



Mémoire

Présenté

A LA FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE TELECOMMUNICATIONS

Pour l'obtention du diplôme de

MASTER

Spécialité : " photoniques et réseaux optique de télécommunication "

Présenté par :

BOUGHAZI Imane

BAHRI Fatima zohra

Analyse et optimisation d'un code LDPC dans une transmission MIMO

Soutenu le 22 Mai 2016 devant le Jury composé de:

Président	Mr.BOUKLI-HACEN.N	Prof	Université de Tlemcen
Examineur	Mr.BOUSAHLA	MCB	Université de Tlemcen
Encadreur	Mr. BOUACHA.A	MCA	Université de Tlemcen

Année universitaire 2015-2016



Dédicaces

A Travers ce modeste travail,

*D'abord nous tenons à remercier **ALLAH***

Pour la faveur de la santé et de

L'Islam et pour l'aide qu'il nous

A donné pour le réaliser.

Après avoir faire ce projet que je dédie

A cher mon père

Mohammed le grand cœur sur la terre de m'avoir aidé avec ses conseils

Et son soutien morale, en souhaitant que dieu lui accorde santé.

A ma chère mère

Souad pour tous les sacrifices qu'ils ont consentis

Pour que je réussisse.





A mon frère Soliman

A ma petite sœur Rania

A mon petit frère Adem

A mes chères grandes mères

A mes chers grands pères

A mes oncles et mes tantes

A ma jumelle BOUGHAZI Latifa.

J'exprime également ma profonde gratitude

à tous ceux qui ont contribué, de près ou

De loin, à la réalisation de ce travail.

A tous qui porte le nom BOUGHAZI et SEDIRI

A ma promotion de -2016-

A mes amis et tous ceux qui m'aiment.

** M^{lle} BOUGHAZI Imane*





Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

Ma très chère mère, et mon très cher père, à leur grand sacrifice et le dévouement pour mon bonheur.

Mes frères et sœurs, et toute ma famille.

À mes amis et toute personne qui ma aidée de loin ou de près.

À ma promotion de -2016-

À tous ceux qui m'aiment.

** M^{lle} BAHRI Fatima Zohra*





Remerciements

Avant tout, Nous tenons particulièrement à remercier Allah le tout puissant, ce mémoire n'aurait jamais été réalisé sans sa bénédiction.

Nous adressons nos remerciements à notre encadreur **M^r A. BOUACHA** Maître de conférences à l'université de Tlemcen pour son aide consistante, ses conseils judicieux, et pour ses remarques objectives. Son expérience en recherche et son soutien permanent, nous ont permis de mener à bien ce mémoire. Merci pour tout ce qu'il a pu nous apporter. C'est grâce à vous que le travail a pris cette forme.

Nous remercions les membres du jury, Monsieur **BOUKLI - HACEN N**, Professeur à l'université de Tlemcen, d'avoir l'amabilité de présider le jury, Monsieur

Mr BOUSAHLA M, Maître de conférences à l'université de Tlemcen, d'avoir accepté d'examiner notre travail. Espérant qu'il le trouve correspondant à leurs attentes avec nos sincères remerciements.

On ne sait pas comment remercier Monsieur **S.M BAHRI**, Maître de Conférences à l'université de Tlemcen d'être impliqué pleinement dans notre travail. Merci du fond du cœur pour sa patience, sa pédagogie.

Nous profitons de cette opportunité pour exprimer notre gratitude à tous les enseignants qui ont contribué par leur collaboration, disponibilité et sympathie, à notre formation.



Dédicaces.....	II
Remerciements.....	V
Tables des matières.....	VI
Tables des figures.....	IX
Acronymes et abréviations.....	XI
Introduction générale	1

CHAPITRE I (MIMO-OFDM)

I.1. Introduction	5
I.2. Système de communication.....	5
I.2.1. Propagation des ondes.....	8
I.2.1.1. Propagation en espace libre	8
I.2.1.2. Propagation hors espace libre	9
I.2.1.3. Phénomènes de base en propagation	9
I.2.2. Canaux de transmission [04].....	10
I.2.2.1. Canal binaire symétrique :	10
I.2.2.2. Canal à bruit additif blanc gaussien :	11
I.2.2.3. Canal à évanouissements :	11
I.2.3. Dispersion dans les canaux [04].....	12
I.2.3.1. Dispersion temporelles.....	12
I.2.3.2. Dispersion fréquentielles	12
I.2.4. Diversité et Sélectivité	14
I.2.4.1. Sélectivité d'un canal de communication.....	14
I.2.4.2. Notion de diversité	16
I.2.4.3. Type de diversité	17
I.3. Systèmes MIMO :	18
I.3.1. Principe de la technique MIMO.....	19
I.3.2. Modèle de système.....	21
I.4. Codes spatio-temporel.....	23
I.4.1. Architecture générale d'un système de codage spatio-temporel :.....	24

I.4.2. Différents types de codes :	24
I.4.2.1. Codage spatio-temporel en treillis	24
I.4.2.2. Codes spatio-temporels par blocs	26
I.5. Système MIMO à base de multiplexage spatial	27
I.6. Algorithmes de détection associés aux systèmes MIMO [15]	29
I.6.1. Critère de forçage à zéro	30
I.6.2. Récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM).....	30
I.6.3. Détecteur à annulation successive d'interférences (ASI) :	31
I.6.4. Récepteur à Maximum de Vraisemblance (MV)	31
I.7. Transmission multi-porteuse OFDM	31
I.7.1. Définition 1	32
I.7.2. Définition 2	33
1.1.1. Avantages et inconvénients de l'OFDM.....	38
I.8. Conclusions :.....	39
CHAPITRE II (Les codes LDPC)	
II.1. Introduction	41
II.2. Concepts de base [21]	41
II.2.1. Codes en blocs	42
II.2.1.1. Définitions.....	42
II.2.1.2. Matrice génératrice.....	42
II.2.1.3. Matrice de contrôle de parité.....	43
II.2.1.4. Propriétés de codes en bloc	43
II.2.1.5. Codes en bloc en forme systématique	43
II.2.1.6. Décodage des codes en bloc linéaire :.....	44
II.3. Codes LDPC.....	45
II.3.1. Graphe de Tanner	45
II.3.1.1. Cycle	46
II.3.1.2. Circonférence	46
II.3.2. Code LDPC régulier et irrégulier	47

II.3.3. Construction des codes LDPC	47
II.3.3.1. Construction de Gallager.....	47
II.3.3.2. Construction de MacKay et Neal	48
II.3.3.3. Code LDPC Quasi-cyclique (QC).....	48
II.3.4. Codage des codes LDPC	49
II.3.4.1. Codage conventionnel basé sur l'élimination de Gauss-Jordan.....	49
II.3.4.2. Codage par approximation triangulaire inférieure	50
II.3.5. Décodage itératif des codes LDPC	52
II.3.5.1. Algorithme de décodage par propagation de confiance (BP)	52
<i>a) Algorithme de décodage BP probabiliste :</i>	53
<i>b) Algorithme de décodage BP logarithmique</i>	54
II.4. Conclusion.....	56
CHAPITRE III (Résultats de simulation)	
III.1. Introduction.....	58
III.2. Présentation du système.....	58
III.3. Paramètres de simulation et hypothèse générales.....	59
III.4. Etudes des performances	60
III.4.1. Transmission MIMO sans codage LDPC.....	60
III.4.1.1. Influence du système multi-antennes.....	60
III.4.1.2. Influence du nombre d'antenne	61
III.4.2. Transmission MIMO avec codage LDPC	62
III.4.2.1. Influence du codage LDPC sur les antennes MIMO	62
III.4.2.2. Association du codage Alamouti et du code LDPC	62
III.4.2.3. Influence de taux de codage.....	63
III.4.2.4. Influence de nombre d'itérations	65
III.5. Conclusion	66
Conclusion générale	67
Bibliographie.....	69
Abstract.....	72

Figure I.1 : Architecture générique d'une chaîne de communication.	5
Figure I.2 : Ellipse de Fresnel.	8
Figure I.3 : Puissance reçus en fonction de la distance.	9
Figure I.4 : Description d'un canal binaire symétrique.	10
Figure I.5 : Diagramme de canal binaire symétrique.....	11
Figure I.6 : Exemple de canal radio-mobile soumis au multi-trajet.	12
Figure I.7 : Spectre Doppler par modèle de Jakes.	14
Figure I.8 : Un canal sélectif en fréquence.	15
Figure I.9 : Comparaison montrant un canal non sélectif.....	16
Figure I.10 : Tableau récapitulatif des différentes sélectivités.	16
Figure I.11 : Transmission sur plusieurs intervalles temporels.	17
Figure I.12 : Transmission sur plusieurs intervalles fréquentielles.	17
Figure I.13 : Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO.	19
Figure I.14 : Principe du MIMO.	20
Figure I.15 : Représentation des différents trajets entre antennes émettrices et réceptrices.....	22
Figure I.16 : Introduction du mappeur/demappeur spatio-temporel à l'émission/réception.	23
Figure I.17 : Schéma du codage spatio-temporel.	24
Figure I.18 : Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant $n_T = 2$ émetteurs et une modulation MDP-4.....	25
Figure I.19 : Système de transmission spatio-temporel par couches.....	28
Figure I.20 : Principe de l'OFDM	32
Figure I.21 : Modulation multi-porteuse avec $N_c=4$ sous-porteuse.....	33
Figure I.22 Spectre OFDM avec 16 sous-porteuses.	35
Figure I.23 : Spectre d'un signal OFDM.....	35
Figure I.24 : Un système de transmission OFDM.....	36
Figure I.25 : Un système OFDM simplifié.....	37
Figure I.26 : Représentation temps/fréquence pour un symbole OFDM et une trame OFDM.....	38
Figure II.1 : Schéma synoptique d'une chaîne de transmission numérique.....	42

Figure II.2 : Schéma simplifié d'un codeur en bloc qui à partir d'un mot d'information m de k bits génère un mot de code C de n bits. 42

Figure II.3 : Forme systématique d'un mot de code d'un code en bloc. 43

Figure II.4 : Diagramme d'un codeur en bloc. 44

Figure II.5 : Graphe factoriel d'un code LDPC..... 46

Figure II.6 : le cycle dans un graphe de Tanner.....46

Figure II.7 : Représentation sous forme pseudo-triangulaire inférieure de la matrice...50

Figure III.1 : Schéma bloc du système simuler sous Matlab.....58

Figure III.2 : influence du système multi-antennaire sur les performances du système.....60

Figure III.3 : influence de l'ordre de diversité sur les performances du système.....61

Figure III.4 : influence de codage LDPC sur les antennes MIMO.....62

Figure III.5 : association de codage alamouti et de codes LDPC.....63

Figure III.6 : influence du taux de codage.....64

Figure III.7 : influence du nombre d'itération pour un taux de codage $1/2$65

Figure III.8 : influence du nombre d'itération pour un taux de codage $1/4$66

A

APP : **D**écodage basé sur la **P**robabilité a **P**osteriori

B

BBAG : **B**ruit **B**lanc **A**dditif **G**aussien

BC : **B**ande **C**ohérente

BP : **B**elief **P**ropagation

C

CBS : **C**anal **B**inaire **S**ymétrique

CST : **C**odage **S**patio- **T**emporel

CSTB : **C**odes **S**patio-**T**emporels en **B**locs

CSTT : **C**odage **S**patio-**T**emporel par **T**reillis.

D

D-BLAST : **D**iagonal **B**ell **L**abs **A**dvanced **S**pace **T**ime

DVB : **D**igital **V**ideo **B**roadcast

E

EQMM : **M**inimisation de l' **E**rreur **Q**uadratique **M**oyenne

H

H-BLAST : **H**orizontal-**B**ell **L**abs **A**dvanced **S**pace **T**ime

I

ICI : **I**nterférences **I**nter **C**anaux

IDFT : **I**nverse **D**iscrete **F**ourier **T**ransform

IEEE : **I**nstitute of **E**lectrical and **E**lectronics **E**ngineers

IFFT : **I**nverse **F**ast **F**ourier **T**ransform

ISI : **I**nterférences **I**nter **S**ymboles

L

LDPC : **L**ow **D**ensity **P**arity **C**heck

LDPC-QC : **L**ow **D**ensity **P**arity **C**heck **Q**uasi-**C**ycliques

LLR : **L**ogarithmique **L**ikelihood **R**ation.

LOS : **L**ine **O**f **S**ight

LST : **L**ayered **S**pace-**T**ime

M

MCTM	: M odulations C odées à T reillis M ultiple
MIA	: M odulations à I mpulsion d' A mplitude.
MIMO	: M ulti I nput M ulti O utput
MISO	: M ultiple- I nput S ingle O utput
MRC	: M aximum R atio C ombiner
MV	: M aximum de V raisemblance
O	
OFDM	: O rthogonal F requency D ivision M ultiplexing
P	
PAPR	: P eak to A verage P ower R atio
R	
RSB	: R apport S ignal B ruit
S	
SIMO	: S ingle I nput M ultiple- O utput
SISO	: S ingle I nput S ingle O utput
STB	: S patio- T emporels en B loc
STT	: S patio- T emporels en T reillis
STTC	: S pace T ime T reillis C oding
T	
TS	: T emps S ymbole
U	
UMTS	: U niversal M obile T elecommunication S ystem
Z	
ZF	: Z éro F orcing

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Depuis quelques années ; l'utilisation des services d'applications multimédias comme la voix, le texte, les photos, les vidéos et l'accès d'internet devient de plus en plus répandue, et aussi la demande de transfert rapide d'informations et de fiabilité de la communication à travers les systèmes de communication sans fils explose.

Au niveau de technologie ; les ingénieurs de conception des systèmes radio sont soumis à de nombreux challenges parmi ceux-ci nous citons la limitation de la bande fréquentielle du canal, les variations complexes de l'environnement de propagation (évanouissements et trajets multiples). Cependant ils cherchent à optimiser la qualité de service, à diminuer les problèmes rencontrés lors de la conception, à minimiser les erreurs et la mise en œuvre de leurs systèmes.

En effet, ont démontré ; selon la relation de SHANNON qui définit l'expression de la capacité ; que si nous souhaitons augmenter linéairement le débit d'un canal il faudra augmenter sa bande passante ; par contre à bande fixe, il a fallu jouer avec le paramètre spatial pour augmenter la capacité, c'est à dire l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception.

En 1997 ; les chercheurs de laboratoire Bell ont établi une nouvelle technologie qui permet d'augmenter sensiblement l'efficacité des systèmes mobiles, cette technologie est connue sous le vocable MIMO (Multiple input Multiple output) elle a le potentiel d'augmenter considérablement les capacités des transmissions hertziennes, et ont ainsi développées cette architecture allant du multiplexage spatiale aux codes spatio-temporelle qui nous permet d'augmenter la qualité et le débit de signal information .

Les éléments d'un système de communications consistent en la transformation analogique / numérique de l'information, la réduction de la redondance et la protection contre les erreurs. Dans la transmission analogique, la transmission de signal peut causer une perte de l'information utile à la réception à cause des interférences et du bruit existant sur le canal de transmission. Les communications numériques ont permis de contrer ces désavantages. En appliquant des méthodes de traitement numérique du signal, on réussit à protéger le signal de manière plus efficace. Dans un système de transmission, le traitement numérique du signal peut être appliqué à plusieurs reprises.

Le codage du canal numérique transforme la séquence d'information utile en une séquence discrète codée nommée mot de code. Le mot de code peut être binaire ou non-binaire. Le défi du codage de l'information numérique est de réussir à bien récupérer l'information à la réception, le moins possible affectée par les bruits du canal de transmission. Le récepteur transforme la séquence reçue codée en une séquence estimée d'information. Cette séquence doit être idéalement la même séquence discrète transmise, mais en réalité elle est affectée par des erreurs de transmission. La séquence discrète est ensuite transformée en une séquence continue et elle est livrée à la sortie. En 1948, Shannon a démontré que lorsque le taux de transmission du système est inférieur à la capacité du canal de transmission, les erreurs causées par le bruit du canal peuvent être réduites à un niveau arbitrairement bas par l'utilisation d'un codage et d'un décodage approprié. À partir de ce moment-là, les chercheurs ont commencé à étudier différentes méthodes de construction des codes correcteurs d'erreur. Le but de la théorie des codes correcteurs d'erreurs est de minimiser le plus possible les erreurs de décodage.

Les deux types principaux de codes utilisés sont les codes blocs et les codes convolutifs. Les codes bloc peuvent être linéaires ou non-linéaires. Les codes blocs linéaires peuvent être cycliques ou non-cycliques. Les codes LDPC font partie de la classe des codes en blocs linéaires et s'approchent davantage de la limite de Shannon (capacité d'un canal). Ce sont les codes que nous allons étudier en détail dans ce mémoire. Leurs performances peuvent dépasser les performances des autres types de codes.

Dans le chapitre I nous avons introduit l'étude du canal radio, ensuite on a introduit les différentes techniques MIMO ainsi que leurs capacités. Une description sur les différentes techniques de codages spatio-temporels, multiplexage spatial et les récepteurs les plus courants seront présentés. À la fin du chapitre nous allons détailler la technique OFDM.

Dans le chapitre II ; nous proposons une vue d'ensemble des codes LDPC en nous attardant principalement sur la construction, le codage et le décodage de ces codes.

Dans le chapitre III ; nous illustrons les résultats des simulations réalisées pour un système de transmission MIMO associé aux codes LDPC.

Une conclusion générale vient terminer ce document.

CHAPITRE I

I.1. Introduction

Transmettre de l'information d'un point à un autre sans-fil nécessite un système de radiocommunication. Ce système utilise le canal hertzien comme support physique. Au cours de sa propagation, l'onde transmise traverse différents types de canaux jusqu'à atteindre sa cible. Ces canaux affectent l'onde émise. Cela rend nécessaire l'étude des canaux de propagation. Les performances de transmission, comme on le montrera dans ce chapitre, dépendent considérablement des caractéristiques du canal. Selon les conditions d'observation, ces canaux peuvent être considérés comme statiques ou dynamiques. Dans ce chapitre, nous allons décrire une chaîne de transmission y compris les canaux et les phénomènes physiques à l'intérieur de ces derniers ainsi que leurs différents types. Par la suite, nous allons présenter les différentes techniques de diversité pour lutter contre les évanouissements et améliorer la qualité de transmission, aussi les systèmes multi-antennes .enfin on parle du principe de la transmission multi-porteuse(OFDM).

