les multi-trajets. En effet, si plusieurs répliques de l'information sont reçues par des liaisons dont les évanouissements respectifs sont indépendants les uns des autres, il y a une très forte probabilité pour que l'une de ces liaisons au moins ne subisse pas de forte atténuation, augmentant ainsi la fiabilité de la liaison. La diversité se révèle donc être un outil très puissant pour combattre les évanouissements et les interférences entre canaux de transmission, et permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radios. Les trois formes de diversité traditionnellement exploitées en communications numériques sont la diversité temporelle, la diversité fréquentielle et la diversité spatiale [21].

II.7.1 Diversité temporelle

Utilisée pour combattre l'évanouissement sélectif en temps, la diversité temporelle consiste à émettre plusieurs répliques du signal dans des intervalles temporels séparés d'au moins le temps de cohérence du canal T_c (Fig.II.8). Ce type de diversité est obtenu par l'utilisation conjointe d'un entrelaceur et d'un code correcteur d'erreur, ou encore par demande de répétition automatique. Le principal désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité, et la diminution de débit correspondante.

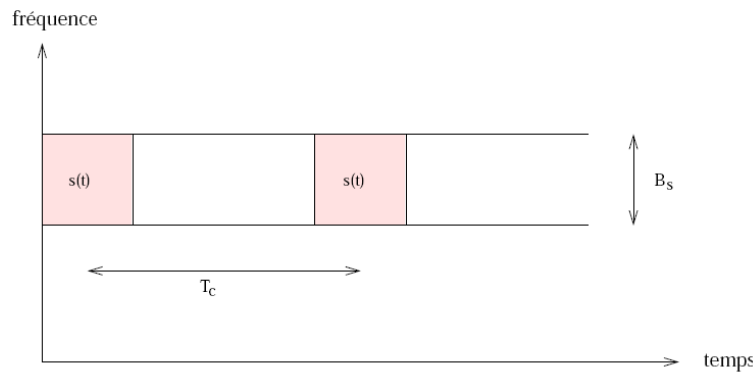


Figure II.8 : Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels

II.7.2 Diversité fréquentielle

Efficace lorsque les évanouissements du canal sont sélectifs en fréquence, la diversité fréquentielle revient à émettre le même signal sur plusieurs fréquences porteuses, dont l'écartement fréquentiel est d'au moins la bande de cohérence du canal B_c (Fig. II.9). La diversité fréquentielle peut être exploitée par l'utilisation d'une modulation multi-porteuse conjointement avec un entrelaceur et un codage correcteur d'erreur. Les techniques d'étalement de spectre sont parfois considérées comme une source potentielle de diversité fréquentielle.

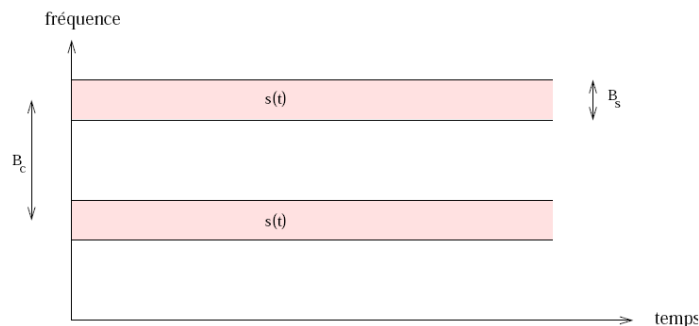


Figure II.9 : Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels

II.7.3 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 consiste à émettre ou recevoir l'information par plusieurs antennes, 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 décorrélation 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.

II.7.4 Diversité de polarisation

On parle de diversité de polarisation quand le même signal est émis et reçu simultanément sur des ondes polarisées orthogonalement et dont les caractéristiques de propagation sont indépendantes.

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 nettement attractif pour les unités mobiles.

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe et la capacité de MIMO qui permet d'augmenter le débit de système, en utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Nous avons utilisé la méthode SVD pour la décomposition du canal en une suite de sous-canaux parallèles, et on a constaté par la présentation de différentes équations de la capacité des systèmes MIMO que la valeur de cette dernière dépend des informations disponibles sur le canal au niveau de l'émetteur et le récepteur. Dans le cas où cette information est disponible au niveau des deux bouts de la communication, l'emploi du Water Filling comme algorithme d'optimisation pour la répartition de la puissance d'émission sur les différents sous-canaux.

De même le MIMO augmente la diversité en utilisant des techniques de codage espace-temps en particulier pour éviter les évanouissements profonds qui caractérisent les communications radio-mobiles, le codage forme deux familles: les codes spatio-temporels en treillis et les codes spatio-temporels en blocs.

Pour éliminer les évanouissements, les solutions les plus efficaces restent les techniques de diversité, qu'elle soit temporelle, spatiale ou encore fréquentielle. On note également que la combinaison de plusieurs techniques de diversité permet de mieux combattre les effets d'évanouissement du canal. La diversité fréquentielle est généralement utilisée dans les systèmes OFDM qui nous avons entamé dans le chapitre suivant.

III.1 Introduction

La principale contrainte des systèmes MIMO utilisant le multiplex spatial réside dans l'obligation d'utiliser les systèmes dans une bande de fréquence relativement étroite. Ces systèmes ne fonctionnent en effet que dans des environnements favorables aux multi-trajets et qui proposent par conséquent de nombreux échos. Pour éviter l'IES la période symbole doit donc être largement supérieure au plus long des échos, ce qui réduit le spectre utilisable. Il existe plusieurs techniques pour élargir la bande spectrale d'un signal, parmi lesquelles l'étalement de spectre, qu'il soit par séquence directe ou par sauts de fréquence, et les techniques multi-porteuses.

Dans ce chapitre, on s'intéresse à une modulation multi-porteuse particulière, le multiplex à division de fréquences orthogonales (OFDM). Le multiplex à division de fréquences orthogonales, plus connu sous le nom anglophone OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a fait son apparition une dizaine d'années plus tard que la modulation multi-porteuse, grâce notamment aux travaux de Chang. Délaissée ensuite lors du développement de la théorie de l'égalisation pour les systèmes mono-porteuses (de moindre complexité), l'OFDM dut son retour en grâce vers le milieu des années 1980 au projet de radiodiffusion numérique DAB [31] (Digital Audio Broadcasting). L'OFDM est restée une technique prépondérante, puisqu'elle est utilisée pour de nombreuses applications comme la télévision numérique DVB (Digital VideoBroadcasting) ou la norme ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) permettant des liaisons internet à haut débit. Enfin l'OFDM s'adapte parfaitement aux communications mobiles, et semble incontournable pour le futur standard de quatrième génération. Cette modulation divise une large bande de fréquences en plusieurs porteuses voisines, et l'orthogonalité qui la caractérise autorise un certain recouvrement spectral des porteuses.

III.2 Principes de la modulation

La modulation est réalisée généralement dans le domaine électromagnétique en modifiant l'amplitude, la fréquence, ou la phase du signal transmis. IEEE 802.11 utilise des modulations de phase et d'amplitude.

Les principales modulations utilisées par IEEE 802.11 sont les suivantes [13]:

- BPSK : 1 bit est transmis par symbole ;
- QPSK : 2 bits sont transmis par symbole ;
- QAM : 4 ou 6 bits sont transmis par symbole ;

II.2.1 La modulation de phase (BPSK ou Binary Phase Shift Keying)

La phase de la porteuse est modifiée en fonction du signal à émettre. Pour la transmission numérique, les 0 et les 1 provoquent une variation de 180° de la phase de la porteuse. En réception, un détecteur de phase permet de retrouver sur la fréquence modulée le signal numérique émis

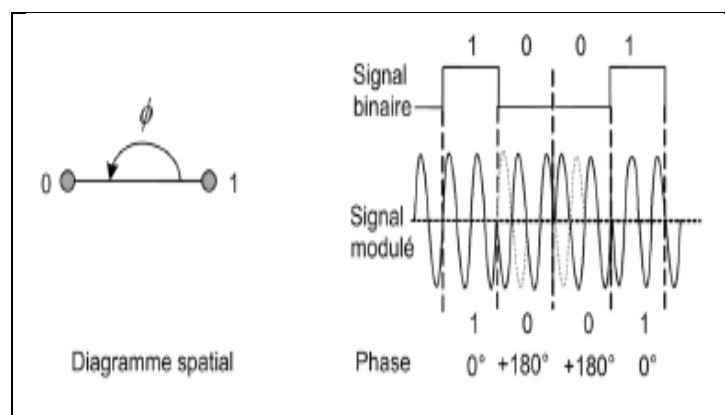


Figure III.1 : le schéma de la modulation BPSK

II.2.2 QPSK : Quadrature Phase-Shift Keying

Cette modulation produit deux signaux transportant l'information, l'un est sinusoïdal (Q) et l'autre cosinusoïdal (I). Le codage est réalisé en fonction de la phase de ces signaux. Il y a deux phases possibles (séparées de 180°) pour chacun des deux signaux (I et Q), ce qui permet de réaliser 4 symboles différents (ligne Signal / Data ci-dessous).