I.2. Système de communication

Le but d'un système de communication à distance est de transmettre de l'information d'un point à un ou plusieurs points. Le schéma de principe d'une chaîne de transmission [01]est représenté sur la Figure I.1. Le système se compose de trois grandes parties : un émetteur, un récepteur et le milieu de propagation appelé « canal de propagation ». L'émetteur a pour objectif d'adapter l'information de la source avant de transmettre à travers un canal de propagation. En effet, à partir du signal reçu, le récepteur fait l'opération pour récupérer l'information de la source. Sur la Figure I.1, les opérations duales effectuées à l'émetteur et au récepteur sont le codage et le décodage de source, le codage et le décodage de canal, la modulation et la démodulation. Nous allons maintenant d'écrire brièvement les différentes fonctions mises en œuvre dans la chaîne de transmission.

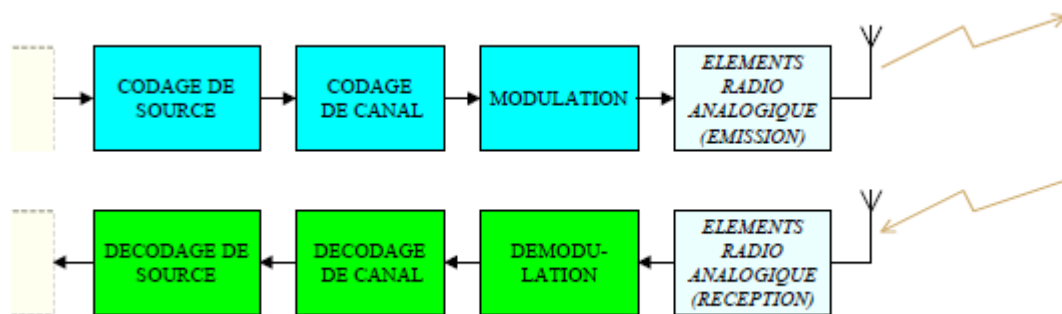


Figure I.1 - Architecture générale d'une chaîne de communication.

Pour réaliser une transmission numérique [02], le message à transmettre doit être mis sous forme numérique. Si la source délivre un message analogique tel que le signal de parole ou le signal d'image, il est indispensable de le numériser. Lorsque le message analogique est échantillonné, le théorème de Shannon doit être respecté. Chaque échantillon est quantifié et puis convertie sur des éléments binaires.

Le codage de source permet de compresser l'information moins utile sans perte d'information de façon à réduire le coût de la bande passante de la communication. Cette séquence binaire compressée à la sortie du codeur de source est appelée séquence d'information. Dans ce qui suit, nous supposons que la séquence d'information est une suite d'éléments binaires indépendants et identiquement distribués sur l'alphabet $\{0, 1\}$. Le nombre de données binaires émis par unité de temps définit le débit binaire $D = 1/Tb \text{ bit/s}$ ou Tb est la durée d'un bit en seconde. La quantité d'information, l'entropie, se mesure à partir de la probabilité respective des éléments binaires. Notons qu'il existe l'opération inverse de ce codage de source utilisée au récepteur. Après la numérisation et le codage de source, il existe une fonction spécifique aux transmissions numériques qui permet d'améliorer la qualité de transmission. Cette fonction est appelée « codage de canal » qui a pour objectif de détecter et/ou corriger des erreurs en réception. Le codage de canal insère des éléments binaires dans la séquence d'information.

Des éléments binaires ajoutés sont appelés « Redondance ». Cette opération mène alors à une réduction du débit utile binaire de la transmission. Le décodage de canal doit connaître le type de codage utilisé à l'émission pour corriger des erreurs correctement. Sinon, il est possible de créer des erreurs en plus, lors de la sortie du décodage du canal. Notons que certains types de codage ne sont pas très utilisés, car ils augmentent la complexité du système en émission et en réception.

Pour transmettre le message numérique en tant qu'une séquence d'éléments binaires, il est nécessaire de le convertir en un signal analogique. Cette opération est généralement appelée « Modulation ». La modulation consiste à transmettre un ensemble de n éléments binaires issu du message. Cet ensemble d'éléments binaires correspond à un signal $S_i(t)$, $i = 1 \dots, M$ de durée $T_s = n \cdot Tb$, parmi $M = 2^n$ signaux en fonction de la réalisation de n éléments binaires. La séquence binaire de débit D est modulée par la séquence à M -aire états avec la rapidité de modulation R exprimée en Bauds.

Un élément supplémentaire, le filtrage, qui assure la mise en forme définitive du signal avant l'émission, compte tenu du codage ou de la modulation utilisée et des contraintes du canal.

Il est exploité pour limiter sa bande de fréquence, ce qui permet de partager le même milieu de transmission à plusieurs utilisateurs sans problème d'interférences.

Dans le cadre de transmission sans fil, une antenne émettrice ou un réseau d'antennes permet de transformer les signaux analogiques en des ondes électromagnétiques. Le signal émis se propage à travers le milieu de propagation qui subit des perturbations. Le milieu de propagation est caractérisé par plusieurs effets qui seront présentés ultérieurement. Au récepteur, une autre antenne ou un réseau d'antennes consiste à convertir les ondes électromagnétiques en des signaux analogiques.

Le bruit est considéré comme une perturbation aléatoire qui vient de l'extérieur et de l'intérieur du récepteur. Le bruit externe est causé par des systèmes industriels (moteur, ligne à haute tension, etc...) ou par les interférences des signaux des autres utilisateurs dans le cas d'un système multi-utilisateurs. Le bruit thermique (bruit interne) vient de l'agitation thermique des électrons des dispositifs électroniques, dont la puissance est proportionnelle à la température. Le bruit considéré ici est modélisé par un processus aléatoire gaussien à moyenne nulle, stationnaire, indépendant du signal émis avec une densité spectrale de puissance mono latérale N_0 . Une autre source de bruit particulière est le bruit de quantification qui apparaît au niveau de l'opération d'échantillonnage-quantification du fait de la transformation du signal analogique en un signal numérique. Le récepteur a pour objectif de reconstituer au mieux, le message émis à partir du signal reçu. Il comprend des circuits d'amplification, de changement de fréquence et de démodulation.

Le démodulateur extrait l'information de la porteuse et restitue le signal en bande de base. Chaque échantillon est converti en données binaires à partir d'un circuit de décision. Le décodeur de canal exploite la redondance introduite par le codeur de canal pour détecter et puis corriger (si possible) les erreurs de transmission. Le décodeur de source reçoit une séquence de données provenant du décodeur de canal. En connaissant le traitement réalisé par le codeur de source, il reconstitue le message original. En présence possible d'erreurs en sortie du décodeur de canal, le message décodé n'est pas exactement identique au message délivré par la source.

I.2.1. Propagation des ondes

I.2.1.1. Propagation en espace libre

Selon l'environnement de propagation, les influences du canal diffèrent. Le modèle d'espace libre permet d'avoir une première approche. L'espace libre peut être modélisé comme l'illustre la Figure I.2. Dans le cas d'une liaison en vue directe, connue aussi sous le terme LOS (Line Of Sight) entre l'émetteur et le récepteur, une ellipse appelée zone de Fresnel permet de cerner la validité du modèle espace libre dans un canal réel. Effectivement, si cette zone n'est pas dégagée, le modèle n'est plus valable.

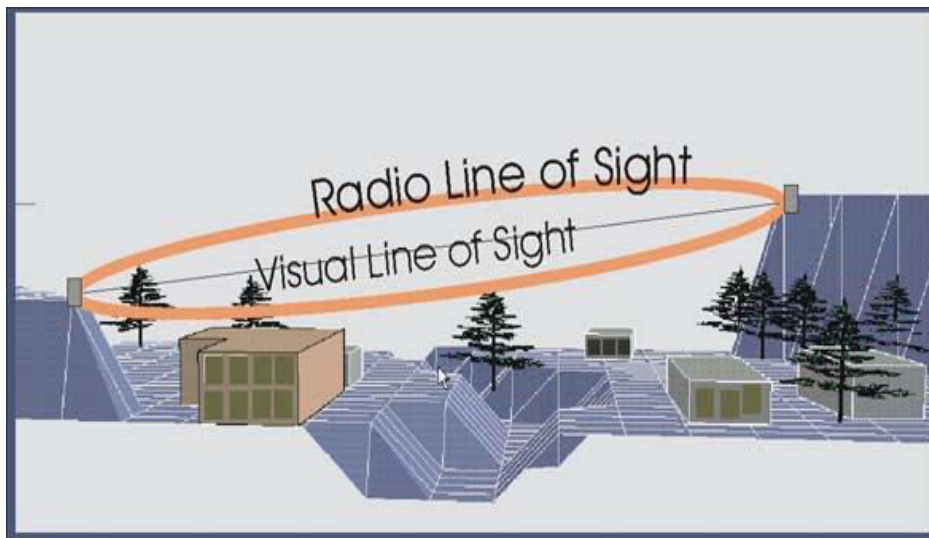


Figure I.2 : Ellipse de Fresnel.

En espace libre, l'onde se propage depuis l'émetteur jusqu'à ce qu'une partie de la puissance transmise P_e excite l'antenne réceptrice. Cette puissance reçue P_r s'exprime en fonction du gain des deux antennes G_e et G_r , de la distance de propagation d et de la longueur

d'onde λ comme suit :

$$P_r = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1.1)$$

C'est une puissance de réception maximale. Cette valeur ne prend pas en compte la dépolarisation, la désadaptation et les variations spatiales du gain des antennes.

On en déduit l'affaiblissement de la liaison :

$$L = P_r/P_e = G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1.2)$$

En considérant des antennes omnidirectionnelles ($G_e = G_r = 1$), on en déduit de l'équation précédente que les pertes de propagation, à fréquence constante, sont inversement proportionnelles à d^2 [03].

I.2.1.2. Propagation hors espace libre .

Les situations les plus courantes de propagation des systèmes de radiocommunication sont loin d'être en espace libre. Les obstacles de différentes formes géométriques et de diverses caractéristiques physiques perturbent la propagation. Ces perturbations se traduisent par des fluctuations de la puissance du signal reçu en fonction de la distance.

Les pertes en fonction de la distance et les effets de masquage sont les phénomènes à l'origine de ces variations [03]. La décroissance en $\frac{1}{d}$ est la principale perte de puissance. La densité de puissance se réduit au fur à mesure que l'onde s'éloigne de sa source jusqu'à atteindre l'antenne réceptrice. L'influence des obstacles rencontrés par l'onde varie selon leurs configurations.

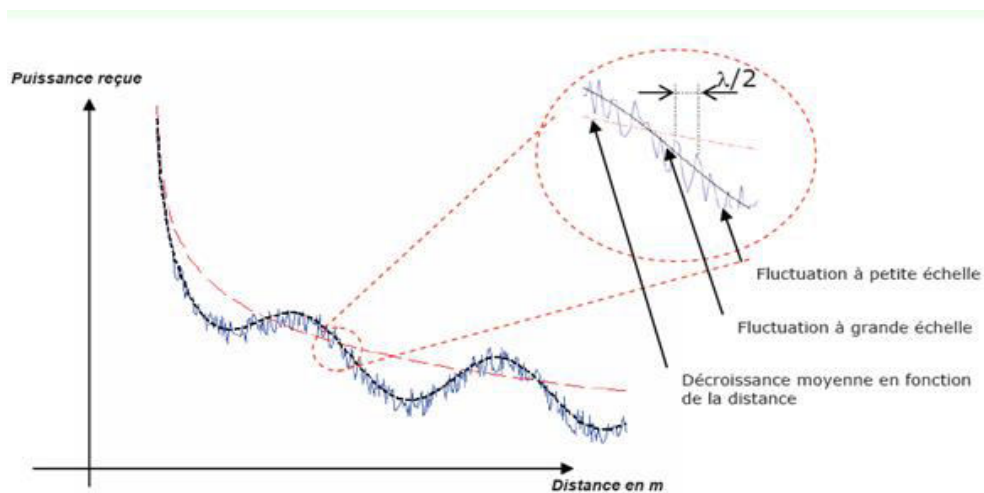


Figure 1.3 : Puissance reçue en fonction de la distance.

En plus de la décroissance de la densité de puissance en fonction de la distance, entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception, le signal subit deux types de pertes : pertes à petite et grande échelle.

Ces obstacles naturels (sol, arbres, bâtiments, etc.) se trouvent sur le trajet de l'onde. Il en résulte une multitude de trajets et donc, une multitude d'ondes retardées, atténuées et déphasées au niveau du récepteur.

I.2.1.3. Phénomènes de base en propagation

Les obstacles rencontrés par le signal lors de son trajet de l'antenne d'émission à l'antenne de réception agissent différemment sur le signal. En effet, différents phénomènes apparaissent selon la taille vis à vis de la longueur d'onde λ , de la nature et de la forme de ces obstacles. La réflexion, la diffraction et la diffusion sont les trois principaux mécanismes qui perturbent le signal.

a. La réflexion:

L'onde électromagnétique rencontre un obstacle dont les dimensions sont grandes comparées à la longueur d'onde. Une partie de l'énergie de l'onde est réfléchiée par l'obstacle avec un angle égal à celui d'arrivée. L'autre partie de l'énergie est absorbée par l'obstacle suivant le phénomène de réfraction.

b. La diffraction :

L'onde électromagnétique rencontre un obstacle présentant des dimensions de l'ordre de la longueur d'onde ou présentant des arêtes vives. D'après le principe de HUYGHENS chaque point de l'arrête par exemple, se comporte comme une source secondaire qui rayonne à nouveau l'onde dans toutes les directions.

c. La diffusion :

Lorsque l'onde électromagnétique rencontre sur son trajet un grand nombre d'objets dont la taille est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde ou plus petite, son énergie est dispersée dans toutes les directions.

I.2.2. Canaux de transmission [04]**I.2.2.1. Canal binaire symétrique :**

Le canal binaire symétrique (CBS) est un canal discret dont les alphabets d'entrée et de sortie sont finis et égaux. On considère dans ce cas que le canal comprend tous les éléments de la chaîne compris entre le codeur de canal et le décodeur correspondant (Figure I.4).

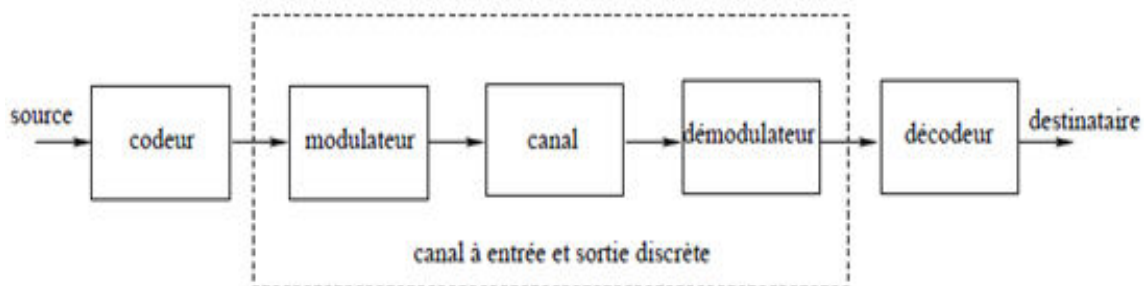


Figure I.4 : Description d'un canal binaire symétrique.

On note respectivement a_k et y_k les éléments à l'entrée et à la sortie du CBS. Si le bruit et autres perturbations causent des erreurs statistiquement indépendantes dans la séquence binaire transmise avec une probabilité p .

$$Pr(y_k = 0 ; a_k = 1) = Pr(y_k = 1 ; a_k = 0) = p$$

$$Pr(y_k = 1 ; a_k = 1) = Pr(y_k = 0 ; a_k = 0) = 1 - p \quad (1.3)$$

Le fonctionnement du CBS est résumé sous forme de diagramme sur la Figure I.5. Chaque élément binaire à la sortie du canal ne dépendant que de l'élément binaire entrant correspondant, le canal est appelé sans mémoire.

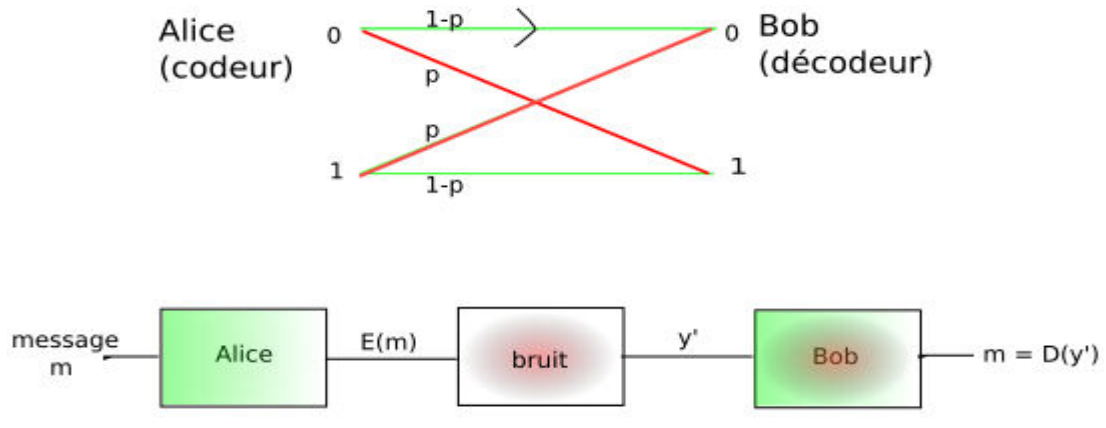


Figure I.5 : Diagramme de canal binaire symétrique.

I.2.2.2. Canal à bruit additif blanc gaussien :

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé pour la simulation de transmissions numériques, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser, est le canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG). Ce bruit modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne).

Ce modèle est toutefois plutôt associé à une transmission filaire, puisqu'il représente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur au récepteur. Le signal reçu s'écrit alors :

$$r(t) = s(t) + v(t) \quad (1.4)$$

Où $v(t)$ représente le BBAG, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance σ^2 et de densité spectrale de puissance bilatérale $\Phi_{vv} = \frac{N}{2}$.