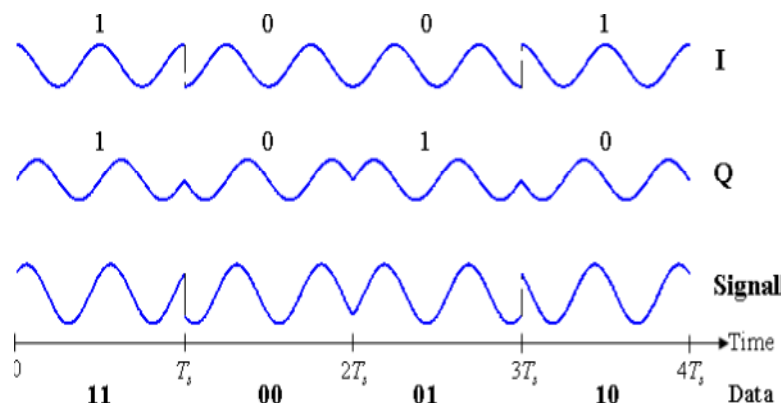


Figure III.2 : le schéma de la modulation QPSK

La modulation QPSK est très utilisée dans les transmissions satellites car elle permet d'obtenir un signal peu sensible aux interférences tout en conservant un débit acceptable. Ces caractéristiques sont importantes.

II.2.3 QAM : Quadrature Amplitude Modulation

Cette modulation complète la modulation QPSK. En effet, elle utilise le même système de modulation de phase mais elle ajoute, en plus, une modulation d'amplitude. Les signaux I et Q peuvent prendre différentes valeurs d'amplitude et ainsi augmenter le nombre de symboles transmissibles.

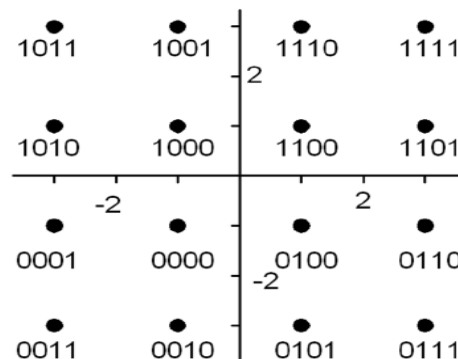


Figure III.3: schéma de constellation de la modulation QAM-16.

La transmission de ces symboles sur la bande peut-être altérée par d'autres signaux d'interférences; afin d'améliorer la résistance, IEEE 802.11 utilise deux techniques : l'élargissement de spectre, et l'OFDM. Nous dans ce mémoire on s'intéresse à l'OFDM

III.3 Principes de la modulation multi porteuse

Dans le cas d'un canal à trajets multiples les techniques de modulations classiques sont sensibles aux IES(Interférences Entre Symboles) [25]. Pour compenser

cet effet négatif, des processus d'égalisation sont utilisés. Cependant, leur mise en place s'est avérée d'une grande complexité surtout lorsque le canal varie beaucoup dans le temps ou suivant la fréquence du signal. Les techniques de modulations multi-porteuses sont donc apparues pour remédier à ce problème en éliminant les IES et en simplifiant l'égalisation. L'information est alors répartie sur un grand nombre de sous-porteuses.

Ainsi dans un canal de transmission avec des chemins multiples où certaines fréquences seront détruites à cause de la combinaison destructive de chemins, le système sera tout de même capable de récupérer l'information perdue sur d'autres fréquences porteuses qui n'auront pas été affectées. Dans ce mémoire, nous nous intéressons, plus particulièrement, à l'OFDM.

OFDM est une méthode de codage appliquée aux normes 802.11a et g qui permet d'obtenir une meilleure bande passante. Le principe de OFDM est de diviser la bande de fréquence en bandes secondaires qui transmettent simultanément des fractions de données. Plus le nombre de canaux est élevé, plus les données transmises en parallèle sont nombreuses, plus la bande passante est élevée. Selon les conditions de bande passante, OFDM peut utiliser des méthodes de modulation de phase et d'amplitude.

Les systèmes OFDM transmettent les données par blocs (symboles OFDM), chaque bloc comporte un ensemble de N sous-porteuses orthogonales dont les fréquences centrales f_k sont espacées d'un multiple de l'inverse de la période symbole $\Delta f = 1/NT_s$. L'ensemble est centré autour de f_p , la fréquence de travail.

Les données d'entrée d'un système OFDM sont sous forme d'un flux binaire mis en série. Des symboles complexes X sont, ensuite, définis à partir de ces éléments binaires selon une constellation typiquement de modulation BPSK, QPSK ou QAM.

Les données passent dans un buffer permettant de les convertir de série en parallèle. Après cela, elles sont converties au domaine temporel à l'aide d'une transformée de Fourier inverse discrète (IDFT) ou rapide (IFFT) [20]. La IDFT (ou IFFT) accomplit cette transformation en préservant l'orthogonalité entre les différentes sous-porteuses. Cette étape caractérise ce qu'on appelle la modulation OFDM. Le schéma de principe du modulateur OFDM est présenté sur la figure III.4.

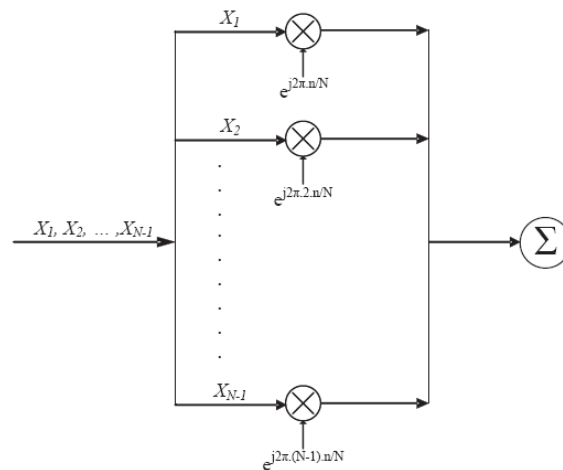


Figure III.4 : Schéma de principe du modulateur OFDM

Ainsi, Le signal relatif au $m^{\text{ème}}$ symbole OFDM s'écrit :

$$x_{m,n} = \text{IDFT}\{X_{m,k}\} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k \frac{n}{N}} \quad n = 0, \dots, N-1 \quad \text{III.1}$$

D'un point de vue matriciel, x_m s'écrit :

$$x_m = F^H [X_{m,0}, X_{m,1}, \dots, X_{m,N-1}]^T \quad \text{III.2}$$

Avec
$$F = \frac{1}{\sqrt{N}} [e^{j2\pi k \frac{n}{N}}]_{n,k=0,\dots,N-1}$$

La matrice F^H désigne donc l'opération de IFFT.

Cette séquence $x_{m,n}$ correspond à la somme $x_m(t)$ des signaux, répartis sur les N sous-porteuses du $m^{\text{ème}}$ symbole OFDM, échantillonnée aux instants $t = nT_s/N$, avec $n = 0, \dots, N$.

$$x_m(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k \frac{t}{T_s}} \quad 0 \leq t \leq T_s \quad \text{III.3}$$

La forme de données est ensuite convertie de parallèle en série.

A la réception, le signal reçu $y_{m,n}$ est le résultat du filtrage du signal émis $x_{m,n}$ par un canal de réponse impulsionnelle h . De là, $y_{m,n}$ s'écrit de la façon suivante :

$$y_{m,n} = h * x_{m,n} + n \quad \text{III.4}$$

Avec n étant un bruit additif blanc gaussien.

A la réception, les données passent dans un buffer les convertissant de série en parallèle pour pouvoir les transformer, à nouveau, dans le domaine fréquentiel. Cette transformation est effective en utilisant une transformée de Fourier discrète (DFT) (ou rapide (FFT)) [16].

III.3.1 Orthogonalité

On considère la classe des signaux exponentiels de la forme $\{ e^{j2\pi f_k t} \}$ de fréquences $f_k = \frac{k}{T_s}$ formant un signal OFDM, avec $0 \leq t \leq T_s$. Les signaux sont orthogonaux si :

$$\begin{aligned} s(t) &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi f_k t} e^{-j2\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi \frac{k}{T_s} t} e^{-j2\pi \frac{i}{T_s} t} dt \\ &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi \frac{(k-i)}{T_s} t} dt \\ &= \begin{cases} 1, & \text{si } k = i \\ 0 & \text{si } k \neq i \end{cases} \quad \text{III.5} \end{aligned}$$

Dans le cas discret avec un nombre d'échantillon $t = \frac{nT_s}{N}$, l'orthogonalité s'exprime par :

$$\begin{aligned} s(t) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k \frac{k}{T_s} nT} e^{-j2\pi k \frac{i}{T_s} nT} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k \frac{k}{T_s} n \frac{T_s}{N}} e^{-j2\pi k \frac{i}{T_s} n \frac{T_s}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k \frac{(k-i)}{T_s} n} \\ &= \begin{cases} 1, & \text{si } k = i \\ 0 & \text{si } k \neq i \end{cases} \quad \text{III.6} \end{aligned}$$

L'orthogonalité est une condition essentielle pour éliminer l'IES dans OFDM.