La densité de probabilité conditionnelle de r est donnée par l'expression :

$$P(r/s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma v}} e^{-\frac{(r-s)^2}{2\sigma v^2}} \quad (1.5)$$

I.2.2.3. Canal à évanouissements :

Les communications radio ont souvent besoin d'un modèle plus élaboré prenant en compte les différences de propagation du milieu, appelées encore atténuations ou évanouissements, qui affectent la puissance du signal. Cette atténuation du signal est principalement due à un environnement de propagation riche en échos et donc caractérisé par de nombreux multi-trajets, mais aussi au mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur entraînant des variations temporelles du canal.

Le phénomène de multi-trajets s'observe lorsque l'onde électromagnétique portant le signal modulé se propage par plusieurs chemins de l'émetteur au récepteur. Les transmissions intra-muros, avec toutes les perturbations liées aux parois du bâtiment, et les communications radio-mobiles, dont les multi-trajets sont causés par les montagnes, immeubles et autres voitures, sont les exemples les plus courants d'environnements propices aux multi-trajets (Figure I.6). En ce qui concerne les variations temporelles du canal, on peut distinguer deux classes, l'étalement temporel et l'effet Doppler, pouvant par ailleurs constituer une base pour la classification des canaux à évanouissements.

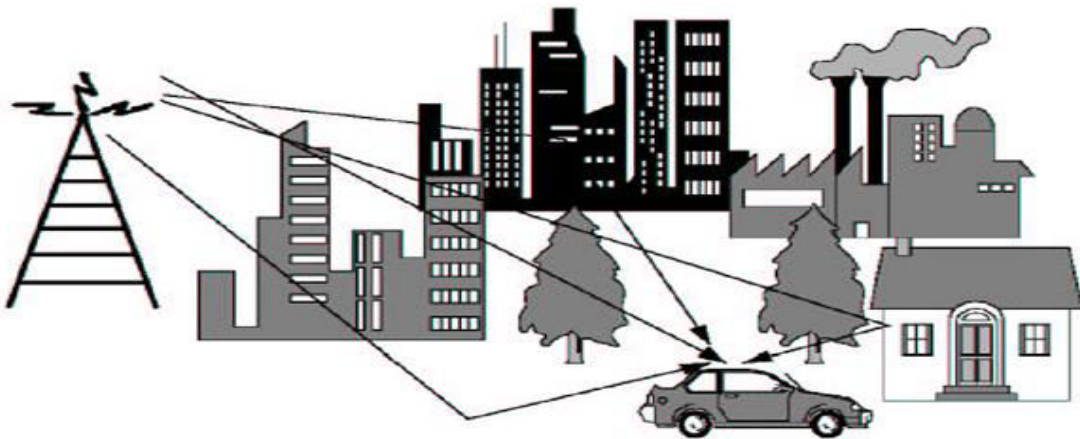


Figure I.6 : Exemple de canal radio-mobile soumis au multi-trajet.

I.2.3. Dispersion dans les canaux [04]

La configuration spatiale du récepteur et de l'émetteur engendre des dispersions temporelles et fréquentielles. Ces dispersions sont déterminantes pour le canal de propagation. Elles définissent des paramètres d'exploitation du canal tel que la bande et le temps de cohérence. Ces paramètres sont essentiels au dimensionnement d'un système de radiocommunication.

I.2.3.1. Dispersion temporelles

La caractérisation impulsionnelle du canal consiste à observer en réception l'arrivée de l'impulsion émise. En présence de multi trajet, après l'arrivée de la réponse du trajet le plus court, arrivent les réponses des échos. Le temps écoulé entre l'impulsion reçue du premier trajet et celui du dernier écho est l'étalement des retards maximal noté τ_{max} . Ainsi, l'étude statistique de la variable aléatoire $\tau \in [0; \tau_{max}]$ déterminera la dispersion moyenne des retards, notée σ_τ .

Cette dispersion temporelle des retards se caractérise dans le domaine fréquentiel par une corrélation sur une bande de fréquence. La bande de cohérence B_c permet de quantifier le degré de corrélation entre deux fréquences distinctes.

Ainsi, si l'écart fréquentiel entre deux signaux émis est supérieur à la bande de cohérence, alors les signaux reçus seront considérés comme décorélés.

La dispersion des retards et la bande de cohérence sont inversement proportionnelles. En effet, une dispersion élevée des retards provoque une bande de cohérence faible. De nombreuses relations empiriques dépendantes du type du canal, permettent alors d'exprimer B_c en fonction de σ_τ . Voici quelques expressions empiriques :

$$BC \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad \text{pour } \rho_f = 0.5$$

$$BC \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad \text{pour } \rho_f = 0.9$$

Où ρ_f est le coefficient de corrélation

I.2.3.2. Dispersion fréquentielles

Les dispersions fréquentielles sont liées au mouvement de l'émetteur et/ou du récepteur. Ces mouvements provoquent un décalage fréquentiel du spectre des signaux émis, appelé effet Doppler. Ce décalage dépend de la vitesse relative de déplacement. Ainsi pour un signal émis à la fréquence f_c le récepteur aura une fréquence de réception f_r qui sera la somme de la fréquence émise f_c et le décalage Doppler f_d : $f_r = f_c + f_d$ (1.6)

f_d est fonction de l'angle θ d'incidence de l'onde reçue et de la vitesse v de déplacement relatif entre l'émetteur et le récepteur :

$$f_d = \frac{vf_c}{c} \cos\theta \quad (1.7)$$

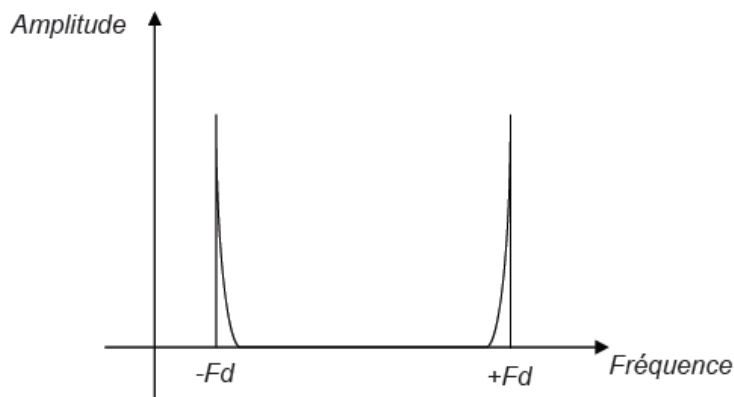
Où c désigne la célérité de la lumière. Selon cette expression, la bande fréquentielle sur laquelle évolue la fréquence de décalage Doppler appelée étalement Doppler ou bande Doppler est égale à :

$$B_d = 2f_{d_{max}} \quad \text{avec} \quad f_{d_{max}} = \frac{vf_c}{c} \quad (1.8)$$

Où $f_{d_{max}}$ désigne la fréquence Doppler maximale.

Le spectre Doppler représente la répartition de la puissance autour de la fréquence porteuse.

Lorsque les signaux sont reçus uniformément sur toutes les directions et que l'antenne de réception est omnidirectionnelle, le spectre Doppler obtenu a une forme de « U » dite de Jakes (Figure I.7).



7

Figure I.7 : Spectre Doppler par modèle de Jakes.

Le temps de cohérence t_c du canal et la fréquence Doppler maximale $f_{d_{max}}$ évoluent de manière inversement proportionnelle. Le temps de cohérence du canal représente l'évolution temporelle de celui-ci, il est lié aux dispersions fréquentielles. Il est alors possible d'exprimer T_c en fonction de $f_{d_{max}}$.

Temps de cohérence T_c : temps pendant lequel le canal est constant.

$$T_c = \frac{9}{16\pi f_{d_{max}}} \quad (1.9)$$

Ces dernières notions de bande et de temps de cohérence permettent de dégager certaines contraintes de développement pour les systèmes de radiocommunications vis-à-vis d'un canal de propagation donné.

I.2.4. Diversité et Sélectivité

I.2.4.1. Sélectivité d'un canal de communication

La notion de sélectivité du canal est définie à partir du rapport entre la bande occupée par le signal et la bande de cohérence, et du rapport entre la durée d'un symbole et le temps de cohérence[05]. Quatre cas de figures peuvent avoir lieu :

a. Canal sélectif en fréquence

On désigne par canal sélectif en fréquences, un canal avec évanouissements à haut niveau de corrélation dû à des fréquences rapprochées et sans corrélation pour les fréquences bien espacées. Implicitement, ce type de canal est non sélectif en temps.

Nous parlons d'un canal sélectif en fréquence si la largeur de bande B_s du signal à transmettre est plus grande que la bande de cohérence du canal B_c , dans ce cas la réponse impulsionnelle du canal change d'une manière significative dans les limites de la bande du signal transmis et les composantes fréquentielles du signal transmis $s(t)$ séparées de la bande de cohérence subissent des atténuations différentes, en effet,

le récepteur distingue plusieurs trajets multiples. Une sélectivité en fréquence ne fait que traduire une diminution du rapport signal sur bruit.

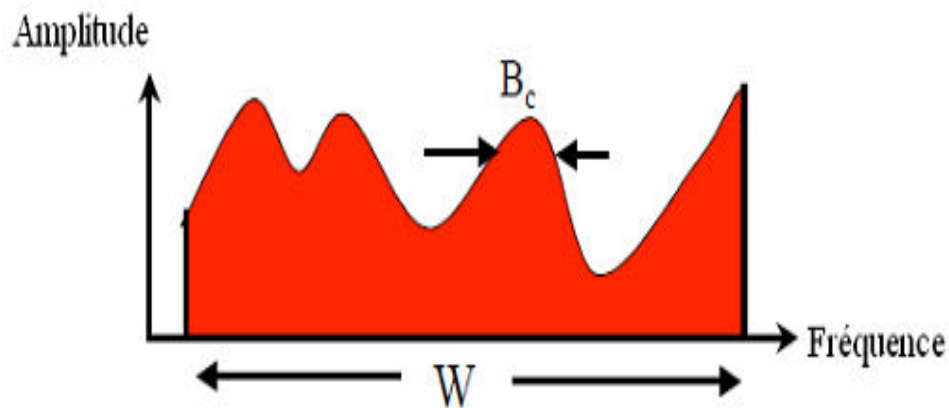


Figure I.8 : Un canal sélectif en fréquence.

b. Canal sélectif en temps

On désigne par canal sélectif en temps, un canal avec évanouissements à haute corrélation due à des temps rapprochés et sans corrélation avec espace temporel suffisant.

Ce type d'évanouissement causera des interférences entre les symboles envoyés et ainsi, une dégradation de la probabilité d'erreur. Nous parlons d'un canal sélectif en temps si la durée T_s de transmission d'un symbole est plus grande que T_c .

c. Canal sélectif en temps et en fréquence

On déduit logiquement par les deux sous-sections précédentes que ce cas correspond à une corrélation en fonction du niveau d'espacement en temps et fréquence. Ainsi, ce type de canal est doublement dispersif. Par contre, la sélectivité en temps et en fréquence est exclusive.

d. Canal non sélectif

Ce type de canal, bien plus simple et commun, ne démontre aucune sélectivité, que ce soit en temps ou en fréquence. Nous parlons d'un canal non sélectif, si la bande du signal B_s est très petite par rapport à la bande cohérente B_c . Autrement dit, le temps symbole T_s est largement inférieur au temps de cohérence ($T_s \ll T_c$)(Figure I.9).

Le canal peut être considéré comme constant pendant la transmission, le récepteur est capable de distinguer un seul trajet de propagation. Toutes les composantes spectrales du signal émis sont affectées de la même façon par le canal.

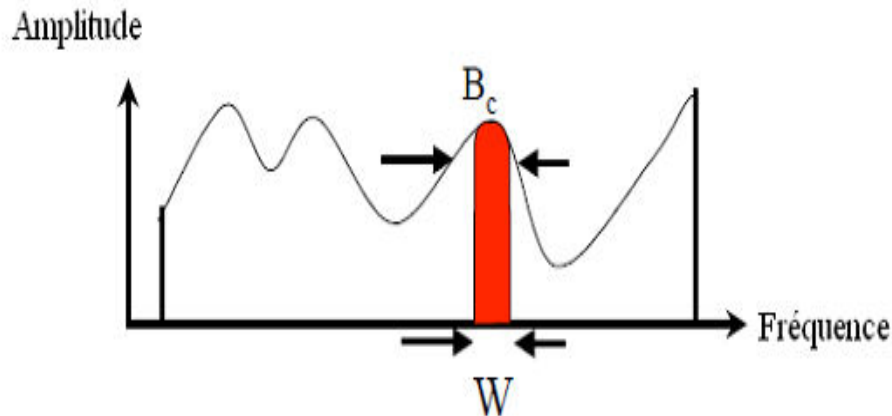


Figure I.9 : Comparaison montrant un canal non sélectif.

La figure suivante résume les différents types de sélectivité du canal présenté précédemment.

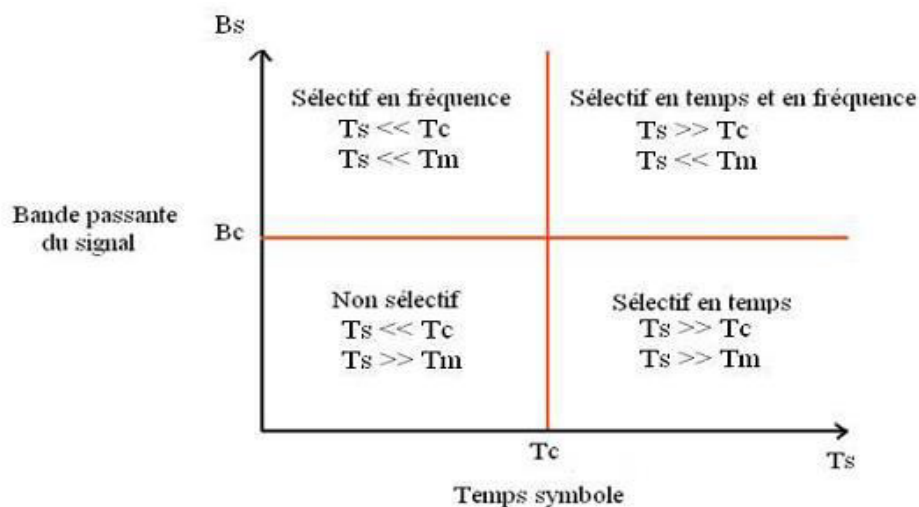


Figure I.10 : Tableau récapitulatif des différentes sélectivités.

I.2.4.2. Notion de diversité

La diversité [06] est une technique utilisée dans les systèmes de transmission pour combattre l'évanouissement à petite échelle causé par les trajets multiples. Son principe est de transmettre plusieurs répliques de la même information sur plusieurs liaisons avec des puissances comparables, 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 fortes atténuations 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 radio.

I.2.4.3. Type de diversité

a. Diversité temporelle

La diversité temporelle est utilisée pour combattre les évanouissements sélectifs en temps et consiste à émettre plusieurs répliques du signal (ou des versions redondantes) dans des intervalles temporels séparés d'au moins le temps de cohérence du canal T_c (Figure I.11). 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.

L'implémentation de la diversité temporelle n'est pas très populaire, actuellement utilisée seulement dans les systèmes de pagination. Leur principal avantage est qu'aucun matériel additionnel n'est nécessaire et le principal désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité et la diminution de débit utile.

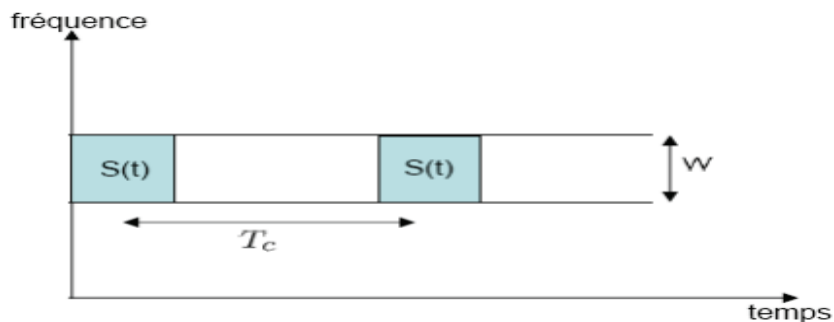


Figure I.11 : Transmission sur plusieurs intervalles temporels.

b. Diversité fréquentielle

Est efficace lorsque l'évanouissement du canal est sélectif en fréquence et revient à émettre le même signal sur plusieurs fréquences porteuses dont l'écartement fréquentiel est d'au moins la bande cohérence du canal B_c .

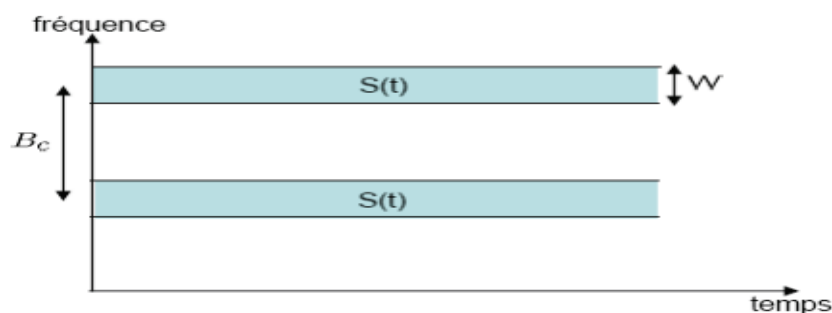


Figure I.12 : Transmission sur plusieurs intervalles fréquentielles.

c. Diversité de polarisation

La diversité de polarisation se produit lorsque le même signal est émis et reçu simultanément sur des ondes polarisées orthogonalement et dont les caractéristiques de propagation sont indépendantes.

d. Diversité spatiale ou diversité d'antenne

Elle consiste à émettre ou recevoir l'information par plusieurs antennes, séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence, qui correspond à la séparation minimale des antennes garantissant des évanouissements indépendants et dépend donc de l'angle de départ et/ou d'arrivée des multi-trajets.

Cette distance de cohérence peut varier très largement selon le type et l'emplacement de l'antenne considérée.

I.3. Systèmes MIMO :

Le nombre des systèmes de communications sans fil étant de plus en plus important et les bandes de fréquence étant restreintes, de nouvelles solutions sont étudiées afin de proposer un maximum de débit aux utilisateurs sans accroître la largeur de bande utilisée.

Une solution pour dégager de nouvelles bandes est d'augmenter continuellement la fréquence des systèmes (2.4GHz pour le WiFi, 5.2GHz pour l'HIPERLAN et jusqu'à 66GHz pour le WiMax), mais celle-ci n'est pas sans poser problème au niveau de la conception matérielle (filtres, antennes, etc...).

Une solution permettant d'accroître le débit et/ou la robustesse des systèmes, et cela, en gardant la même bande de fréquence que le système original est d'intégrer la dimension spatiale. En effet, en augmentant le nombre d'antennes à l'émission et à la réception, l'aspect spatial dû au positionnement apporte une richesse d'information supplémentaire.

Encore, Les systèmes multi-antennes à l'émission et à la réception (Multi input multi output MIMO en anglais) permettent théoriquement d'accroître la capacité des liens de communications sans fil par rapport aux systèmes composés d'une seule antenne à l'émission et à la réception (Single input Single output SISO en anglais).

En faisant l'hypothèse que les trajets entre chaque antenne d'émission et de réception sont indépendants, Foshini [07] et Telatar [08] ont démontré que la capacité théorique du canal MIMO avec n_t antennes à l'émission et n_r antennes à la réception croît linéairement avec $\min(n_t, n_r)$.

Les systèmes MIMO sont l'un des principaux axes de développement pour augmenter les débits des communications sans fil et bien que les premiers travaux publiés sur ce sujet ne datent que de quelques années, 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} et 4^{ème} générations.

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.

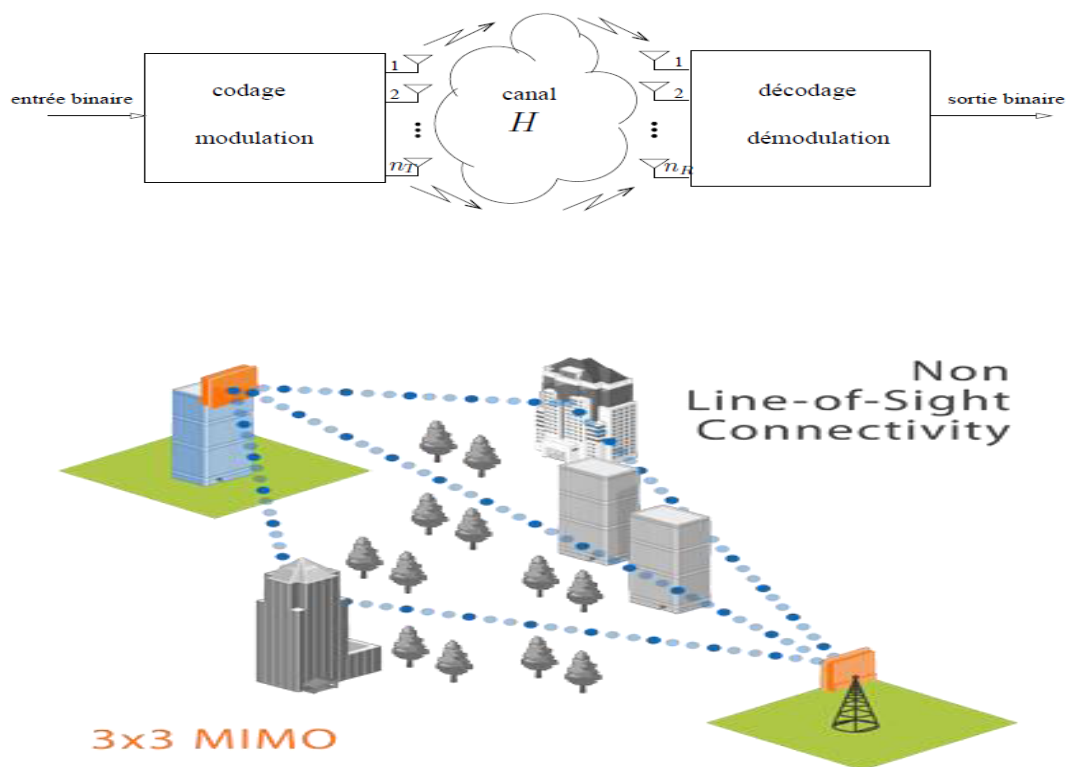


Figure I.13 : Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO.

I.3.1. Principe de la technique MIMO

Dans les systèmes de communications traditionnels, il n'existe qu'une antenne à l'émission et une antenne à la réception (SISO). Or, les futurs services de communications mobiles sans fils demandent plus de transmissions de données (augmentation de la capacité de transmission). Ainsi pour augmenter la capacité des systèmes SISO et satisfaire ces demandes, les bandes passantes de ces systèmes et les puissances à transmettre ont été largement augmentées.

Mais les récents développements ont montré que l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception (système MIMO) permettait d'augmenter le débit de transmission des données et cela sans augmenter ni la bande passante de l'antenne réceptrice du système SISO, ni la puissance du signal à l'émission.

Un système MIMO tire profit de l'environnement multi-trajets en utilisant les différents canaux de propagation créés par réflexion et/ou par diffraction des ondes pour augmenter la capacité de transmission. D'où l'intérêt aussi d'obtenir des signaux indépendants sur les antennes.

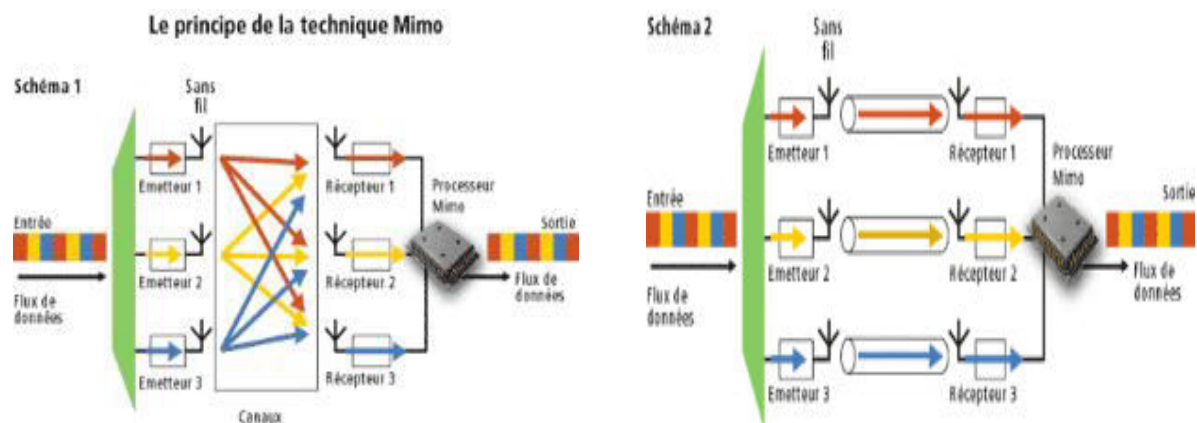


Figure I.14 : Principe du MIMO.

On distingue principalement deux types d'architectures de systèmes multi antennes développées pour atteindre l'objectif de l'augmentation de l'efficacité spectrale de la transmission.

- ④ L'architecture originale, connue sous le nom de *BLAST* visait à augmenter principalement la capacité des systèmes et a naturellement pris le nom de système spatio-temporel par couches, puisque la chaîne de symboles est directement démultiplexée sur les antennes émettrices.
- ④ Afin d'améliorer la qualité de la transmission, TAROKH [09] puis ALAMOUTI [10] ont conçu des systèmes basés essentiellement sur la diversité, proposant un codage et un étiquetage conjoints. La redondance ainsi introduite permet alors de réduire considérablement le Taux Erreur Bit, sacrifiant une partie du gain en débit dû à la multiplicité d'antennes.

I.3.2. Modèle de système

L'idée de base des systèmes MIMO est très simple puisqu'il s'agit d'associer la diversité spatiale à l'émission à la diversité spatiale à la réception. Il s'agit en quelque sorte d'une extension des "antennes intelligentes". Utilisé dans les systèmes sans fil traditionnels, ce concept regroupe les techniques de traitement du signal qui exploitent la multiplicité d'antennes d'un seul côté de la liaison (souvent d'ailleurs au niveau de la station de base pour des raisons évidentes d'encombrement spatial).

La multiplicité autorise une communication plus sûre et permet d'éviter les désagréments inhérents aux conditions de propagation, tels les trajets multiples et les évanouissements.

Si les antennes sont multiples à l'émission, on parle de liaison MISO (Multiple-Input Single Output), et dans le cas inverse de liaison SIMO (Single Input Multiple-Output). La formation de faisceaux est une application particulière de ce type de système qui consiste à augmenter le rapport signal sur bruit (RSB) en regroupant l'énergie dans des directions privilégiées, évitant ainsi les évanouissements trop profonds et les interférences.

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

Les avantages des systèmes MIMO vont cependant bien au-delà de ceux des antennes intelligentes. Le fait de placer des antennes des deux côtés de la liaison crée une matrice de canal et donne la possibilité de transmettre de l'information par plusieurs modes spatiaux de cette matrice sur le même créneau spatiotemporel et sans puissance supplémentaire. Si cela peut paraître simple intuitivement, il aura tout de même fallu attendre les travaux rigoureux de Foschini [07] et Telatar [08] pour que des systèmes pratiques de ce type soient mis en œuvre.

Considérons un système MIMO avec n_R récepteurs et n_T émetteurs. On suppose que la bande de fréquence utilisée pour la transmission est assez étroite pour que le canal soit non sélectif en fréquence. Chaque trajet entre une antenne émettrice et une antenne réceptrice peut alors être caractérisé par un gain complexe h_{ij} représentant le coefficient d'évanouissement entre le $i^{\text{ème}}$ émetteur et le $j^{\text{ème}}$ récepteur (Figure I.15).

A la réception, chaque antenne reçoit la somme des symboles s_i transmis simultanément par chacune des n_T antennes émettrices. Le signal r_j reçu par la $j^{\text{ième}}$ antenne peut par conséquent s'écrire de manière discrète :

$$r_j = \sum_{i=1}^{n_T} h_{ji} s_i + v_j \quad (\text{I.10})$$

Où v_j représente un échantillon du bruit qui perturbe le signal, généralement considéré comme BBAG.

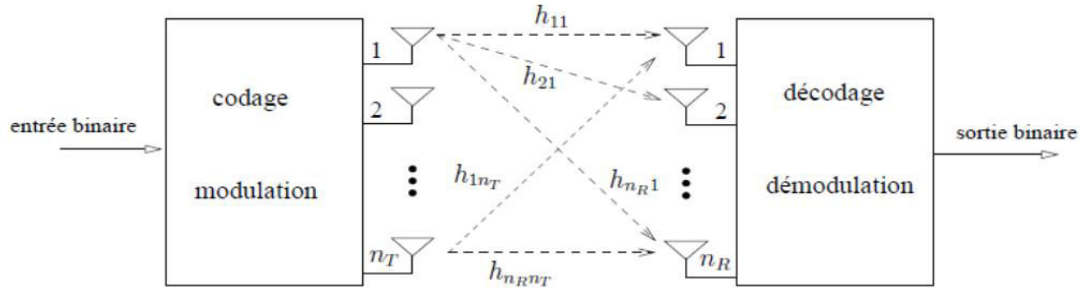


Figure I.15 : Représentation des différents trajets entre antennes émettrices et réceptrices.

Si l'on considère à présent l'ensemble des symboles reçus simultanément par les antennes, le système peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$r = Hs + v \quad (\text{I.11})$$

Où H est la matrice de canal de taille $n_R \times n_T$ définie par l'ensemble des trajets :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1n_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R 1} & \cdots & h_{n_R n_T} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

s : Est le vecteur émis de taille $n_T \times 1$ et v est le vecteur de bruit de taille $n_R \times 1$.

Dans la suite de ce chapitre, on suppose que les symboles sont indépendants et identiquement distribués et que le bruit et ces mêmes symboles sont parfaitement décorrélés. Si on note de plus R_v la matrice de corrélation du bruit, on peut écrire :

$$\varepsilon\{ss^*\} = I_{n_T} \varepsilon\{vv^*\} = R_v \varepsilon\{sv^*\} = 0 \quad (\text{I.13})$$

Dans la plupart de nos études, on suppose que le canal soit sans mémoire, i.e., pour chaque bloc de symboles émis la matrice H est tirée indépendamment et aléatoirement selon la loi qui s'adapte le mieux au type de transmission envisagé. Cela veut dire que la capacité du système peut être calculée comme le maximum d'information mutuelle.

La majorité des systèmes suppose par ailleurs une parfaite connaissance du canal (CSI) à la réception, tandis que la connaissance du canal à l'émission n'est envisagée que dans certaines architectures et sous certaines conditions. En pratique, le canal est estimé par le récepteur à chaque paquet transmis grâce à une séquence d'apprentissage.

D'un autre côté, les limites fondamentales des systèmes MIMO en terme de capacité sont approchées si les signaux transmis par les différentes antennes sont orthogonaux et si la répartition de l'énergie sur ces dernières est uniforme [11].

De ces études sont nées différentes architectures spatio-temporelles unitaires ou différentielles. Nous allons aborder d'une manière générale ces techniques de codage spatio-temporel dans le paragraphe suivant.

I.4. Codes spatio-temporel

Lors de l'implémentation des systèmes à antennes multiples, afin d'améliorer l'efficacité spectrale, plusieurs approches ont été définies. L'approche la plus classique, consiste à utiliser des antennes multiples à la réception et d'appliquer un combineur par ratio maximal (Maximum Ratio Combiner, MRC) aux signaux reçus.

Mais, cette approche présente l'inconvénient d'augmenter la complexité du récepteur.

Dans le cas où l'émetteur est muni de M antennes, nous devons définir quel est le traitement mapping nécessaire à appliquer aux signaux avant de les émettre.

Ce traitement supplémentaire de part et d'autre du canal radio, mappeur/demappeur, est spécifique aux systèmes MISO et plus généralement MIMO en comparaison au système SISO comme le montre la figure suivante, est appelé codage spatio-temporel ou codage espace-temps(CST).

En conclusion, ces codes 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.

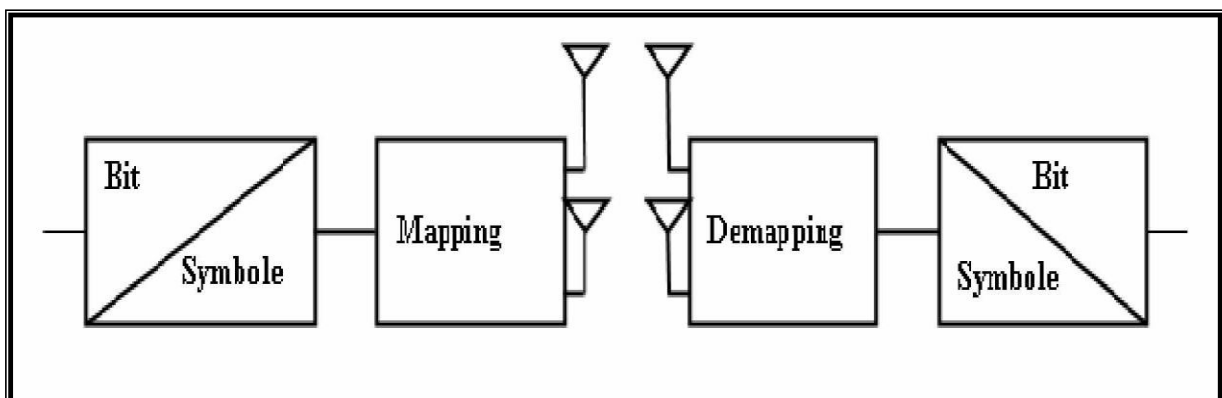


Figure I.16 : Introduction du mappeur/demappeur spatio-temporel à l'émission/réception.

I.4.1. Architecture générale d'un système de codage spatio-temporel :

L'architecture générale du codage spatio-temporel (CST) est représentée sur la figure III.4. Le codage ajoute de la redondance aux données binaires émises afin d'augmenter la diversité spatiale et éviter les évanouissements propre au canal radio-mobilité.

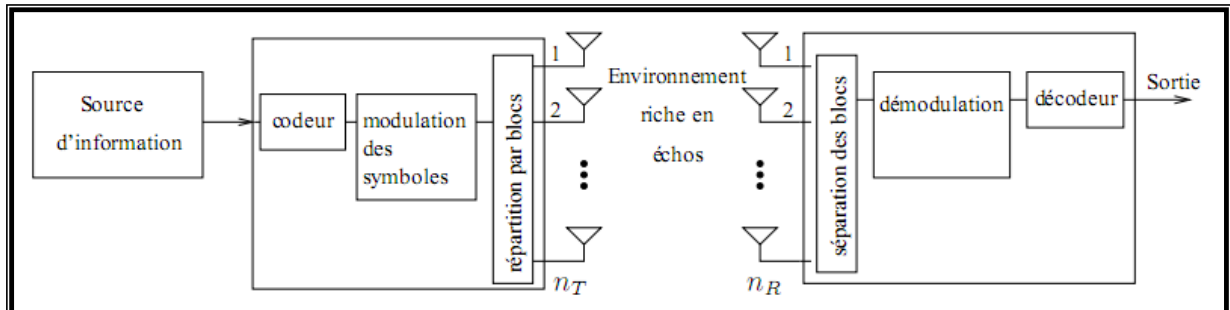


Figure I.17 : Schéma du codage spatio-temporel.

I.4.2. Différents types de codes :

Le codage spatio-temporel est une technique de diversité de transmission, elle s'applique aux systèmes MISO et SIMO. Cette technique s'avère être bien adaptée aux systèmes dans lesquels le récepteur est muni d'une seule antenne à cause d'une contrainte de coût et/ou d'espace, par exemple nous citons le cas des réseaux cellulaires où les terminaux mobiles sont munis d'une seule antenne et où il est possible de munir la station de base de deux antennes ou plus.

Les codes espace- temps permettent d'introduire de la corrélation spatiale et temporelle entre les signaux émis d'une manière intelligente, afin qu'à la réception le signal reçu soit bien décodé. Une multitude de techniques de codage ont vu le jour dans le but d'une meilleure utilisation de la diversité de transmission. Ces techniques de codages spatio-temporels peuvent être classées en deux catégories : les codes spatio-temporels en treillis (STT), les codes spatio-temporels en Bloc (STB).