III.4 Démodulation

La démodulation à la réception se fait par une transformée de Fourier Discrète Directe (TFD ou DFT, Discret Fourier Transform) du signal reçu $y(t)$ échantillonné au rythme $t=T_s$. Le signal à la sortie de la DFT s'exprime de la manière suivante :

$$Y_m(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} y_k e^{j2\pi k \frac{t}{T_s}} \quad III.7$$

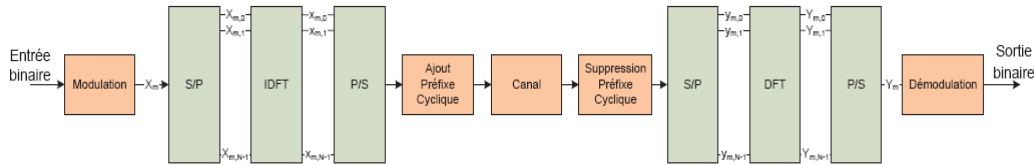


Figure III.5 : Schéma d'un système OFDM (modulation/démodulation)

III.5 Problème des interférences entre symboles

Les symboles subissent des échos et un symbole émis parvient au récepteur sous forme de plusieurs symboles atténués et retardés [20]. Un symbole émis lors d'une période $m \times T_s$ peut se superposer à un écho provenant du symbole émis à la période $(m-1)T_s$. Il se produit alors des interférences dites IES (interférences entre symboles) comme le montre la figure ci-dessous :

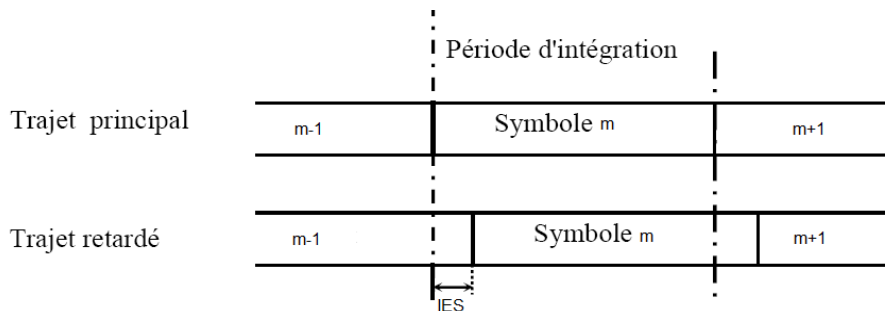


Figure III.6: Problème des interférences entre symboles

III.5.1 Intervalle de garde

Pour éviter ces IES (interférences entre symboles), la solution consiste, alors, à ajouter un espace entre les symboles OFDM d'une durée supérieure à l'étalement des délais. Ainsi les derniers échos du symbole OFDM d'indice m auront lieu durant cet intervalle dit de garde, et le symbole OFDM suivant d'indice $m+1$ ne sera plus perturbé par le précédent. En pratique, ajouter un préfixe cyclique de taille D , telle que $D \geq L-1$, consiste à étendre le symbole OFDM en copiant les D dernières composantes et les placer à l'avant de ce même symbole, comme indiqué ci-dessous.

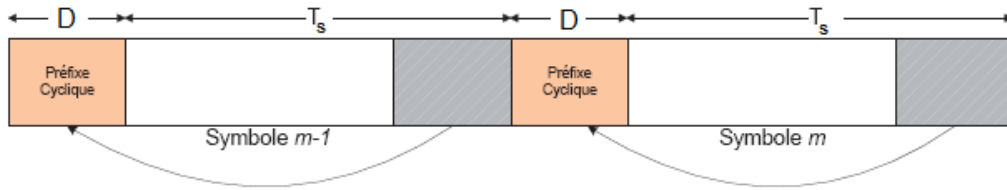


Figure III.7 : Insertion d'un intervalle de garde 'D'.

Si l'échantillonnage est fait au début du symbole reçu m , l'écho le plus retardé du symbole $m-1$ ne sera pas encore reçu, il faut donc que le récepteur reçoive les signaux provenant de tous les échos, ce qui implique que le signal soit prolongé pendant les intervalles de garde précédant le symbole m . Le bloc temporel se transforme, alors, de $\{X_{m,0}, X_{m,1}, \dots, X_{m,N-1}\}$ à $\{X_{m,N-D+1}, \dots, X_{m,N-1}, X_{m,0}, X_{m,1}, \dots, X_{m,N-1}\}$

En considérant une transmission sans bruit additif, le symbole OFDM reçu après le passage par le canal s'écrit :

$$\begin{bmatrix} q_{m,0} \\ q_{m,1} \\ \vdots \\ q_{m,N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & & & & \vdots \\ h_{L-1} & & \ddots & & & \vdots \\ 0 & \ddots & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h_{L-1} & \dots & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{m,N-D+1} \\ \vdots \\ x_{m,N-1} \\ x_{m,0} \\ \vdots \\ x_{m,N-1} \end{bmatrix}$$

Les D premiers échantillons du symbole OFDM reçu contiennent les interférences avec le bloc précédent. Ils sont, donc, écartés dans la suite du calcul. Ainsi, le système peut se réécrire :

$$\begin{bmatrix} q_{m,D} \\ q_{m,D+1} \\ \vdots \\ q_{m,N+D-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{m,0} \\ y_{m,1} \\ \vdots \\ y_{m,N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & h_{L-1} & \dots & h_1 \\ \vdots & \ddots & & \ddots & & \vdots \\ h_{L-1} & & \ddots & & & h_{L-1} \\ 0 & \ddots & & \ddots & & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_{L-1} & \dots & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{m,0} \\ x_{m,1} \\ \vdots \\ x_{m,N-1} \end{bmatrix}$$

Toute matrice circulante est diagonalisable dans une base de vecteurs propres de Fourier. Ainsi :

$$\begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & h_{L-1} & \dots & h_1 \\ \vdots & \ddots & & \ddots & & \vdots \\ h_{L-1} & & \ddots & & & h_{L-1} \\ 0 & \ddots & & \ddots & & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_{L-1} & \dots & h_0 \end{bmatrix} = F^H \begin{bmatrix} H_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & H_{N-1} \end{bmatrix}$$

Avec $\text{diag}([H_0, \dots, H_{N-1}]) = F [h_0, \dots, h_{L-1,0}, \dots, 0]^T$ est la transformée de Fourier du canal et H_k le coefficient du canal plat associé à la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse. D'après les équations (1.10) et (1.15), la transformée de Fourier du symbole OFDM reçu y_m s'écrit :

$$\begin{bmatrix} Y_{m,0} \\ Y_{m,1} \\ \vdots \\ Y_{m,N-1} \end{bmatrix} = F \begin{bmatrix} y_{m,0} \\ y_{m,1} \\ \vdots \\ y_{m,N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & H_{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{m,0} \\ X_{m,1} \\ \vdots \\ X_{m,N-1} \end{bmatrix}$$

III.6 Présentation du système MIMO/OFDM

Une des techniques les plus efficaces pour améliorer l'efficacité spectrale d'une communication radio, est l'utilisation d'antennes multiples à l'émission et à la réception. Dans ce qui suit, nous considérons un système MIMO utilisant la modulation OFDM, où l'émetteur et le récepteur sont munis respectivement de N_t antennes d'émission et N_r antennes de réception et où les antennes sont alignées et uniformément espacées. Figure III.8, figure III.9, présentent le schéma de la chaîne de transmission d'un système MIMO/OFDM

Dans ce qui suit, nous décrivons le parcours suivi par le message depuis sa génération par la source jusqu'à sa destination [19] :

- le message généré par la source est d'abord transformé en une séquence binaire. Idéalement. Cette opération de conversion d'un signal analogique à un signal numérique est assurée par un processus de compression appelé le codeur source. En général, le codeur source n'est pas pris en compte lors de l'étude des performances des systèmes MIMO, puisque la séquence il est donné directement avec des valeurs binaires. Ainsi la chaîne de transmission se délimite par le codeur de canal et le décodeur de canal, de part et d'autre du canal de transmission ;
- la séquence binaire résultante est ensuite passée au codeur de canal. Le but du codeur de canal est de la protéger contre les effets du canal (bruits, interférences, etc.). Ainsi, le codeur introduit d'une façon contrôlée des bits de redondance qui peuvent être utilisés au niveau du récepteur. La séquence binaire passe à travers un entrelaceur afin que la transmission soit plus robuste aux atténuations en bloc (block fading) du canal ;

- la séquence binaire passe à travers un modulateur numérique. Ce dernier associe à chaque séquence de q bits un symbole complexe selon une constellation de taille 2^q . Par exemple, nous citons la modulation binaire de phase dite (BPSK), la modulation d'amplitude en quadrature (QAM) ;
- les symboles complexes sont par la suite mappés afin qu'ils soient transmis sur les N_T antennes de transmission et à travers les ressources orthogonales du canal. Comme le système MIMO étudié considère la modulation OFDM, nous disposons à l'entrée du canal de $N * N_T$ échantillons à émettre. Ainsi, l'utilisation d'un modulateur spatio-temporel s'avère une bonne idée afin de profiter des ressources en espace, temps et fréquence présentes.
- finalement, les symboles passent à travers le modulateur OFDM avant d'être filtrés par le filtre limiteur de bande
- le signal analogique résultant est transmis à travers le canal radio, où il se trouve affecté par les atténuations dues aux réflexions et aux réfractions du signal dans le milieu de propagation.
- à la réception, le récepteur à antennes multiples est constitué d'un filtre adapté au filtre limiteur de bande utilisé à l'émission, du démodulateur OFDM, du décodeur spatio-temporel, du démodulateur numérique, du décodeur canal et du décodeur source.

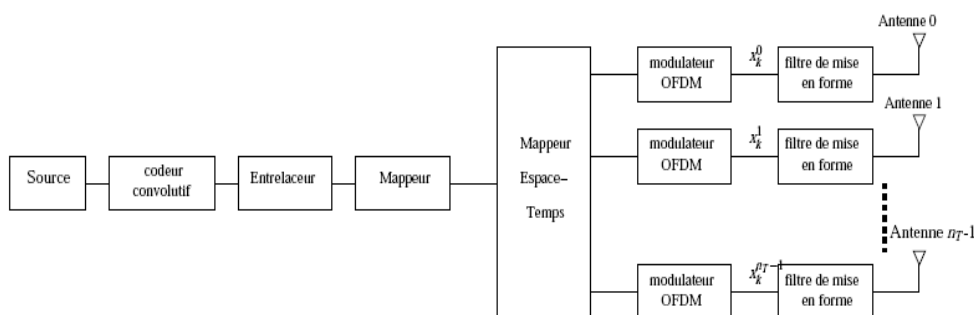


Figure III.8 : système de transmission MIMO/OFDM en émission.

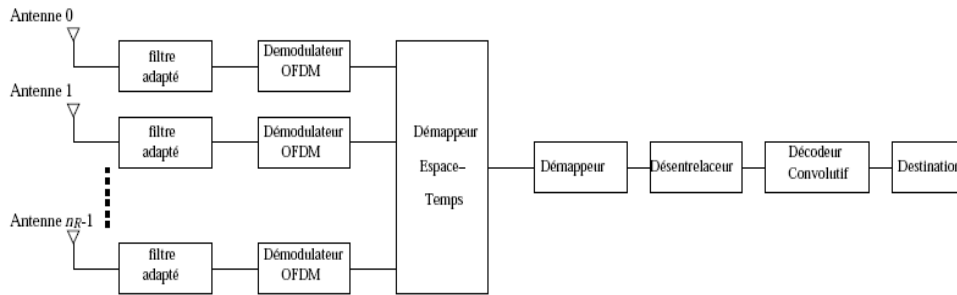


Figure III.9 : système de transmission MIMO/OFDM en réception.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons décrit brièvement le principe de la modulation, et on a étudié précisément la modulation multi-porteuses, et la manière dont le signal OFDM est modulé/démodulé numériquement. Nous avons décrit de quelle manière les systèmes OFDM permettent une occupation spectrale optimale grâce au principe d'orthogonalité entre sous porteuses. L'orthogonalité et la modulation/démodulation OFDM sont très facilement réalisables grâce à la mise en œuvre de la transformée de Fourier discrète qui peut être efficacement implémentée sur des porteuses. Le signal émis parvient au récepteur sous forme de plusieurs symboles atténués et retardés (interférences entre symboles), et on a comme solution le préfixe cyclique qui élimine ces interférences. Ensuite, à l'aide d'un schéma récapitulatif nous avons présenté la structure du système MIMO/OFDM, et nous avons discuté le principe de fonctionnement de chaque bloc.

IV.1 Introduction

Maintenant que nous avons exploré les concepts de système MIMO et la modulation OFDM, nous pouvons plonger dans le cœur de notre sujet, c'est-à-dire ceux qui combinent ces deux notions : les systèmes MIMO-OFDM. Il s'agit en fait simplement d'un système OFDM appliqué sur plusieurs antennes qui transmettent des informations parallèle. Le grand défi auquel nous faisons face est donc de retrouver les données envoyées, à partir du mélange d'informations reçues.

Nous commencerons d'abord par définir les principales composantes du système MIMO-OFDM. Comme tout système de télécommunication, celui-ci est constitué d'un transmetteur, d'un canal, et d'un récepteur, qui sont eux-mêmes composés de quelques éléments. Chacun de ces blocs sera, ensuite, implémenté sur Matlab, et on va présenter les résultats de simulation.

VI.2 La trame OFDM (IEEE 802.11a)

Comme on a déjà dit, l'interface radio de système IEEE 802.11a se base sur l'OFDM comme modulation pour la couche physique.

La transmission OFDM a été spécifiée avec $N=64$ sous-porteuses et le préfix cyclique une longueur de $L=16$ sous-porteuses. Alors $P=N+L=80$ symboles sont transmis par chaque bloc de donnée. La durée du symbole est $4\ \mu\text{s}$ alors la période d'échantillonnage sera $50\ \mu\text{s}$. Comme la période est supérieure au débit utile de donnée, alors parmi le N sous-porteuses, il y a 11 sous-porteuses qui sont nulles. De plus, il y a $B=4$ sous-porteuses qui sont des sous-porteuses pilotes. A la fin, il nous reste $U=N-1-B=48$ sous-porteuses pour la transmission des données.

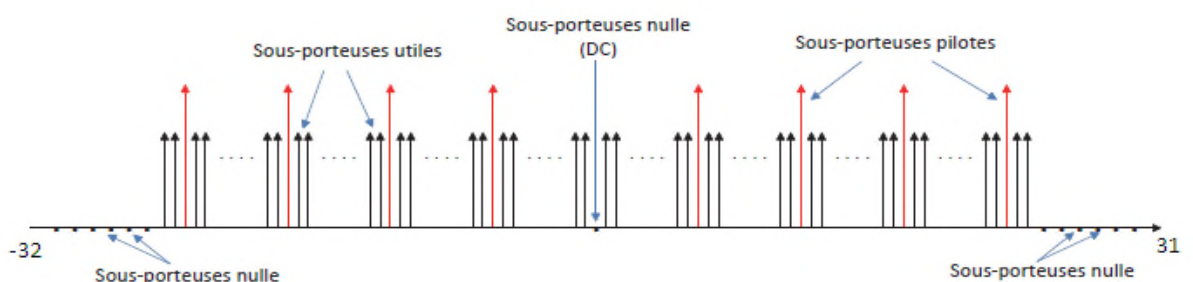


FIGURE IV.1 : Représentation fréquentielle d'un symbole OFDM

Fréquence	20 MHz
durée de la partie utile du symbole	$64 * T = 3.2 \mu s$
Durée du préfixe cyclique	$16 * T = 0.8 \mu s$
Durée de symbole	$80 * T = 4 \mu s$
Nombre de sous-porteuses de donnée	48
Nombre de sous-porteuses de pilotes	4
Nombre de sous-porteuses de nulles	11
Nombre de sous-porteuses	52
Espacement entre les sous-porteuses	0.3125 MHz
Largeur des canaux	20 mhz

Table IV.1 : spécification de la trame.

Le système est composé de façon à fournir différents débits (6-54 Mbit/s) suivant la modulation et le codage utilisé. La table IV.2 donne des détails pour différentes combinaisons modulation-codage.

Modulation	Code	Débit	Bits par symbole
BPSK	1/2	6 Mbit/s	3
QPSK	1/2	12 Mbit/s	6
QPSK	3/4	18 Mbit/s	9
16-QAM	1/2	27 Mbit/s	12
16-QAM	9/16	27 Mbit/s	13.5
64-QAM	2/3	48 Mbit/s	24
64-QAM	3/4	54 Mbit/s	27

Table IV.2 : les différents modes de la couche physique.

IV.3 Chaîne d'émission

L'élément d'entrée de notre chaîne est un train binaire qui peut correspondre soit à des données spécifiques à émettre ou bien à des données générées aléatoirement.

IV.3.1 Codage Convolutif

Le principe du codage correcteur d'erreur d'ajouter de la redondance et de répartir l'information de bit sur un grand nombre de bits. Chaque bit codé ayant alors de l'information sur un grand nombre de bits utiles.

Le codeur utilisé ci-dessus, est un codeur convolutif de longueur de contrainte 3. Le rendement du codeur est de $\frac{1}{2}$ puisque pour 1 bit d'entrée, nous avons 2 bits de sortie, et sera lié aux 2 bits précédent (la longueur de contrainte est le nombre de registres augmenté d'une unité).