I.4.2.1. Codage spatio-temporel en treillis

Proposés originellement par Tarokh *et al.* Des laboratoires de recherche AT&T [12], ils combinent le codage de canal avec la modulation sur les antennes émettrices, et peuvent être considérés comme une extension des codes en treillis classiques au cas des antennes multiples à l'émission et à la réception. Si le code est bien construit, on peut ajouter à l'avantage évident de diversité un gain de codage loin d'être négligeable.

Le CSTT crée des relations entre les signaux à la fois dans l'espace (plusieurs antennes émettrices) et dans le temps (symboles consécutifs). Le codeur est composé de n_T polynômes générateurs qui déterminent les symboles émis simultanément.

La Figure I.18 propose le diagramme de treillis d'un CSTT à 4 états utilisant une modulation simple MDP-4, avec un nombre d'antennes émettrices $n_T = 2$.

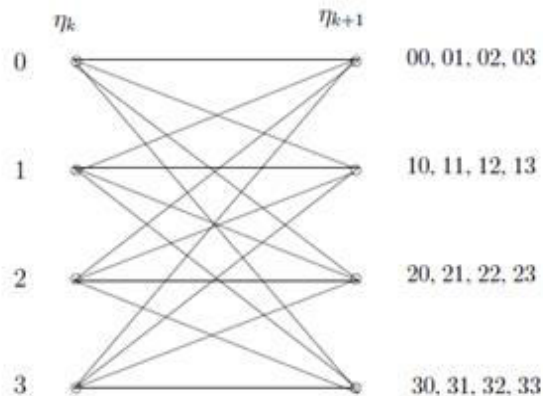


Figure I.18 : Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant $n_T = 2$ émetteurs et une modulation MDP-4.

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

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

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

- Ces symboles sont alors mis en forme par la MDP-4 avant l'émission par leur antenne respective.

Il est intéressant de noter les similitudes et les différences entre les modulations codées à treillis multiple (MCTM) et les CSTT. Dans les CSTT, les symboles associés à une branche du treillis sont répartis dans l'espace (les antennes), alors qu'ils sont répartis dans le temps pour les MCTM.

En considérant le même alphabet, l'efficacité spectrale des CSTT est donc n_T fois plus grande que celle des MCTM. De plus, contrairement aux MCTM qui nécessitent un entrelaceur pour créer un canal sans mémoire, les symboles transmis par les STTC sont naturellement décorrélés (ou très légèrement corrélés) grâce à la séparation physique des antennes.

La réception est basée sur l'estimation des coefficients d'évanouissement du canal et un algorithme de décodage. Etant donnée la structure des treillis, la complexité de décodage augmente toutefois très rapidement.

I.4.2.2. Codes spatio-temporels par blocs

Espérant réduire la complexité exponentielle du décodeur dévolu aux CSTT, Alamouti a proposé un schéma simple de diversité d'émission, étendu par la suite par Tarokh pour former une nouvelle classe de codes spatio-temporels : les codes spatio-temporels en blocs (CSTB), possédant le même avantage de diversité que les techniques de combinaisons des répliques à gain maximal. 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.

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, le tout sans aucune connaissance du canal à l'émission. La structure de codage proposée peut être représentée matriciellement sous la forme suivante [13] :

$$C = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} s_0 & -s_1^* \\ s_1 & s_0^* \end{pmatrix} \quad (\text{I.14})$$

L'objectif de ce schéma de codage est la diversité pure, et il n'est pas question ici d'augmentation du débit de données. Les lignes de la matrice C représentent les antennes alors que les colonnes sont les poids attribués à chaque période symbole.

Comme le bloc de symboles formé par s_0 et s_1 est codé à la fois dans l'espace et dans le temps, le schéma a tout naturellement pris le nom de code spatio-temporel par blocs.

Des études récentes visant à étendre ce travail à plus de 2 antennes émettrices ont montré qu'il est impossible dans ce cas d'obtenir un code parfaitement orthogonal sauf pour des modulations à valeurs strictement réelles, telles les modulations à impulsion d'amplitude (MIA). De nombreux "codes algébriques" ont toutefois vu le jour, les uns sacrifiant le débit pour préserver une structure simple à décoder, les autres augmentant le débit au prix de l'orthogonalité des codes.

Le récepteur est lui composé d'une estimation de canal et d'une détection des symboles. Le temps de cohérence du canal est supposé plus grand que la longueur d'un bloc. Le décodeur CSTB, malgré une structure formidablement simple, est donc capable du même gain de diversité que les combinaisons des répliques à gain maximal. Il faut noter qu'il n'y a aucune mémoire entre les blocs consécutifs et que la longueur typique d'un bloc est très courte, ce qui restreint fortement le gain de codage que l'on peut espérer.

Cependant, grâce à la faible complexité du décodeur, une association avec un code correcteur d'erreur est tout à fait envisageable. Les turbo-codes semblent représenter le codage correcteur le plus performant à l'heure actuelle et leur utilisation est déjà préconisée dans de nombreuses normes de télécommunications (UMTS, DVB-RCS...); leur insertion dans une chaîne MIMO est donc tout naturellement étudiée dans.

Si le récepteur n'a aucune information sur le canal, les systèmes utilisent des codes non-cohérents. Ces codes ont été améliorés par des techniques itératives et de concaténation avec des codes convolutifs traditionnels ou encore par l'usage de la transformée de Cayley.

L'objectif de notre travail étant d'augmenter le débit et la capacité des systèmes de communications plus que l'ordre de diversité, les codes spatio-temporels ne représentent pas la solution la plus adaptée. Les systèmes basés sur le multiplexage spatial en revanche, comme le système V-BLAST proposé par les laboratoires Bell permet d'augmenter significativement le débit comme nous allons le voir dans le paragraphe suivant.

I.5. Système MIMO à base de multiplexage spatial

Contrairement aux codes spatio-temporels, dont l'efficacité spectrale est limitée par le codeur utilisé, la capacité des systèmes spatio-temporels par couches (LST pour Layered Space-Time), formées par un multiplexage initial (Figure I.19), croît linéairement avec le nombre d'antennes émettrices, et le TEB décroît exponentiellement si l'on utilise un détecteur optimal (MV).

L'avenir des communications numériques réside sans doute dans la capacité à envoyer simultanément des informations spécifiques pour différents types d'applications.

Les chaînes de symboles seront alors envoyées à différents sous-canaux dédiés avec un codage approprié, imposant aux systèmes de transmission une certaine souplesse. Ainsi, contrairement aux codes spatio-temporels, le nombre d'antennes, la technique de modulation, l'entrelaceur utilisé peuvent facilement s'ajuster dans des systèmes spatio-temporels par couches, dont les voies sont indépendantes.

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

Les chercheurs des laboratoires Bell ont ainsi proposé successivement plusieurs architectures dont ils ont démontré l'énorme potentiel. Le système le plus simple, qui ne fait appel à aucune technique de codage, est le V-BLAST. 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.

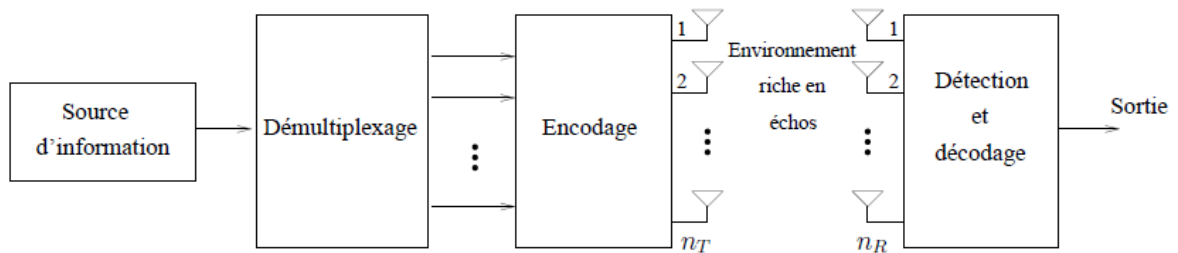


Figure I.19: Système de transmission spatio-temporel par couches.

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

$$(b_1 b_2 \dots b_k \dots) \rightarrow \begin{pmatrix} b_1 b_{n_T+1} & \dots \\ b_2 b_{n_T+2} & \dots \\ \vdots & \vdots \\ b_{n_T} b_{2n_T} & \dots \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} s_1^1 s_2^1 & \dots \\ s_1^2 s_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots \\ s_1^{n_T} s_2^{n_T} & \dots \end{pmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Les symboles qui se trouvent sur la ligne (ou couche) l de la matrice sont alors envoyés par la $l^{\text{ième}}$ antenne ($l = 1, \dots, n_T$).

Cette architecture verticale sans codage n'est pas la première version du prototype BLAST proposée par les laboratoires Bell, mais c'est celle qui a véritablement révolutionné le monde des systèmes multi-antennes par sa simplicité et son efficacité. C'est d'ailleurs celle que nous avons retenue pour la suite de nos études.

Les architectures BLAST initialement proposées comportent un système de codage à la suite du démultiplexeur.

Dans l'architecture horizontale H-BLAST, chaque couche ou sous-chaîne d'éléments binaires est codée individuellement, puis modulée et transmise par une des n_T antennes.

Si l'on note comme précédemment c_k^l les symboles codés transmis par la $l^{\text{ième}}$ antenne, on obtient le schéma suivant :

$$(b_1 b_2 \dots b_k \dots) \rightarrow \begin{pmatrix} b_1 b_{n_T+1} & \dots \\ b_2 b_{n_T+2} & \dots \\ \vdots & \vdots \\ b_{n_T} b_{2n_T} & \dots \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} c_1^1 c_2^1 & \dots \\ c_1^2 c_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots \\ c_1^{n_T} c_2^{n_T} & \dots \end{pmatrix} \quad (\text{I.16})$$

L'idée originale de Foschini résidait pourtant dans un codage diagonal, par lequel les symboles codés de chaque couche sont transmis successivement par chacune des n_T antennes. Dans cette architecture D-BLAST, les symboles codés occupent donc une diagonale de la matrice de transmission :

$$\begin{pmatrix} c_1^1 c_2^1 & \dots \\ c_1^2 c_2^2 & \dots \\ \vdots & \vdots \\ c_1^{n_T} c_2^{n_T} & \dots \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} c_1^1 c_1^2 & \dots & c_1^{n_T} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & c_2^1 c_2^2 & \dots & c_2^{n_T} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & c_{n_T}^1 c_{n_T}^2 & \dots & c_{n_T}^{n_T} \end{pmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Cette architecture, bien qu'elle ait le mérite de mieux résister aux perturbations que les autres, fut cependant momentanément abandonnée, du fait de son manque d'efficacité (une partie de la matrice est nulle et ralentit la transmission) et de sa complexité de décodage.

Beaucoup d'auteurs se sont inspirés de cette architecture par couches et ont proposé différents types de codage pouvant lui être associés.

En réception, le signal est une superposition des symboles transmis, bruités et atténués par les multi-trajets, compliquant la tâche des récepteurs traditionnels. La section suivante propose différents algorithmes permettant de restituer l'information [14].

I.6. Algorithmes de détection associés aux systèmes MIMO [15]

Il existe de nombreux algorithmes de réception envisageables pour récupérer les symboles lors d'une transmission multi-antennes. Les moins complexes sont les récepteurs linéaires basés sur le critère de forçage à zéro (ZF) ou la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQMM). L'algorithme de réception proposé pour le système V-BLAST original essaie d'éliminer successivement les interférences dues aux émetteurs autres que celui dont on estime les symboles.

Le détecteur optimal est basé sur le maximum de vraisemblance et se sert donc de toute l'observation dont il dispose pour récupérer l'information. Il existe enfin bon nombre d'algorithmes sous-optimaux basés sur le MV ou sur la distance euclidienne minimale.

I.6.1. Critère de forçage à zéro

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

$$\hat{s} = H^{-1}r \quad (\text{I.18})$$

Le récepteur ZF sépare ainsi parfaitement les symboles $(s_i)_{i=1\dots n_T}$ transmis dans le même canal. Lorsque H est mal conditionnée, le récepteur ZF donne des résultats corrects pour des RSB élevés, mais pour de faibles RSB le bruit perturbe fortement les performances. En pratique, si H n'est pas carrée (*i.e.* $n_T \neq n_R$) le récepteur multiplie r à gauche par la pseudo-inverse H^\dagger de la matrice de canal pour récupérer tous les symboles. Dans ce cas, le vecteur estimé s'écrit :

$$\hat{s} = H^\dagger r = (H^* H)^{-1} H^* r \quad (\text{I.19})$$

Si un codeur est employé, on peut employer la redondance temporelle et spatiale pour retrouver les données.

I.6.2. Récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM)

La contrepartie de la parfaite séparation des signaux est l'augmentation du bruit.

Le récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM) constitue une excellente alternative. Cet autre récepteur linéaire minimise l'erreur globale due au bruit et à l'interférence mutuelle des signaux transitant par le même canal.

L'erreur quadratique moyenne est donnée par :

$$\epsilon = \mathcal{E}\{(s - \hat{s})^* (s - \hat{s})\} \quad (\text{I.20})$$

Dans ce cas, on estime s grâce à la relation :

$$\hat{s} = \frac{\rho}{n_T} H^* \left(\sigma_v^2 I_{n_R} + \frac{\rho}{n_T} H H^* \right)^{-1} r \quad (\text{I.21})$$

Dans laquelle on suppose que $\mathcal{E}\{ss^*\} = \frac{\rho}{n_T} I_{n_T} \mathcal{E}\{vv^*\} = \sigma_v^2 I_{n_R}$. Le récepteur EQMM est moins sensible au bruit mais il sépare moins bien les signaux. Dans le cas d'un RSB élevé $\sigma_v^2 \simeq 0$ le récepteur EQMM converge vers le récepteur ZF.

I.6.3. Détecteur à annulation successive d'interférences (ASI) :

Les méthodes linéaires citées plus haut possèdent chacune un inconvénient majeur, alors que le critère de forçage à zéro sépare parfaitement les symboles au prix d'un niveau de bruit envahissant sur certaines voies, le critère qui fait appel à l'EQMM, s'il est moins touché par le phénomène d'augmentation du bruit, n'est en revanche pas capable d'enlever toute l'IES. Dans le système V-BLAST original développé par les laboratoires Bell, Foshini *et al.* Proposent une approche alternative très intéressante qui augmente les performances du récepteur au prix d'une complexité accrue.

Cet algorithme de détection utilise la non-linéarité et exploite ainsi la synchronisation inhérente au modèle.

Le principe, basé sur "l'annulation des symboles" est assez simple : la contribution des éléments de s déjà détectés est soustraite du vecteur reçu r , ce qui donne un vecteur reçu contenant moins d'interférences. En utilisant une telle méthode, l'ordre dans lequel les éléments de r sont détectés devient important pour améliorer les performances du système.

La procédure devient donc la suivante : on détermine l'entrée la plus fiable de H^\dagger et on estime le symbole émis par l'émetteur correspondant. La contribution de ce symbole est alors annulée, et on répète le procédé pour les $n_T - 1$ symboles restants, et ainsi de suite jusqu'à ce que tous les symboles soient estimés.

I.6.4. Récepteur à Maximum de Vraisemblance (MV)

Le récepteur qui apporte les meilleures performances en termes de taux d'erreur est le récepteur à maximum de vraisemblance. Cependant, ce récepteur possède aussi la plus grande complexité et celle-ci croît exponentiellement avec le nombre d'antennes émettrices. En supposant un bruit gaussien et un état de canal parfaitement connu côté récepteur, le récepteur MV donne les symboles estimés \hat{s} grâce à la formule :

$$\hat{s} = \underset{s}{\operatorname{argmin}} \|r - Hs\|^2 \quad (I.22)$$

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

I.7. Transmission multi-porteuse OFDM

I.7.1. Définition 1

Les techniques qu'on appelle multi porteuses, comme l'OFDM [16], consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps.

Le regain d'intérêt actuel réside dans l'amélioration apportée par l'augmentation de l'efficacité spectrale basée sur l'orthogonalisation des porteuses ce qui permet d'implémenter la modulation et la démodulation à l'aide de circuits performants de transformée de Fourier rapide.

Le principe est de transmettre des données numériques en parallèle modulées sur un grand nombre de porteuses à bas débit.

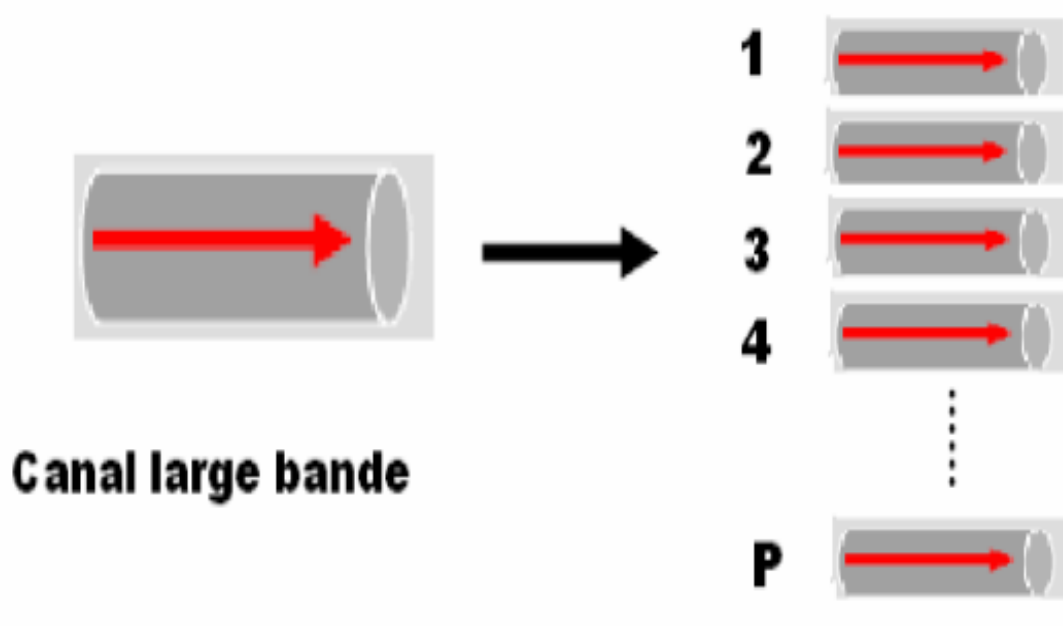


Figure I.20 : Principe de l'OFDM

I.7.2. Définition 2

Le principe de la transmission multi-porteuse OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est de convertir un flux de données série de haut débit en des sous-flux de données parallèles avec un débit faible, et chaque sous-flux module une sous-porteuse différente. Puisque le débit dans chaque sous-porteuse est faible par rapport au débit initial l'effet des interférences (ISI) diminue significativement ce qui va réduire la complexité d'égaliseur. Un exemple de modulation multi-porteuse avec un nombre de sous-porteuses $N_c = 4$ est décrit Dans la figure précédente.