Le bit X de sortie est un « OU Exclusif » entre les bits 1 et 3 alors que le bit Y de s
Ortie est un « OU Exclusif » entre les bits 1, 2 et 3.

IV.3.2 Entrelacement

En sortie du codeur convolutif, un entrelaceur fréquentiel est utilisé. En pratique, l'entrelaceur est une table qui fait correspondre à chaque bit une position sur une porteuse donnée. S'il y a suffisamment de porteuses fréquentielles indépendantes, il est alors possible de récupérer et reconstituer l'information à partir des échantillons n'ayant pas subi d'atténuation. Ceci permet de corriger une longue suite de bits consécutifs erronés. Dans ce contexte, la diversité est apportée par l'utilisation conjointe de codage et d'entrelacement.

Un schéma d'entrelacement est caractérisé par sa période P. Si l'on souhaite envoyer n (en supposons que n est un multiple de p) bits, p bits successifs avant entrelacement sont séparés après entrelacement par n/p bits, cette dernière valeur étant souvent appelée profondeur de l'entrelacement.

Avant la transmission, on mémorise une suite de mots de codes dans une mémoire ayant la forme d'une matrice de p lignes et de n/p colonnes. On y fait entrer ligne par ligne, p mots de codes de longueur n, puis on lit la mémoire colonne par colonne afin de transmettre tous les symboles. La transmission consiste à transmettre ce principe est illustré sur la figure suivante :

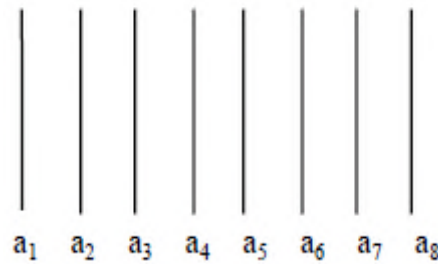


Figure IV.2 : Données numirique avant codage

Codage convolutionnel de rendement $\frac{1}{2}$: chaque donnée indicée i produit 2 données indicées $i1$ et $i2$.

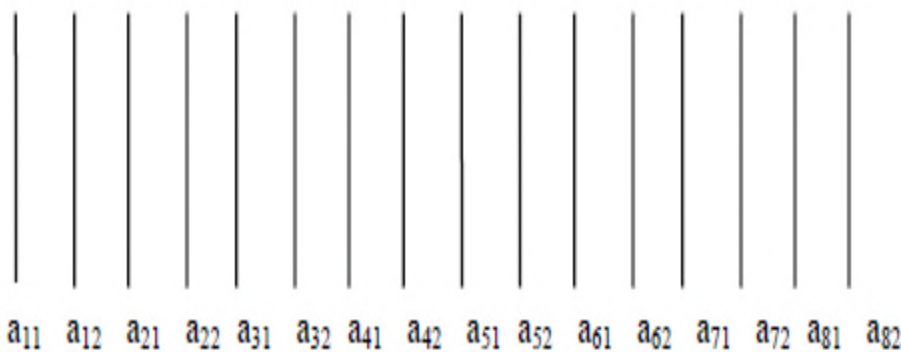


Figure IV.3 : Entrelaceur très simple

Entrelacement très simple : les indices $3i$, $3i+1$, $3i+2$ sont regroupés

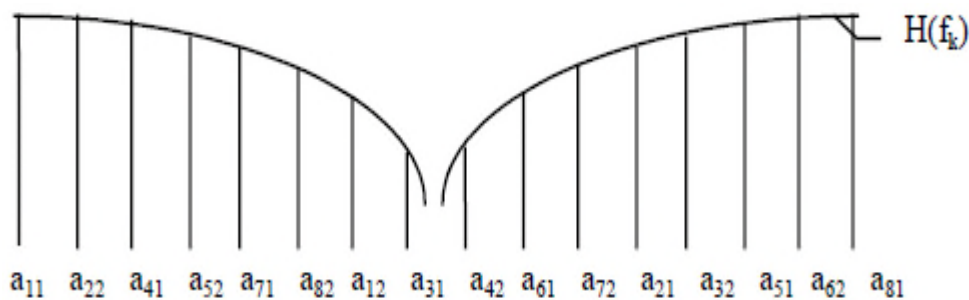


Figure IV.4 : Les données après codage et entrelacement

Dans cet exemple, a_{31} et a_{42} sont très affaiblis, mais peuvent être retrouvés au décodage du code convolutif grâce a_{32} et a_{41} qui sont dans une zone d'amplification.

IV.3.3 Mappeur

En sortie de l'entrelaceur, les bits sont modulés sous forme des symboles tels que BPSK, QPSK, 16QAM ou 64 QAM. En fonction de la taille de la constellation émise.

Dans notre cas on a utilisé des modulations : 16 QAM et 64QAM ces modulations sont appliquées aux données. Les constellations de ces modulations sont décrites sur la figure suivante :

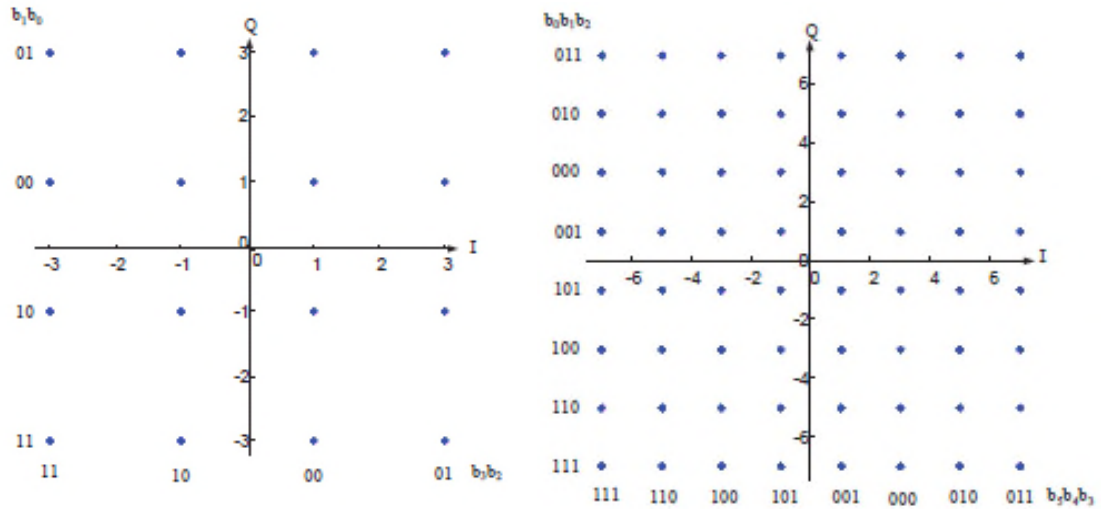


Figure IV.5 : Constellations des modulations 16QAM et 64QAM

IV.3.4 l'application des codes STF aux systèmes MIMO-OFDM

L'application des schémas de codage spatio-temporels à un système MIMO utilisant la modulation OFDM se fait d'une façon analogue à celle de la modulation OFDM conventionnelle, sauf qu'au lieu d'opérer sur une séquence de longueur N , nous supposons que maintenant nous disposons en parallèle de N_t séquences, chacune de longueur N . Le schéma en bloc du système STF- MIMO utilisant la modulation OFDM est donné dans la figure IV.5.

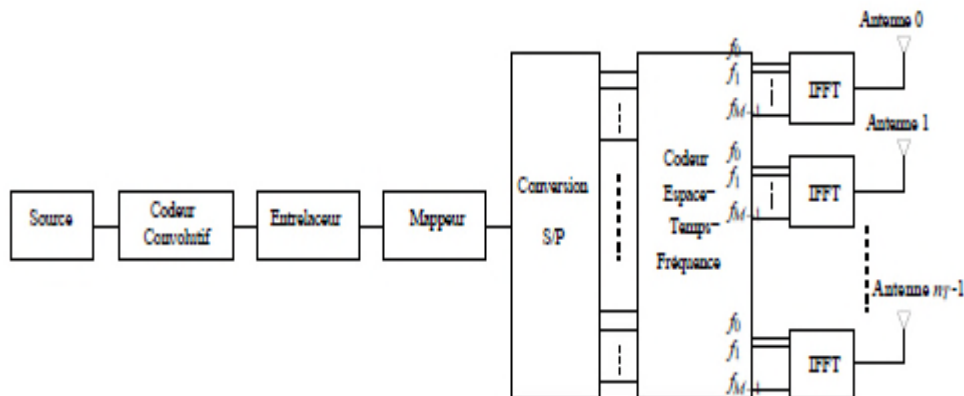


Figure IV.6 : Modèle du système MIMO/OFDM utilisant un codage spatio-temporel fréquentiel

Comme nous avons déjà défini dans le schéma de système MIMO-OFDM, la séquence de données passe à travers un codeur convolutif de rendement $1/2$, suivi d'un entrelaceur. Puis la séquence de bits entrelacés est mappée, ensuite les symboles complexes résultants sont transmis au codeur spatio-temporel. Ce dernier prend à son entrée P_s séquences de M symboles chacune et donne à sa sortie $d_s N_t$ séquences de longueur M qui seront transmises sur d_s périodes symboles, ainsi le rendement de codage est donné par $R = P_s/d_s$. Enfin, chaque séquence sera passée au modulateur OFDM de l'antenne qui lui est associée.