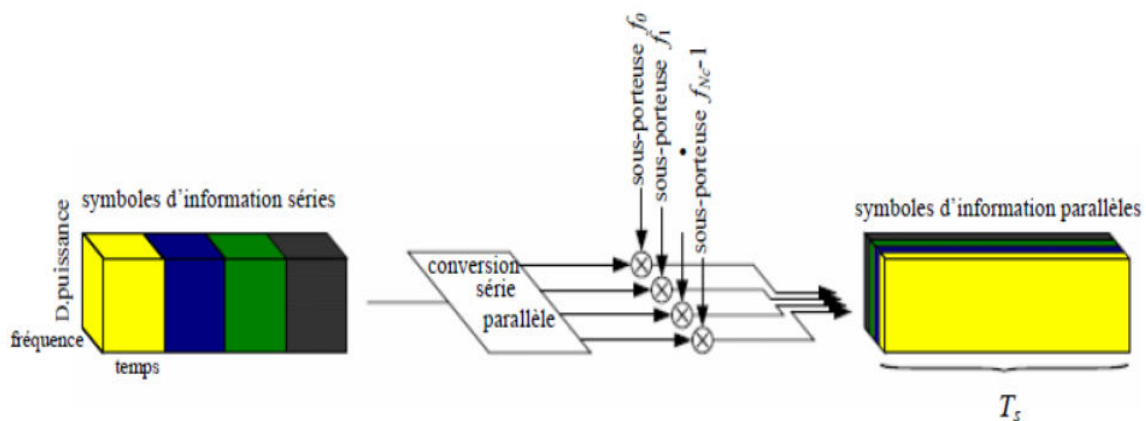


Figure I.21 : Modulation multi-porteuse avec $N_c=4$ sous-porteuse.

A noter que la représentation à trois dimensions temps/fréquence/densité de puissance, dans la Figure I.21 est utilisée pour illustrer les principes des systèmes multi-porteurs et les systèmes d'étalement de spectre par la suite.

Un but important de conception pour les systèmes de transmission multi-porteuses OFDM, est que le canal radio mobile peut être considéré comme invariant dans le temps durant un symbole OFDM et le fading comme plat (flat) par sous canal. Donc, la durée d'un symbole OFDM doit être plus petite que le temps de cohérence du canal t_c et la bande de fréquence entre les sous-porteuses inférieure à la bande de cohérence B_c du canal. Par vérification de ces conditions, la réalisation des récepteurs moins complexe est possible. Un système de communication qui utilise la modulation multi-porteuse, transmet N_c symboles source de valeurs complexes, s_n , $n = 0, \dots, N_c - 1$ en parallèle dans N_c sous-porteuses différentes.

Les symboles sources sont en générales obtenues après codage de source et de canal, entrelacement et opération de mapping. Après la conversion série-parallèle (voir figure II.3), la durée d'un symbole OFDM sera :

$$T_s = N_c T_d \quad (I.23)$$

Où : T_d est la durée d'un symbole d'information.

L'espacement entre les N_c sous-porteuses est donné par :

$$F_s = \frac{1}{T_s} \quad (I.24)$$

Les N_c symboles modulés sont transmis comme un symbole OFDM avec un enveloppe complexe donné par :

$$x(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi f_n t}, 0 \leq t \leq T_s \quad (I.25)$$

Où :

$$f_n = \frac{n}{T_s}, n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (I.26)$$

La densité spectrale de puissance pour un symbole OFDM avec 16 sous-porteuses en fonction de la fréquence normalisée fT_d est décrite par un trait continu dans la figure II.4 (à noter que cette courbe est décalée vers le centre des fréquences et que tous les symboles sont transmis avec la même puissance).

Le premier avantage dans l'utilisation de l'OFDM est que la modulation multi-porteuse peut être facilement implémentée dans le domaine discret en utilisant IDFT ou IFFT. L'IDFT qui a comme coefficients la séquence des symboles d'information, n'est rien d'autre que l'échantillonnage de l'enveloppe complexe $x(t)$ à la fréquence $\frac{1}{T_d}$. Elle est donnée par :

$$x_v = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi n v / N_c}, v = 0, \dots, N_c - 1 \quad (I.27)$$

Le diagramme en bloc d'un émetteur/récepteur OFDM est donné dans la figure I.24.

Quand le nombre de sous-porteuse augmente, la durée d'un symbole OFDM devient plus large par rapport au retard maximal du canal τ_{max} et par conséquent, les ISI diminuent significativement. Cependant pour éviter complètement les Interférences inter symboles (ISI) et les interférences inter canaux (ICI) on ajoute un intervalle de garde entre les symboles OFDM adjacents. Cet intervalle doit être d'une durée :

$$T_g \geq \tau_{max}.$$

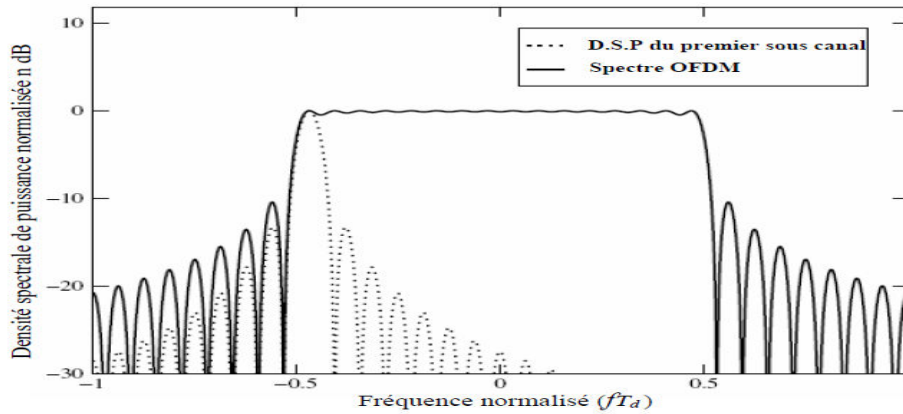


Figure I.22 Spectre OFDM avec 16 sous-porteuses.

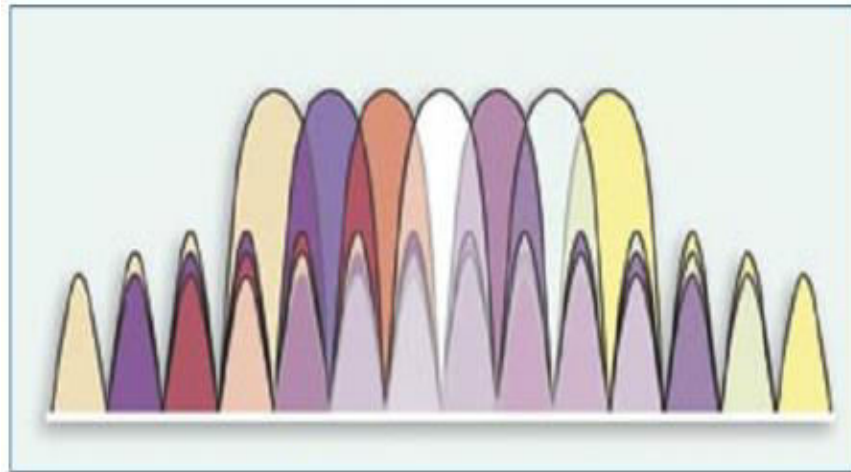


Figure I.23: Spectre d'un signal OFDM

La durée d'un OFDM symbole devient : $T'_s = T_s + T_g$

La longueur discrète de l'intervalle de garde est L_g . Donc à partir de la valeur de L_g doit vérifier :

$$L_g \geq \left\lceil \frac{\tau_{max} N_c}{T_s} \right\rceil \quad (I.28)$$

La séquence échantillonnée avec intervalle de garde devient :

$$x_v = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi n v / N_c}, v = -L_g, \dots, N_c - 1 \quad (I.29)$$

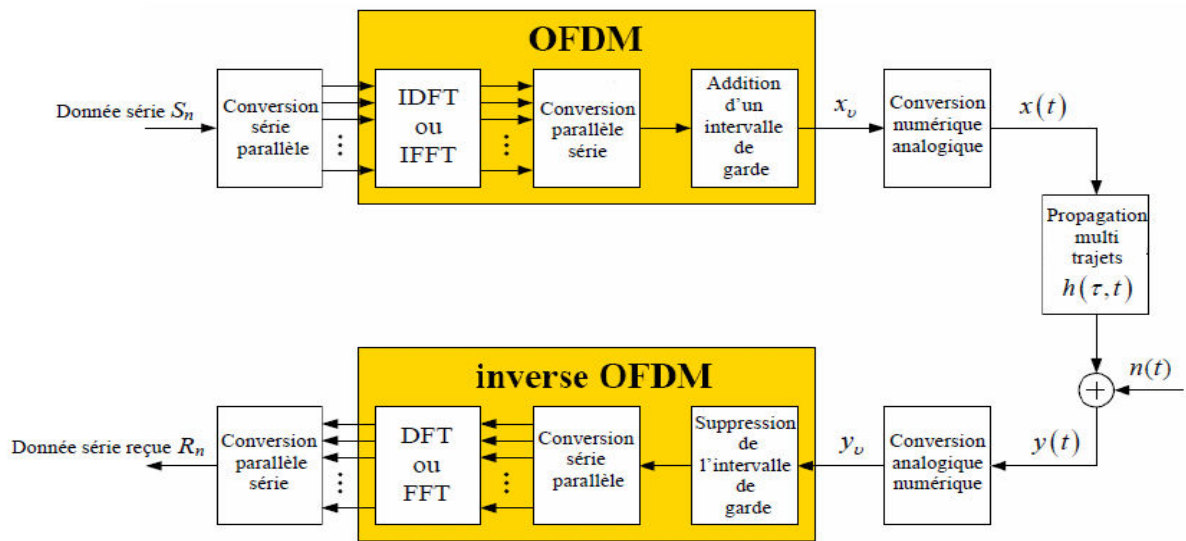


Figure I.24 : Un système de transmission OFDM.

Cette séquence va passer à travers un convertisseur numérique/analogique dont la sortie est un signal de forme d'onde $x(t)$, de durée T'_s , qui sera transmis à travers le canal radio mobile (voir figure I.6). La sortie du canal est obtenue après convolution de $x(t)$ avec la réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$ et l'addition du bruit $n(t)$:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau)h(\tau, t)d\tau + n(t) \quad (\text{I.30})$$

Le signal reçu $y(t)$ va passer à travers un convertisseur analogique/numérique, dont la sortie est la séquence, y_v , $v = -L_g, \dots, N_c - 1$, qui est l'échantillonnage du $y(t)$ à la fréquence $\frac{1}{T_d}$. Puisque l'ISI existe seulement dans les L_g premiers échantillons de la séquence reçue, ces échantillons sont enlevés avant une démodulation multi-porteuse.

La partie des échantillons y_v libre d'ISI $v = 0, \dots, N_c - 1$ est démodulé par inverse OFDM en utilisant l'DFT. La séquence démodulé R_n est donnée par :

$$R_n = \frac{1}{N_c} \sum_{v=0}^{N_c-1} y_v e^{-j2\pi n v / N_c}, n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (\text{I.31})$$

Puisque les ISI et ICI peuvent être évités par l'insertion de l'intervalle de garde T_g , chaque sous canal peut être considéré séparément. De plus, supposant que le fading par sous canal est plat (flat fading), le symbole R_n peut être donné dans le domaine fréquentiel par :

$$R_n = H_n S_n + N_n, n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (\text{I.32})$$

Où : H_n est le facteur de fading plat et N_n le bruit, correspondant au $n^{\text{ième}}$ sous canal. H_n est l'échantillon de la fonction de transfert du canal pour la fréquence $f_n = nF_s$.

La variance du bruit est donnée par :

$$\sigma^2 = E\{|N_n|^2\} \quad (I.33)$$

Dans le cas où ISI et ICI peuvent être négligés, le système de transmission multi-porteuse représenté à la figure II.6 peut être vu comme un système discret dans le domaine du temps et le domaine des fréquences, avec N_c parallèles canaux Gaussien (parce que le bruit est Gaussien) et différentes valeurs d'atténuation complexe H_n .

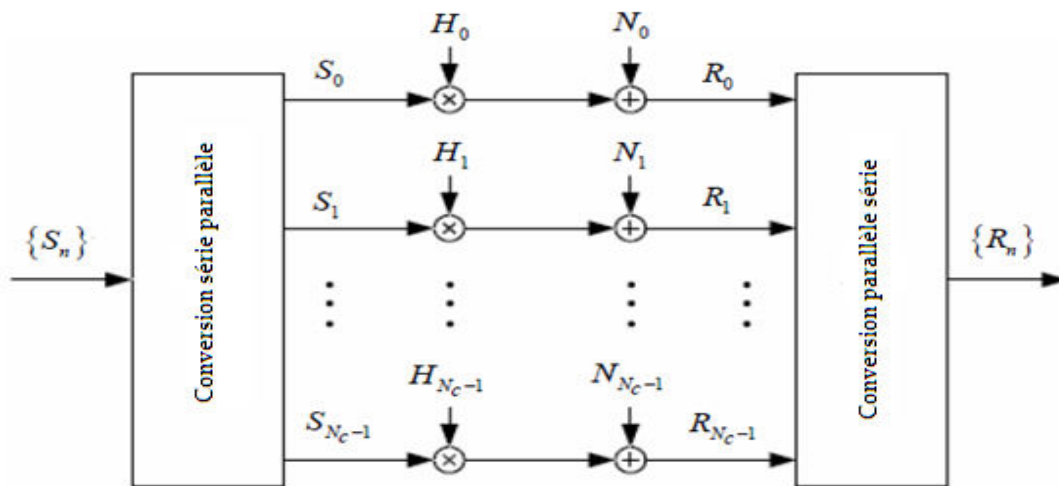


Figure I.25 : Un système OFDM simplifié.

La représentation temps/fréquence d'un symbole OFDM est donnée à la figure II.13(a) et la représentation d'une trame OFDM (OFDM frame) qui est constituée par N_s symboles.

On peut représenter un système OFDM par la relation vectorielle complexe :

$$r = Hs + n \quad (I.34)$$

Où H est la matrice du canal d'ordre $N_c \times N_c$ donnée par :

$$H = \begin{pmatrix} H_{0,0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_{1,1} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & H_{N_c-1,N_c-1} \end{pmatrix} \quad (I.35)$$

Le vecteur n représente le bruit additive, il est donné par :

$$n = (N_0, N_1, \dots, N_{N_c-1})^T \quad (I.36)$$

Le vecteur r représente les symboles reçus, il est donné par :

$$r = (R_0, R_1, \dots, R_{N_c-1})^T \quad (I.37)$$

Et le vecteur s représente les symboles transmis, il est donné par :

$$S = (S_0, S_1, \dots, S_{N_c-1})^T \quad (\text{I.38})$$

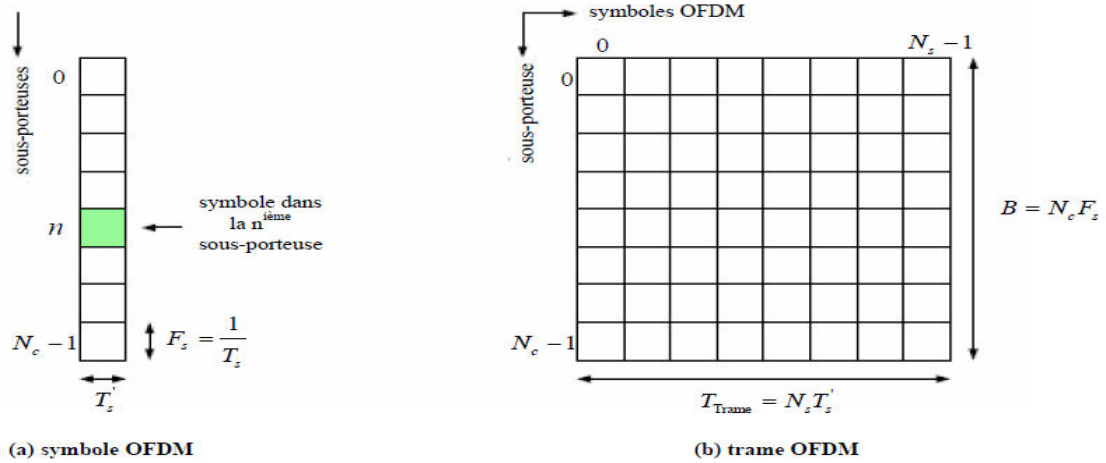


Figure I.26 : Représentation temps/fréquence pour un symbole OFDM et une trame OFDM.

1.1.1. Avantages et inconvénients de l'OFDM

Avantage

- Une haute efficacité spectrale.
- Une réalisation digitale simple par utilisation du DFT et IDFT.
- Réduction de la complexité des récepteurs due à la possibilité d'éviter les ISI et ICI par insertion d'un intervalle de garde.

Inconvénients :

- Les signaux multi porteuses ont un coefficient PAPR (Peak to Average Power ratio) élevé, ce qui nécessite l'utilisation des amplificateurs à haute linéarité.
- La perte dans l'efficacité spectrale due à l'addition d'un intervalle de garde.
- La sensibilité à l'effet Doppler est supérieure par rapport aux systèmes de modulation mono-porteuse.
- Une synchronisation parfaite en temps et en fréquence est nécessaire.

I.8. Conclusions :

Nous avons présenté dans ce chapitre quelques généralités sur les transmissions numériques. Nous avons détaillé une chaîne classique de transmission, de la source binaire jusqu'au destinataire. Les modèles de canaux que nous utiliserons dans ce mémoire ont été décrits, en particulier les canaux à évanouissements qui caractérisent les communications radio mobiles.

Pour combattre les évanouissements, les solutions les plus efficaces restent les techniques de diversité, qu'elle soit temporelle, spatiale ou encore fréquentielle, et un paragraphe leur a donc été consacré, ainsi qu'aux techniques de sélectivité.