IV.3.5 IFFT

Une fois les symboles OFDM assemblés, ils passent par le bloc de conversion de série à parallèle qui permet de les mettre sous une forme adéquate pour passer dans le bloc IFFT.

Ils passent, ensuite, par le bloc assurant la modulation OFDM. Ce bloc applique une IFFT permettant de passer du domaine fréquentiel au domaine temporel.

$$y_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi \frac{n}{N} k}$$

Où

- k l'indice de sous-porteuse (domaine fréquentiel)
- X_k le symbole modulé sur la sous-porteuse k
- N la taille de la FFT

IV.3.6 insertion de préfixe cyclique

Après avoir passé le bloc IFFT, un préfixe cyclique est inséré avant chaque symbole. Comme le montre la figure III.7 dans le chapitre précédent, une partie de chaque symbole OFDM est recopiée au début de ce même symbole. Dans notre cas, nous choisirons un CP de longueur $1/4$ ce qui correspondra à 16 symboles à recopier de la partie utile du symbole.

IV.3.7 filtrage et sur-échantillonnage

Les systèmes transmettant des données sur une bande passante limitée nécessitent une fonction de filtrage et mise en forme aussi bien à l'émission qu'à la réception. A cause des évanouissements présents dans un canal de propagation, le signal transmis subit quelques distorsions se traduisant par des IES provoquant des erreurs de

détection. Afin d'éviter ces erreurs aux instants de décision et donc faciliter la détection, la fonction de mise en forme doit respecter le critère de Nyquist [34]. Ce critère indique que pour avoir une transmission sans IES, une bande minimale de transmission $B_{min} = \frac{1}{2T_s}$ est nécessaire.

En général, la combinaison du filtre d'émission et son filtre "adapté" de réception est conçue pour annuler l'IES. Autrement dit, si nous considérons une réponse fréquentielle $G_E(f)$ du filtre d'émission et une autre $G_R(f) = G_E(f)^*$ du filtre de réception (filtre adapté), donc la réponse fréquentielle globale $G(f)$, telle que

$$G(f) = G_E(f) \cdot G_R(f) = |G_E(f)|^2$$

est conçue pour annuler l'IES. Pour que ces conditions soient satisfaites, des filtres de réponse globale $G(f)$ dits en cosinus surélevé sont utilisés. On peut donc résoudre l'équation (2.8) pour trouver les réponses des filtres à l'émission et à la réception :

$G_E(f) = \sqrt{G(f)}$. De là, le filtre $G_E(f)$ est dit en racine de cosinus surélevé.

$$\begin{cases} T & |f| \geq \frac{1-a}{2T} \\ \frac{T}{2} \left(1 + \cos \left(\frac{\pi T}{a} \left(|f| - \frac{1-a}{2T} \right) \right) \right) & \frac{1-a}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+a}{2T} \\ 0 & |f| \geq \frac{1+a}{2T} \end{cases} \quad IV.2$$

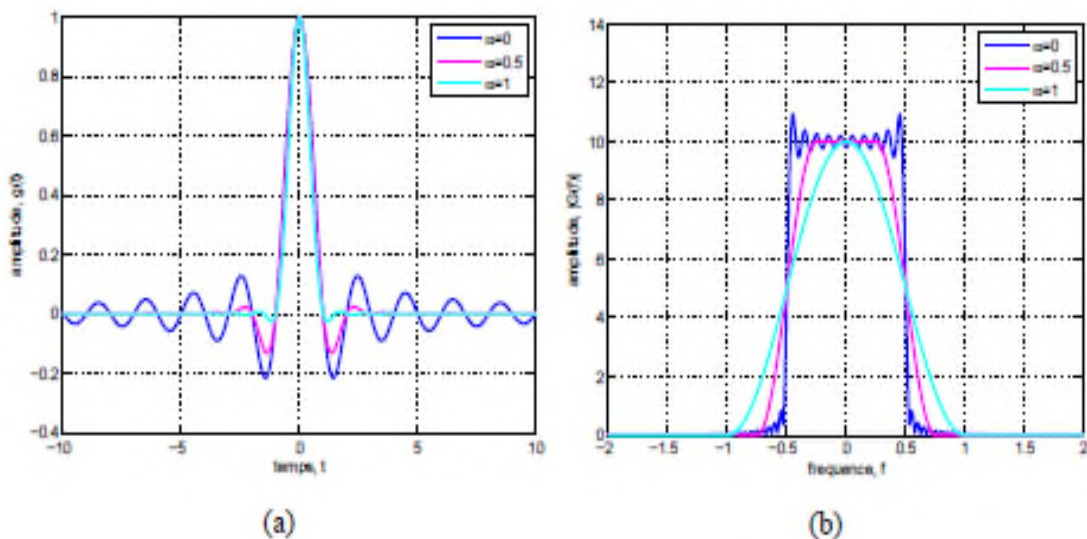


FIGURE IV.7 : Exemple de réponses (a) impulsionnelles et (b) fréquentielles de filtres en racine de cosinus surélevé

Le paramètre a est compris entre 0 et 1 et s'appelle coefficient de retombée (roll-off factor). Nous remarquons, d'après la figure IV.7, que le gabarit du filtre peut changer en fonction de ce paramètre. Dans notre cas, nous avons choisi $a = 0.3$. Cette valeur correspond à un compromis entre une bonne efficacité du filtre et un bon rendement et se situe dans la gamme de celles utilisées, habituellement, dans la conception de filtres pour les transmissions numériques (DVB, satellite. . .).

IV.4 chaîne de réception

La chaîne de réception comprend des blocs garantissant les fonctions contraires à celles effectuées en émission.

IV.4.1 Filtrage et Sous-échantillonnage

Comme cela a été précisé dans 2.3.1.8, le filtre de réception est adapté à celui en émission. Il est de type racine de cosinus surélevé avec un facteur $a = 0,3$.

IV.4.2 FFT

A la sortie du bloc de filtrage et de sous-échantillonnage, les données sont remis en parallèle puis passés dans le bloc FFT. Contrairement à la IFFT, cette fonction permet de passer du domaine temporel au domaine fréquentiel.

$$Y_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-j2\pi \frac{n}{N}k} \quad IV.3$$

- k l'indice de sous-porteuse (domaine fréquentiel)
- y_n le symbole reçu à l'instant nT_s
- N la taille de la FFT

Les données sont remises en série puis passés dans les blocs de démodulation et désentrelaceur qui est une fonction permet de remettre les bits dans l'ordre qu'ils avaient juste avant la fonction d'entrelacement, et finalement le décodage.

IV.4.3 Décodage

Cette étape supprime les redondances ajoutées à l'émission et corrige certaines erreurs. Le décodage de Viterbi est réalisé en deux étapes. Puisque chaque branche dans le treillis correspond à déterminer le meilleur point à l'intérieur de chaque sous-

constellation, c'est-à-dire le point dans chaque sous-constellation qui est le plus près du signal reçu. Cette étape et s'appelle « décodage de la sous-constellation ».

Dans la seconde étape, chaque signal sélectionné dans les sous-constellations lors de la première étape et sa métrique euclidienne sont utilisés pour dérouler l'algorithme de Viterbi qui détermine le chemin dans le treillis ayant la métrique cumulée la plus proche de la suite d'échantillons bruités en sortie des filtres adaptés.

IV.5 La probabilité d'erreur

La probabilité d'erreur est la mesure de l'erreur sur la détection du signal perçu par rapport au message envoyé. C'est donc un calcul simple consistant à comparer les symboles reçus avec ceux envoyés, puis à diviser par le nombre de symboles envoyés. Il s'agit alors de prédire la probabilité que le symbole ou le émis soit faux. Plus cette probabilité est faible et plus le système est bon. Pour obtenir les performances d'une technique, il existe deux solutions. La première consiste à étudier et déterminer théoriquement la probabilité d'erreur. Par exemple, la probabilité d'erreur binaire (PEB) pour un canal gaussien et modulation M aires MAQ, BPSK, et QPSK.

La seconde solution est la simulation à l'aide d'un ordinateur. Si le nombre de tirages est important, alors le taux d'erreur binaire (TEB) d'une simulation de type Monte Carlo tend vers la PEB. Cette solution a l'avantage d'être simple à programmer en comparaison aux calculs théoriques de la précédente qui peuvent s'avérer difficiles.

IV.6 Le canal

Le canal de Rayleigh modélise l'effet des trajets multiples, évanouissement de Rayleigh est un modèle statistique pour l'effet d'un milieu de propagation d'un signal radio, tel que celui utilisé par les appareils sans fil. Le modèle de Rayleigh suppose que l'amplitude d'un signal qui est passé à travers un tel support de transmission varie de façon aléatoire, selon une distribution de Rayleigh de la composante radiale de la somme de deux variables gaussiens non corrélée.

IV.7 Résultat de simulation

La figure IV.8 illustre les capacités des systèmes avec un canal de Rayleigh pour différentes configuration matérielles. La capacité d'un système SISO, les systèmes (2,2) et (3,3). Pour une même bande spectrale utilisée. De plus, les configurations matérielles n'ont pas le même comportement en fonction du RSB : le système (1,3) est le meilleur à faible RSB mais se fait largement. Nous avons, donc lorsqu'on augmente le nombre d'antennes la capacité augmente [34].

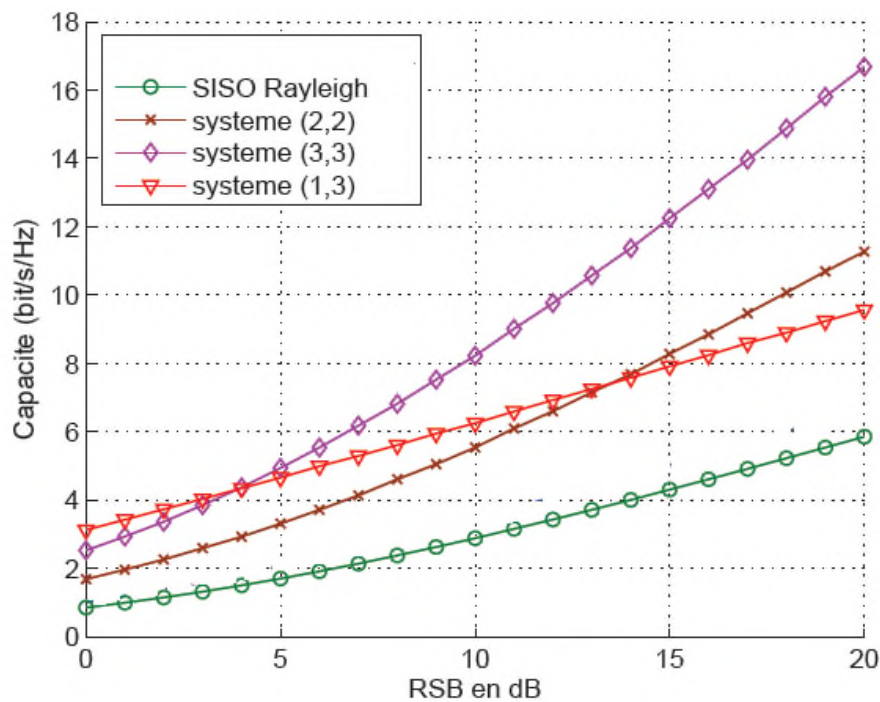


Figure IV.8 : Capacités de différents systèmes MIMO comparées à celle d'un SISO. Dépasser par les systèmes (2,2) et (3,3) lorsque le RSB important.

La figure IV.9 montre les performances d'un canal Rayleigh pour différentes modulations d'amplitude en quadrature (QAM-4, QAM-16 et QAM-64). La PEB est tracée dans un repère semi-logarithmique en fonction du RSB. Cette représentation offre une lecture plus aisée [34].

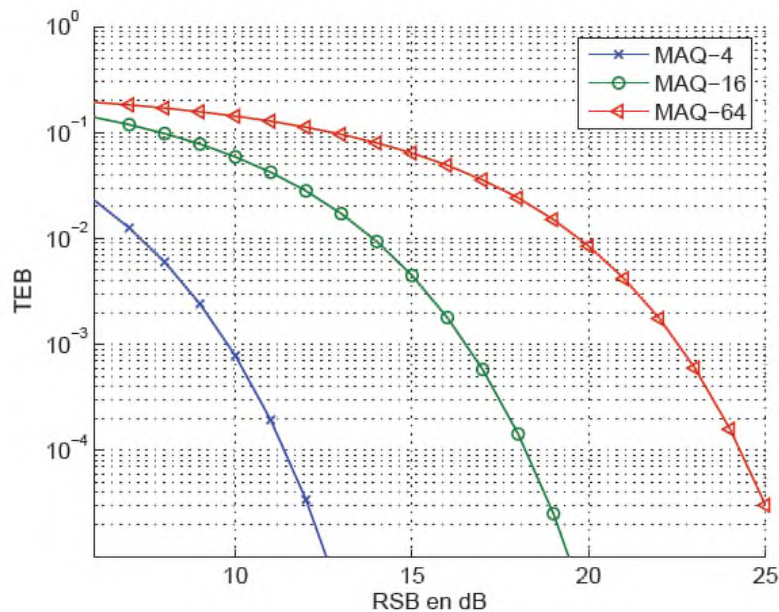


Figure IV.9 : Exemples de probabilités d'erreur binaire dans un canal gaussien pour différentes modulations : MAQ-4, MAQ-16 et MAQ-64

IV.8 Conclusion

Dans ce chapitre, une chaîne de communications numériques basée sur les spécifications de la norme IEEE 802.16d a été développée et caractérisée à l'aide de Matlab. Nous avons envoyé un message de l'émetteur au récepteur et pour diminuer le nombre d'erreur à la réception, les symboles numériques sont codés avec un codage convolutif. Mais cela ne suffit pas puisque pour des symboles proches, la fonction de transfert étant très faible, elle provoquera des erreurs sur plusieurs symboles, on effectue après le codage un entrelacement des symboles de telle façon qu'une donnée perdue soit récupérée grâce à d'autres symboles liés par codage et modulant des fréquences d'atténuation plus faible voire même d'amplification. Puis l'information passe par les blocs de modulation OFDM et le filtre de mise en forme avant de passer au canal de Rayleigh, puis elle fait l'inverse du filtrage adapté, la démodulation OFDM, démappeur, désentrelaceur, décodage. Nous avons ensuite présenté les résultats de simulation de Matlab®.

Nous avons monté les capacités des systèmes avec un canal de Rayleigh pour différentes configurations matérielles. La capacité d'un système SISO, les systèmes (2,2) et (3,3). Pour une même bande spectrale utilisée. De plus, les configurations matérielles n'ont pas le même comportement en fonction du RSB : le système (1,3) est le meilleur à

faible RSB mais se fait largement. Nous avons, donc lorsqu'on augmente le nombre d'antennes la capacité augmente.

Conclusion et perspective

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude des systèmes de communication sans fil basé sur les spécifications de la norme IEEE 802.11 (WI-FI).

Durant le premier chapitre, le contexte de l'étude a été situé en commençant par un état de l'art des différents réseaux sans fil existant en vue de fixer les objectifs de notre étude. L'étude de la norme IEEE 802.11 au niveau de structure physique et logique est principalement l'objet de ce mémoire, cela nous menés à la présentation dans le deuxième chapitre de système MIMO qu'est depuis quelque années, le sujet de nombreuses études car ils présentent une solution intéressant pour répondre aux besoins des communications sans fil dans un environnement riche en échos. Ils proposent des améliorations notables dans les transmissions en termes de débit qui permet d'augmenter la capacité des systèmes, en utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception. De même le MIMO augmente la diversité en utilisant des techniques de codage espace-temps. Toujours dans le contexte des techniques améliorant les performances, nous avons présenté dans le troisième chapitre plusieurs techniques de modulation en particulier on s'est intéressé à la modulation multi-porteuses (L'OFDM) qui permettant on, d'un coté, de lutter contre les perturbations qu'entraînent ces canaux et, d'un autre coté, d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes. Et nous avons combiné les avantages de système MIMO avec celle de la modulation OFDM pour en faire un système MIMO-OFDM.

Finalement la chaîne MIMO-OFDM décrite nous a conduits à la seconde phase de l'étude du quatrième chapitre, durant laquelle chacun des blocs de la chaîne sont implémentés sous Matlab dans le bute d'identifier et de comprendre le fonctionnement des blocs numérique composant cette chaîne.

Les avantages des différents variantes de la modulation OFDM :

- Une utilisation efficace des ressources fréquentielles en comparaison avec les solutions classiques de multiplexage fréquentielles. Ceci est dû au fait que dans l'OFDM les canaux se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite.
- Les techniques multi-porteuses sont robustes au bruit impulsif puisque chaque porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres porteuses. Contrairement aux modulations mon-porteuses où le bruit peut affecter un

Conclusion et perspective

certain nombre de symboles transmis, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affecte pas les autres symboles.

- Les techniques OFDM ont une très grande flexibilité dans l'allocation de bit/débit dans des contextes multiutilisateurs.