Dans la deuxième partie de ce chapitre nous avons étudié la MC-CDMA et les différentes techniques de multiplexage et de multi-porteuse OFDM pour évaluer les performances des systèmes de transmissions.

CHAPITRE II

II.1. Introduction

Les codes LDPC (Low Density Parity Check) ont été inventés par Gallager en 1962 [17]. Ces codes sont basés sur des matrices de contrôle de parité pseudo-aléatoires de faibles densités. Du fait de leur complexité d'encodage, de décodage et des moyens matériels de l'époque, ces codes n'ont pas suscité suffisamment d'intérêt au sein de la communauté de la théorie du codage. Cet oubli durera jusqu'à l'introduction des Turbo-codes et du principe itératif. Ainsi en 1996, MacKay et Neal redécouvrent les codes LDPC [18], et proposent d'adopter l'algorithme de propagation de croyance (Belief Propagation (BP) de Pearl [19] au décodage de ces codes. Par la suite Luby, introduit les codes LDPC irréguliers [20] caractérisés par une matrice de contrôle de parité pour laquelle la distribution des nombres d'éléments non nuls par ligne et/ou colonne n'est pas uniforme.

Ce chapitre est consacré aux codes LDPC, où la première partie introduit les concepts généraux de ces codes ainsi que les méthodes de construction de la matrice de parité. La deuxième partie expose les techniques de décodages.

II.2. Concepts de base [21]

Les communications numériques ne sont jamais parfaites, quel que soit le canal utilisé, des erreurs peuvent se produire. Un codage à l'émission est introduit pour réduire ces erreurs. On peut envisager deux types de codage :

- ✚ **Le codage source** : C'est la convention analogique numérique qui a pour rôle de représenter le message d'information sur un minimum de bits (Ceci permettra de transmettre sur minimum de bande passante).
- ✚ **Le codage canal** : Le codage de canal appelé aussi codage détecteur et/ou correcteur d'erreur est une fonction spécifique aux transmissions numériques qui n'a pas son équivalent en transmission analogique. Cette opération consiste à ajouter au message numérique d'information des éléments binaires dits de redondance suivant une loi donnée. Le décodeur canal vient vérifier si cette loi est toujours respectée en réception. Si ce n'est pas le cas il détecte la présence d'erreur de transmission. Cette procédure aide à améliorer la qualité du signal transmis.

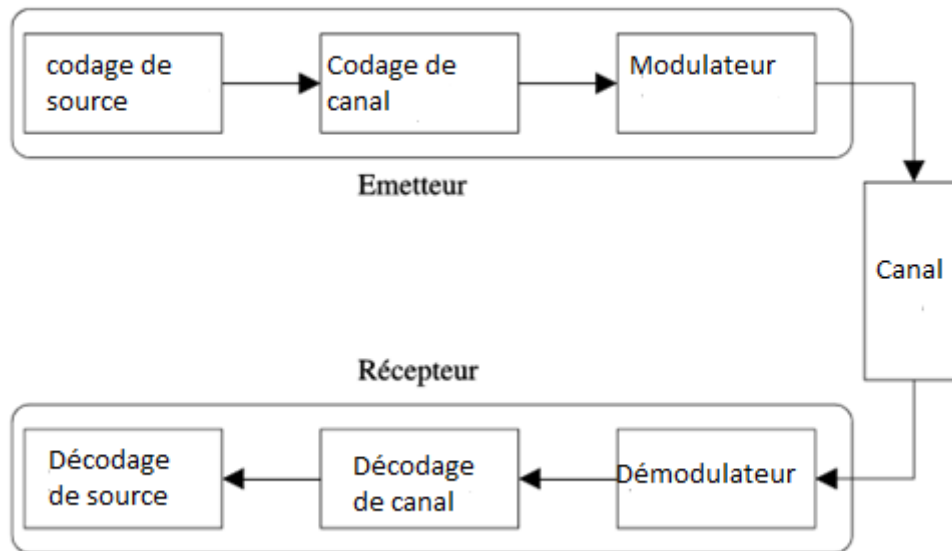


Figure II.1 : Schéma synoptique d'une chaîne de transmission numérique.

II.2.1. Codes en blocs

II.2.1.1. Définitions

Le codage en bloc consiste à associer à un bloc de données m de k symboles issue de la source d'information à un bloc C qui est le mot de code de n symboles avec $n > k$ et $(n - k)$ représente les bits de parité.

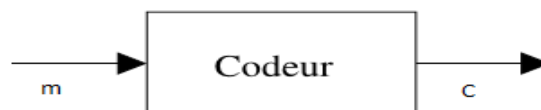


Figure II.2 : Schéma simplifié d'un codeur en bloc qui à partir d'un mot d'information m de k bits génère un mot de code C de n bits.

II.2.1.2. Matrice génératrice

Le mot de code C associé à chaque bloc d'information une matrice G de taille $n \times k$ tels que :

$$C = m \times G \quad (\text{II.1})$$

La matrice G peut s'écrire sous la forme réduite :

$$G = [I \quad P] \quad (\text{II.2})$$

Où I : La matrice identité de dimension $k \times k$.

P : La matrice de parité de dimension $k \times (n - k)$.

II.2.1.3. Matrice de contrôle de parité

A chaque matrice génératrice de dimension $(n \times k)$, on associe une matrice B de dimension $((n - k) \times n)$ tels que les lignes G soient orthogonale à celle de H .

La matrice H peut s'écrire :

$$H = [P^T \quad I_{n-k}] \quad (\text{II.3})$$

II.2.1.4. Propriétés de codes en bloc

a) Poids d'un code

Le poids d'un mot de code est par définition le nombre de caractères non nuls que contient ce mot.

Exemple : $C = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0]$, pour ce mot de code le poids est $w = 4$.

b) Distance de Hamming

La distance de Hamming entre deux mots de codes est le nombre de bits dont ils diffèrent.

Exemple :

$$C1 = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0]$$

$$C2 = [1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1]$$

La distance de Hamming pour ce code C peut être défini aussi par :

$$d_{min} = \min\{w_k\} \quad (\text{II.4})$$

Le mot de code « 0 » est exclu.

II.2.1.5. Codes en bloc en forme systématique

La structure du mot de code dans une forme systématique est représentée sur la Figure II.3. Sous cette forme, un mot de code se compose de k bits d'information suivi de $(n-k)$ bits de parité.

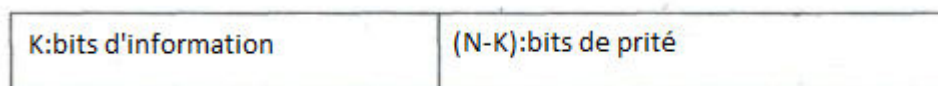


Figure II.3 : Forme systématique d'un mot de code d'un code en bloc.

Ainsi, un code systématique en bloc linéaire (n, k) peut être défini par la matrice génératrice suivante [22] :

$$G = [I_{k \times k} \quad P_{k \times (n-k)}] \quad (\text{II.5})$$

Cela veut dire que les bits d'information et les bits de redondances ne sont pas mélangés.

II.2.1.6. Décodage des codes en bloc linéaire :

Nous pouvons observer sur la Figure II.4 qu'à la suite de sa transmission à travers un canal bruité, un mot de code peut être reçu contenant des erreurs. Le vecteur obtenu peut donc être différent du mot de code émis correspondant, et il sera noté comme :

$$r = (r_1, r_2, r_3, \dots, r_n) \quad (\text{II.6})$$

Un événement d'erreur peut être modélisé comme un vecteur d'erreur ou un motif d'erreur :

$$e = (e_1, e_2, \dots, e_n) \quad (\text{II.7})$$

$$\text{où : } e = r + c$$

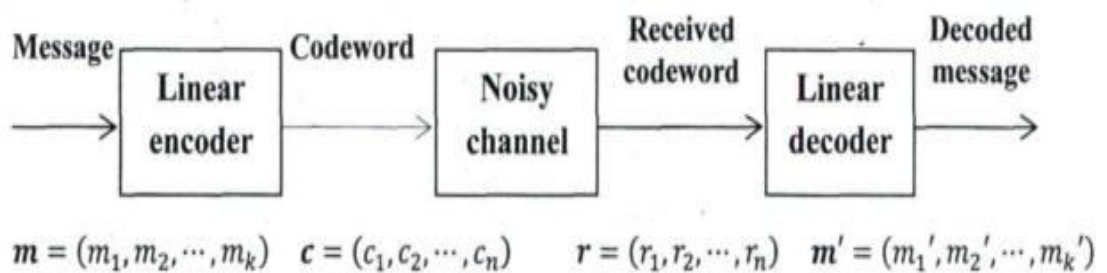


Figure II.4 : Diagramme d'un codeur en bloc.

Pour détecter les erreurs, on utilise le fait que tout mot de code valide doit obéir à la condition

$$C \times H^T = 0 \quad (\text{II.8})$$

Un mécanisme de détection d'erreur est basé sur l'expression ci-dessus, qui adopte la forme suivante :

$$s = r \times H^T \quad (\text{II.9})$$

Où : $s = (s_1, s_2, \dots, s_n)$ est appelé le vecteur de syndrome. L'opération de détection est effectuée sur le vecteur reçu:

- Si s est le vecteur nul, le vecteur reçu est un mot de code valide.

Sinon, il y a des erreurs dans le vecteur reçu. Le tableau des syndromes est vérifié pour trouver le motif d'erreur correspondant e_j pour $j = 1, 2, \dots, n$, et le message décodé est obtenu par :

$$\hat{m} = r + e_j \quad (\text{II.10})$$

II.3. Codes LDPC

Les codes LDPC (Low-Density Parity-Check) sont des codes en bloc linéaire qu'on peut noter (n, k) ou bien (n, w_c, w_r) , où n est la longueur du mot de code ; k la longueur du mot d'information ; w_c le poids de la colonne (c'est à dire les nombres des éléments non nul dans une colonne de la matrice de parité) et w_r le poids de la ligne (c'est à dire le nombre des éléments non nuls dans une ligne de la matrice de contrôle de parité).

Il y a deux caractéristiques des codes LDPC :

- ✚ **Parity-Check** : Les codes LDPC sont représentés par une matrice de contrôle de parité H binaire qui satisfait la condition (II.8).
- ✚ **Low-Density** : la matrice de contrôle de parité H est une matrice creuse c'est-à-dire de faible densité (La faible densité signifie qu'il y a plus de « 0 » que de « 1 » dans la matrice H) [22].

Exemple: On considère la matrice de contrôle de parité suivante d'un code de rendement 1/2 et produisant 4 bits de redondance [23] :

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

II.3.1. Graphe de Tanner

Un code LDPC peut également être représenté, en plus de sa matrice de contrôle de parité sous une forme graphique. Cette représentation est appelée graphe de Tanner [24], ou plus généralement graphe factoriel. Un graphe factoriel contient deux types de nœuds, les nœuds de données et les nœuds fonctionnels. Deux nœuds sont reliés par une branche. Dans le cas des codes LDPC, les nœuds de données représentent le mot de code et les nœuds fonctionnels correspondent aux contraintes de parité. Nous appellerons donc les nœuds fonctionnels, nœud de contrôle de parité. Un nœud de données i est relié à un nœud de contrôle j par une branche, si et seulement si, l'élément correspondant à la $j^{\text{ème}}$ ligne et la $i^{\text{ème}}$ colonne de la matrice de contrôle de parité est non nul. Par convention, les nœuds de données seront représentés par des cercles et les nœuds de contrôle par des carrés. Un nœud de données correspondant à un bit du mot de code transmis sera représenté par un cercle blanc. Si un bit du mot de code n'est pas transmis (on parle de bit poinçonné), le nœud sera représenté par un cercle plein noir et appelé nœud poinçonné ou nœud caché.

Exemple : Figure II.4 représente le graphe de la matrice de contrôle de parité précédent

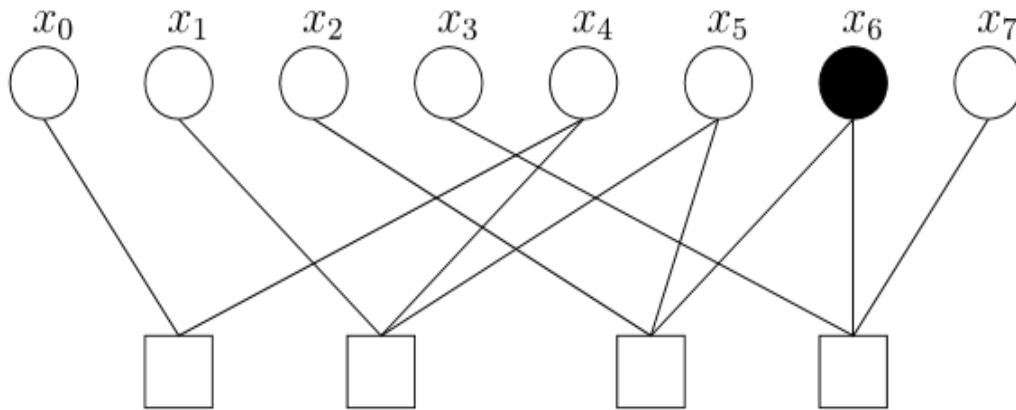


Figure II.5 : Graphe factoriel d'un code LDPC

Le graphe factoriel est une représentation graphique très simple du code. Ce graphe permet notamment d'illustrer les algorithmes de décodage associés aux codes LDPC qui seront présentés par la suite.

II.3.1.1. Cycle

Un cycle (boucle) dans un graphe de Tanner est une séquence de sommets reliés et qui commence et se termine au même sommet dans le graphe et qui contient les autres sommets pas plus d'une fois. La durée d'un cycle est le nombre d'arêtes qu'il contient [25].

II.3.1.2. Circonférence

La circonférence est la longueur minimale des cycles dans leur graphe de Tanner.

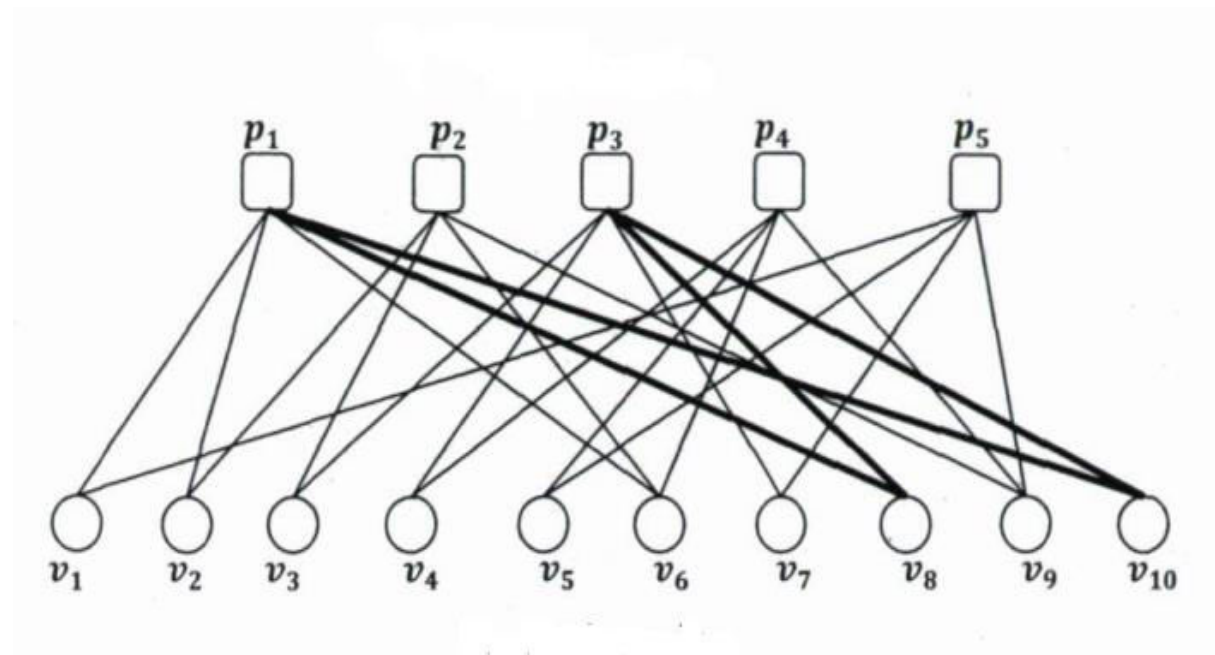


Figure II.6 : le cycle dans un graphe de Tanner.

II.3.2. Code LDPC régulier et irrégulier

Si toutes les colonnes ou toutes les lignes de H ont le même poids [25], le code LDPC s'appelle code LDPC **régulier**. Si non il s'appelle code LDPC **irrégulier**. Deux paramètres sont définis :

d_v : Nombre de '1' par colonne,

d_c : Nombre de '1' par ligne,

Exemple : Code régulier :

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

$$d_v = 2 ; d_c = 4.$$

II.3.3. Construction des codes LDPC

La construction d'un code LDPC binaires consiste à attribuer un petit nombre de valeurs dans une matrice de zéros à 1 de sorte que les lignes et les colonnes ont la distribution du degré requis.

La construction est basée sur différents critères de conception à mettre en œuvre pour un encodage et un décodage efficace, afin d'obtenir une capacité proche de la capacité théorique. Plusieurs méthodes pour construire de bons codes LDPC peuvent être résumées en deux classes principales : constructions aléatoires et structurelles.

Pour des codes LDPC de grande taille une construction aléatoire est privilégié [25], [26] tandis que pour des code de petite ou de moyenne taille une construction structurée est adoptée. Cette dernière classe principalement deux méthodes existe : La première méthode est basée sur des géométries finies, tandis que la deuxième catégorie est basée sur des matrices de permutation circulantes. Dans ce travail c'est la deuxième méthode qui nous intéresse le plus.

II.3.3.1. Construction de Gallager

Les codes LDPC originaux présentés par Gallager sont régulière et défini par une structure en bande de H . Les lignes de contrôle de parité des matrices de Gallager sont divisées en ensembles w_c avec $\frac{M}{w_r}$ lignes dans chaque série. Le premier ensemble de lignes contient w_r nombre de '1' consécutifs ordonnés de gauche à droite à travers les colonnes. (C'est-à-dire que pour $i \leq \frac{M}{w_r}$, la $i^{ème}$ ligne n'a pas d'entrée nulle de la $((i-1)w_r + 1)^{ème}$ jusqu'à la $iw_r^{ème}$ colonne).