A l'inverse, un des grands inconvénients des techniques OFDM est leur manque inhérent de diversité. Les schémas OFDM ont sacrifié la diversité des schémas mono-porteuse au profit d'une égalisation simplifiée. En effet, lorsque qu'une sous-porteuse est affectée d'une atténuation, l'information émise sur cette porteuse est irrémédiablement perdue. En pratique, des schémas OFDM codés connus sous le nom de COFDM (Coded OFDM) sont utilisés pour remédier à ces inconvénients. Une autre manière de se réconcilier avec le schéma mono porteuse est l'OFDM, concept adaptatif de l'OFDM pouvant allouer une ou plusieurs porteuses à un utilisateur particulier ajoutant ainsi la possibilité de voir cela comme une méthode d'accès au médium.

```

clear all
clc
close all
% Nombre d'états de la QAM.
M =2;
% Nombre de porteuses dans le symbole OFDM
Nb = 64;
% Nombre de symboles OFDM dans la simulation
NbSym = 1;
% durée du préfixe cyclique CP = 1/8
NbCP = Nb/4;
% Tirage aléatoire d'entiers allant de 0 à M-1
r= randint(Nb*NbSym,1);
R=r';
%code en trellis
trellis = poly2trellis(3,[5 7 ]);
code = convenc(R,trellis);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%enterlaceur
inter = randintrlv(code,4);
subplot(2,1,1); plot(real(inter))
title('partie réelle de inter')
subplot(2,1,2); plot(imag(inter))
title('partie imaginaire de inter')
figure
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for i=1:4:128
decimale(i)=8*inter(i)+4*inter(i+1)+2*inter(i+2)+inter(i+3);
end

jj=1;
for i=1:4:128
    DICIMALE(jj)=decimale(i);
    jj=jj+1;
end
subplot(2,1,1); plot(real(DICIMALE))
title('partie réelle de inter')
subplot(2,1,2); plot(imag(DICIMALE))
title('partie imaginaire de inter')
figure
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% la modulation 16-QAM
[I Q] = qaskenco(DICIMALE,16)
scatterplot([I Q]); figure
% insertion pilote 1+j tous les 8 symboles
debut = 1;
fin =32;
X = [ I(debut:fin)+j*Q(debut:fin)]
subplot(2,1,1); plot(real(X))
title('partie réelle de X')
subplot(2,1,2); plot(imag(X))
title('partie imaginaire de X')
figure
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%mapteur de série vers parallèle
k=1
for jj=1:4:32

```

```

    for i=1:4
        S_map(i,k)=X(jj+i-1)
    end
    k=k+1
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Création signal OFDM
nb=8;
nbc=8/4;
for i = 1:4
% calcul ième symbole OFDM et copie à la fin du symbole
symbole_CP(i,nbc+1:nb + nbc)=ifft(S_map(i,1:nb))
% copie du préfixe cyclique
symbole_CP(i,1:nbc)=symbole_CP(i,nbc+1:nb + nbc)
% sauvegarde du symbole i dans x
x(i,1:10) = symbole_CP(i,:);
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Mappeur de Parallèle vers série
k=1;
for jj=1:4:40
    for i=1:4
        x_map(jj+i-1)= x(i,k);
    end
    k=k+1;
end
y = filter(1, 0.3,x_map)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
CHAN = rayleighchan(0.3125 ,0.3);
Y = filter(CHAN, x_map);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%mappeur de série vers parallèle
k=1;
for jj=1:4:40
    for i=1:4
        Y_map(i,k)=Y(jj+i-1)
    end
    k=k+1
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
y_m = filter(1, 0.3,Y_map)
%La démodulation fft
for i = 1:4
% extraction du symbole reçu sans le préfixe cyclique
sym_rec(i,:) = y_m(i,nbc+1:nb+nbc)
% décodage du symbole i
yy(i,:)=fft(sym_rec(i,:))
% sauvegarde du ième symbole décodé
Xdec(i,1:nb) = yy(i,:);
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Mappeur de Parallèle vers série
k=1;
for jj=1:4:32
    for i=1:4
        yy_map(jj+i-1)= y_m(i,k);
    end
end

```

```

        k=k+1;
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
zsym = demodulate(modem.qamdemod(16),yy_map)
ydemod=qamdemod(yy_map,16)
subplot(2,1,1); plot(real(zsym))
title('partie réelle de zsym')
subplot(2,1,2); plot(imag(zsym))
title('partie imaginaire de zsym')
figure
FFFF=de2bi(ydemod,4)
l1l=size(FFFF)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%
k=1
for j=1:32
    for i=1:4
        DD(1,k)=FFFF(j,i)
        k=k+1
    end
end
end
subplot(2,1,1); plot(real(DD))
title('partie réelle de zsym')
subplot(2,1,2); plot(imag(DD))
title('partie imaginaire de zsym')
figure
msg=randdeintrlv(DD,4)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
subplot(2,1,1); plot(real(msg))
title('partie réelle de msg')
subplot(2,1,2); plot(imag(msg))
title('partie imaginaire de msg')
figure

```

- [1] Bic J.C. (2003). Les réseaux WLAN. Assemblée générale du CNFRS. GET/Télécom paris
- [2](2011). Codage canal : codes correcteur d'erreurs
- [3] anne WEI.(2011). Chapitr 2-protections contre les problèmes de transmssion
- [4]pujolle.G. (2006). Les réseaux. Eyrolles. ISBN :2-212-11987-9-1094p.
- [5]pujolle.(2008). Les réseaux. Eyrolles. ISBN : 978-2-212-11757-8.1099p.
- [6] muhlethaler, p. (2002). 802.11 et les réseaux sans fil. Eyrolles. ISBN ;2-212-1154-1. 281p
- [7]Garguet-duport,B. (2004). Les réseaux sans fil (WI-FI). Techni. Cités. ISBN : 2-84866-019-8. 165p.
- [8]servin,. C. (2008). Réseaux et télécoms : curs avec 129 exercices corrigés Dunod(2). ISBN :978-2-102049148_3.
- [9] El zein.G. guguen. P O (2004). Les technique multi-antennes pour les réseaux sans fil. Lavoisier. ISBN : 2-7462-0883-0.
- [10] Bertrand M. (2001). Nouveaux schéma de réception et décodage pour les système OFDM sans fil avec préfixe cyclique ISBou zero-padding »
- [11] Muller jean. P . (2002)wireless LAN : techniques RF,WI-FI, Blotooth.
- [12] Anzevui J. (2006.2007). les réseaux sans fil. Projet de semestre.
- [13] Yan G.(2008).réseaux sans fils de nouvelle génération : architecteurs spontanées et optimisation inter-couches. Institut polytechnique de Grenoble.These de doctorat
- [14]Trung V.D.(2009).la compatibilité entre IEEE 802.11b et IEEE 802.11g dans les reseaux sans fils.lunstitut de la fancphonie pour l'informatique.
- [15] LEMAINQUE F.(2009). Tout sur les reseaux sans fils. DUNOD.ISBN 978-2-10-052569-0.246p.
- [16]Bischoff D.(2008).Noise variance Estimation for MIMO-OFDM Tesbed.Department of information Technology and Electrical Engineering.these doctorat.
- [17]SOOY.C ,JaeKwon K ,Won Y. Y,Chung G. K.(2010).MIMO-OFDM wirlees comunication with Matleb.WILY.ISBN :978-0-470-82563-1.
- [19]OUACHANI I.(2005)analyse de performace de systém de comunication sans fils exploitant Micro et macro-divirsité.these de coctorat université de paris-sud.
- [20]GRUYER P ,PAILLARD S.(2005).modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM.
- [21]BERDER O.(2002)optimisation et stragies d'allocation de puissance des système de transmission multi-antennes. These de doctorat université de Bretagne.
- [22]Hanzo L,AKHtman y,Li w,Ming J.(2011).MIMO-OFDM for LTE,WIFI and WIMAX coherent versus non-coherent and cooperative turbo-transceivers.wiley.ISBN :9780470711750.692p.

[23] Tolga M. Duman et Ghayeb A. (2007). Coding for MIMO communication système. ISBN : 978-0-470-02809-4 333p

[24] Jianjun R. (2008)/ Signal processing, Channel Estimation and Link Adaptation in MIMO-OFDM System. Cuvillier Verlag Gottingen. ISBN: 978-3-86727-649-8. 149P.

[25] William S, Djordjevic I. (2010). OFDM for Optimal Communication. AP. ISBN: 978-0-12-374879-9.

[26] Ge H, Wong K. D, Barton M, Liberti J. C. (2002). Statistical Characterization of Multiple-input Multiple-output Channel capacity.

Résumé

Ce mémoire s'intéresse à l'étude de la couche physique des réseaux locaux sans-fils dits WLAN(Werless Local Area Networks),et de transmettre un message de l'émetteur au recepneur,et pour ce la ona proposé un algorithme de liens pour les réseaux sans fils basé sur des liens MIMO(Multiple Input Multiple Output) avec l'OFDM(Orthogona Frequency Division Multiplexing) est une méthoude populaire pour la transmission des réseaux sans fils à haut début,pour augmenter le gain de diversité et pour amiliorer la capacité du système.

Finalemnt nous avons implémenter chaque bloc de la chaine de transmission sur Matleb, et préésété les résultat de simulation.

Mots-clé :*les systèmes MIMO, orthogonal frequency division multiplexing OFDM, les réseaux sans fils WLAN.*