Tout autre ensemble de lignes est une permutation de colonne choisie au hasard de cet ensemble première. Par conséquent, toutes les colonnes de H comportent une '1' entrée une fois dans chacun des ensembles w_c [27].

Exemple : Une matrice de control de parité régulière (Gallager) $M = 12$ ($w_c = 3, w_r = 4$) est :

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ \hline 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ \hline 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

II.3.3.2. Construction de MacKay et Neal

Une autre construction commune pour les codes LDPC est une méthode proposée par MacKay et Neal. Dans ce procédé, des colonnes de H sont ajoutés une colonne à la fois de gauche à droite. Le poids de chaque colonne est choisi pour obtenir la distribution correcte et les emplacements des entrées non nulles dans chaque colonne choisie au hasard parmi les lignes qui ne sont pas encore complète [27].

Exemple : Une matrice de control de parité régulière (MacKay et Neal) $M = 12$ ($w_c = 3, w_r = 4$) est :

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

II.3.3.3. Code LDPC Quasi-cyclique (QC)

Par rapport aux codes LDPC construits au hasard, les codes LDPC quasi-cycliques (LDPC-QC) sont une catégorie de constructions structurées avec la circonférence d'au moins 6 qui peuvent être encodés avec des registres à décalage. Les codes LDPC-QC sont bien connus pour leur complexité de codage faible et l'exigence de mémoire faible, tout en conservant une forte performance de correction d'erreur [28].

Les codes LDPC-QC sont caractérisés par leur matrice de contrôle de parité comprenant des petits blocs carrés qui sont égaux à zéro, des matrices ou des matrices de permutation circulantes [28], [29].

Soit un code LDPC-QC à de dimension $(m \times n)$ avec m et n des multiples de q , et soit P^i la permutation circulante $q \times q$ qui déplace la matrice identité I vers la droite i fois pour tout entier i , $0 < i < q$. Pour la simplicité de la notation, \mathbf{P}^∞ désigne la matrice tous à zéros. La matrice de contrôle de parité H est définie par :

$$H = \begin{bmatrix} \mathbf{p}^{a_{11}} & \mathbf{p}^{a_{12}} & \dots & \mathbf{p}^{a_{1(n-1)}} & \mathbf{p}^{a_{1n}} \\ \mathbf{p}^{a_{21}} & \mathbf{p}^{a_{22}} & \dots & \mathbf{p}^{a_{2(n-1)}} & \mathbf{p}^{a_{2n}} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{p}^{a_{m1}} & \mathbf{p}^{a_{m2}} & \dots & \mathbf{p}^{a_{m(n-1)}} & \mathbf{p}^{a_{mn}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Où $a_{ij} \in \{0, 1, \dots, q - 1, \infty\}$. H est à rang plein.

II.3.4. Codage des codes LDPC

Quelles que soient leurs nombreux avantages, le codage des codes LDPC peut constituer un obstacle pour les applications commerciales, car ils ont une grande complexité de codage et du retard de codage. Le codage pour les codes LDPC comprend essentiellement deux tâches :

- ✚ Construire une matrice de contrôle de parité creuse (sparse).
- ✚ Générer les mots de code à l'aide de cette matrice.

II.3.4.1. Codage conventionnel basé sur l'élimination de Gauss-Jordan

L'algorithme de codage classique est basé sur l'élimination de Gauss-Jordan et la réorganisation des colonnes pour calculer le mot de code.

Semblable à la méthode générale de codage des codes en blocs linéaires, Neal a proposé un schéma simple [30]. Pour un mot de code C donné et une matrice de contrôle de parité H irrégulière de taille $(m \times n)$, on partitionne le mot de code C en bits de message x , et des bits de contrôle de parité p .

$$C = [x \mid p] \quad (\text{II.12})$$

Après l'élimination de Gauss-Jordan, la matrice de contrôle de parité H est convertie en forme systématique et ensuite divisé en une matrice A de taille $m \times (n - m)$ sur la gauche et une matrice B de taille $m \times m$ sur la droite.

$$H = [A \mid B] \quad (\text{II.13})$$

De la condition (II.8), nous avons :

$$A \cdot x^T + B \cdot p^T = 0 \quad (\text{II.14})$$

Par conséquent,

$$p^T = B^{-1} A. x^T \quad (\text{II.15})$$

Donc, (II.15) peut être utilisé pour calculer les bits de contrôle sous la condition que B soit non singulière¹.

D'une manière générale, la matrice de contrôle de parité H ne sera pas une matrice sparse après le prétraitement. Ainsi, la complexité des procédés classiques pour le codage de ce code LDPC est élevée.

II.3.4.2. Codage par approximation triangulaire inférieure

La complexité des algorithmes de codage classiques est essentiellement proportionnelle au carré de la longueur de code et devient un problème important pour de grandes longueurs de code. Pour résoudre ce problème, Richardson et Urbanke [31] proposent un algorithme de codage efficace pour des codes LDPC. Nous allons donner une description détaillée de cet algorithme de codage dans ce qui suit.

L'idée est de faire une transformation de la matrice de contrôle de parité en utilisant seulement la permutation des lignes et des colonnes de manière à maintenir H creuses. Toute matrice creuse arbitraire peut être converti en une matrice de contrôle de parité souhaitée H avec une forme triangulaire inférieure approximative comme le montre la Figure II.6.

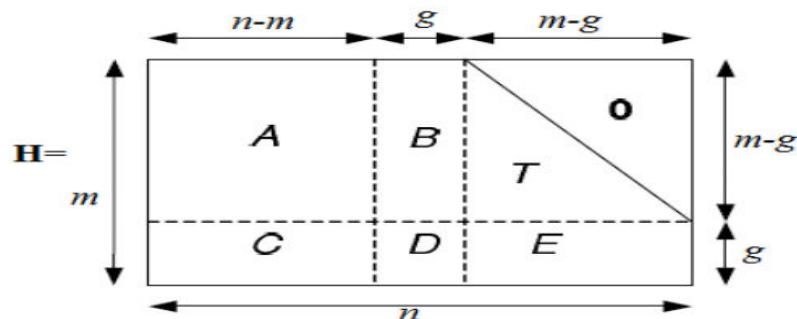


Figure II.7: Représentation sous forme pseudo-triangulaire inférieure de la matrice H .

a) Algorithme de Richardson-Urbanke [31] :

Les étapes de cet algorithme se résument comme suite :

1. Effectuer la permutation de ligne et de colonne pour mettre H sous une forme triangulaire inférieure approximative :

$$H = \begin{bmatrix} A & B & T \\ C & D & E \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

¹ Une matrice carrée est dite singulière si elle n'est pas inversible.

Où A est de taille $(n - m) \times (m - g)$, B est de taille $g \times (m - g)$, T est une matrice triangulaire inférieure de taille $(m - g) \times (m - g)$, C est de taille $(n - m) \times g$, D est de taille $g \times g$ et enfin E est de taille $(m - g) \times g$. Les g lignes de H sont appelés l'écart de la représentation approximative.

2. Une fois le format triangulaire supérieure T est obtenu, nous utilisons l'élimination de Gauss pour vider E , ce qui est équivalent à la pré-multiplication suivante :

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} I & 0 \\ -ET^{-1} & I \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A & B & T \\ C & D & E \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} A & B & T \\ -ET^{-1}A + C & -ET^{-1}B + D & 0 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} A & B & T \\ C' & D' & 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II.17})$$

Où l'on note

$$C' = -ET^{-1}A + C \quad (\text{II.18})$$

$$D' = -ET^{-1}B + D \quad (\text{II.19})$$

3. Le codage

Considérons le mot de code C constitué d'une partie x systématique et de deux parties de parité P_1 et P_2 , avec les longueurs g et $(m - g)$, respectivement. On applique la condition $H \cdot x^T = 0$ au code $C = [x P_1 P_2]$, nous obtenons :

$$Ax^T + Bp_1^T + Tp_2^T = 0 \quad (\text{II.20})$$

$$\hat{C}x^T + \hat{D}P_1^T + 0P_2^T = \hat{C}x^T + \hat{D}P_1^T = 0 \quad (\text{II.21})$$

Supposons que D est inversible, p_1 peut être trouvé à partir de (II.20) :

$$P_1^T = -\hat{D}^{-1}\hat{C}x^T = -\hat{D}^{-1}(-ET^{-1}A + C)x^T \quad (\text{II.22})$$

Où la faible densité de A , B et T peut être utilisé pour maintenir la complexité de cette opération faible ; puisque T est triangulaire supérieure, P_2 peut-être trouvé par :

$$P_2^T = -T^{-1}(Ax^T + BP_1^T) \quad (\text{II.23})$$

Cette méthode est la plus populaire pour le codage des codes LDPC et elle a été adopté par les IEEE 802.11n et les normes IEEE 802.16^c. L'avantage de ces codes est leurs constructions qui sont réalisée d'une manière systématique qui diminue la complexité de codage et abaisse la mémoire requise.

II.3.5. Décodage itératif des codes LDPC

Par rapport aux autres types de codes, le décodage des codes LDPC ne pose pas autant de problèmes pour les chercheurs que leur construction. Le travail le plus difficile est de trouver les meilleures méthodes pour construire des codes LDPC efficaces[32] .

Un code LDPC peut être décodé par plusieurs méthodes, telles que :

1. décodage avec des décisions fermes

- ✚ décodage avec la logique majoritaire (MLG)
- ✚ décodage avec basculement de bit (BF)

2. décodage avec des décisions pondérées

- ✚ décodage basé sur la probabilité a posteriori (APP)
- ✚ décodage itératif basé sur la propagation de la confiance (BP)

3. décodage mixte (ferme et pondéré)

- ✚ décodage BF pondéré

La méthode MLG est la plus simple du point de vue de la complexité du circuit.

La méthode BF demande un peu plus de complexité du circuit, mais elle donne des meilleures performances d'erreur que la méthode MLG. Les méthodes APP et BP donnent des meilleures performances d'erreur, mais nécessitent aussi une plus grande complexité du circuit. Le décodage BP itératif représente un bon compromis entre les deux caractéristiques.

II.3.5.1. Algorithme de décodage par propagation de croyance (BP)

Pour décrire les algorithmes de décodage itératif des codes LDPC, nous utiliserons la notation du tableau II.1.

Considérons un code LDPC (n, k) avec une matrice de contrôle H de taille $(n - k) \times n$. Avec $R = k/n$ le taux de codage. $c = (c_1, c_2, \dots, c_n)$ désigne le mot de code. E_b et l'énergie binaire moyennée normalisée à 1. N_0 densité moyenne du bruit. $r = (r_1, r_2, \dots, r_n)$ est le vecteur reçu. $z = (z_1, z_2, \dots, z_n)$ est le vecteur estimé obtenu à partir de r .

s	$s = zH^T$
p_j^a	Une probabilité a priori des mots de code transmis $c_j = a$ où a est 0 ou 1
f_j^a	Une probabilité a posteriori (APP) de $q_j^a = Pr(c_j = a r_j)$
$l(c_j)$	Rapport de vraisemblance logarithmique (LLR), $\log(f_j^0)/(f_j^1)$
q_{ij}^a	Probabilité que le bit j de x est a , étant donné l'information de contrôle i .
r_{ij}^a	La probabilité de contrôle i étant satisfaite si le bit j de x est considéré fixé a , et les autres bits ont une distribution séparée donnée par q_{ij} .

Tableau 1 : Notation de message- itérative passant décodeurs LDPC

Le décodage par l'algorithme de propagation de croyance (BF) peut être conduit soit dans le domaine probabiliste soit dans le domaine logarithmique [33], [34], [35].

L'avantage d'utiliser des probabilités logarithmiques est qu'un produit de plusieurs messages sera converti en une somme. Cela réduira la complexité du processus de décodage étant donné qu'une somme est plus simple à mettre en œuvre sur du matériel. Les deux algorithmes de décodage ont des taux d'erreur binaire presque égale (BER).

a) Algorithme de décodage BP probabiliste :

L'algorithme est décrit comme suite :

Entrée : - Définir Une probabilité à postérieure (APP) f_j^0 et f_j^1 pour chaque bit c_j .

$$f_j^1 = P(c_j = 1|r_j) = \frac{1}{1 + e^{-\frac{2r_j}{\sigma^2}}} \quad (\text{II.24})$$

$$f_j^0 = 1 - f_j^1 \quad (\text{II.25})$$

Initialisation : - Initialisés les variables q_{ij}^0 et q_{ij}^1 aux valeurs f_j^0 et f_j^1 .

- Régler le compteur de boucle et le nombre maximum d'itérations i_{\max} .

Traitement itératif :

1. Opération sur les lignes :

- Définir $\delta q_{ij} = q_{ij}^0 - q_{ij}^1$ et calculer pour chaque i, j :

$$\delta r_{ij} = \prod_{j' \in N(i) \setminus j} \delta r_{ij'}^a \quad (\text{II.26})$$

- Puis définir : $r_{ij}^0 = \frac{1}{2}(1 + \delta r_{ij})$ et $r_{ij}^1 = \frac{1}{2}(1 - \delta r_{ij})$

2. Opération sur les colonnes :

- Pour chaque j et i et $a = 0,1$ mettre à jour :

$$q_{ij}^a = \alpha_{ij} f_j^a \prod r_{ij}^a \quad (\text{II.27})$$

Où α_{ij} est choisi de sorte que $q_{ij}^0 + q_{ij}^1 = 1$

3. Décision :

- Mettre à jour les probabilités q_j^0 et q_j^1 donnés par :

$$q_j^a = \alpha_j f_j^a \prod r_{ij}^a \quad (\text{II.28})$$

$$\hat{c} = \begin{cases} 1, & q_j^1 > q_j^0 \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

4. Teste de la parité :

- Si $\hat{c}H^T = 0$ alors donnée \hat{c} est arrêter l'algorithme.

5. Conteur d'itérations :

- Arrêter si $i > i_{max}$ aller à **I.** .

b) Algorithme de décodage BP logarithmique

L'algorithme de décodage BP logarithmique [28] est une version améliorée de l'algorithme BP probabiliste, en introduisant des rapports de vraisemblance logarithmiques (LLR) qui réduisent la plupart des multiplications à des additions.

Nous définissons d'abord :

$$l(c_j) = \log\left(\frac{f_j^0}{f_j^1}\right) \quad (\text{II.30})$$

$$l(r_{ij}) = \log\left(\frac{r_{ij}^0}{r_{ij}^1}\right) \quad (\text{II.31})$$

$$l(q_{ij}) = \log\left(\frac{q_{ij}^0}{q_{ij}^1}\right) \quad (\text{II.32})$$

$$l(q_j) = \log\left(\frac{q_j^0}{q_j^1}\right) \quad (\text{II.33})$$

Entrée : Rapport de vraisemblance logarithmique (LLR) $l(c_j)$ pour chaque bit $x_j, j = 1, \dots, n$.

Initialisation : Pour un canal AWGN.

$$l(q_{ij}) = l(c_j) = \frac{2r_j}{\sigma^2} \quad (\text{II.34})$$

Traitement itératif :

1. Opération sur les lignes :

- De la réorganisation de l'étape 1) dans l'algorithme BP probabiliste, nous avons :

$$1 - 2r_{ij}^1 = \prod_{j' \in N(i) \setminus j} (1 - q_{ij'}^1) \quad (\text{II.35})$$

- En utilisant :

$$\text{Tanh} \left[\frac{1}{2} \log \left(\frac{f_j^0}{f_j^1} \right) \right] = f_j^0 - f_j^1 = 1 - 2f_j^1, \quad (\text{II.36})$$

(II.35) est transformé en :

$$\tanh \left(\frac{1}{2} l(r_{ji}) \right) = \prod \tanh \left(\frac{1}{2} l(q_{ij'}) \right) \quad (\text{II.37})$$

2. Séparation des $l(q_{ij})$:

- Pour retirer les produits de (II.37) nous définissons :

$$l(q_{ij}) = \alpha_{ij} \beta_{ij} \quad (\text{II.38})$$

$$\alpha_{ij} = \text{sign} [l(q_{ij})] \quad (\text{II.39})$$

- Ainsi et après développement on a :

$$l(r_{ij}) = \prod \alpha_{ij} \cdot \phi \left(\sum \phi(\beta_{ij}) \right) \quad (\text{II.40})$$

Avec : $\phi(x) = -\text{thah} \left[\log \left(\frac{x}{2} \right) = \log \left(\frac{e^x + 1}{e^x - 1} \right) \right]$

3. Opération sur les colonnes :

- Pour la $j^{\text{ème}}$ colonne mettre à jour l

$$l(q_{ij}) = l(c_j) + \sum_{j' \in N(i)} l(r'j) \quad (\text{II.41})$$

4. Décision :

$$l(q_j) = l(c_j) + \sum_{j \in N(i)} l(r_{ij}) \quad (\text{II.42})$$

$$\hat{c}_j = \begin{cases} 1, & l(q_j) < 0 \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

5. Teste de la parité :

- Si $\hat{c}H^T = 0$ alors donnée \hat{c} est arrêter l'algorithme.

6. Conteur d'itérations :

- Arrêter si $i > i_{max}n$ aller à **I** .

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les notions de base sur les codes LDPC et la description de ces derniers par les graphes de Tanner, qui sont une représentation utile des codes blocs linéaires et en particulier des codes LDPC.

Quelques méthodes de construction de ces codes ont été d'écrit tel-que les méthodes de Gallager et de Makey and Neal.

Concernant le décodage des codes LDPC, nous cité plusieurs méthode de décodages et détaillais un décodage itérative basé sue l'algorithme de la propagation de croyance.

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude des performances d'une transmission MIMO avec un codage canal LDPC.

CHAPITRE III

aIII.1. Introduction

Dans les chapitres précédents nous avons introduit les notions de base des communications numériques, nous avons étudié les antennes MIMO, la modulation multi-porteuse OFDM et les codes LDPC.

Nous nous proposons dans le cadre de ce chapitre de présenter les simulations liées aux codes LDPC pour une transmission MIMO dans un environnement MATLAB.

Dans ce contexte, on va montrer l'influence du nombre d'antennes, du nombre de trames, la variation du taux de codage, le codage Alamouti et le nombre d'itération de décodage.

Le programme développé permet d'optimiser les signaux à la réception en introduisant le codage Alamouti sur un codage LDPC.

III.2. Présentation du système

Afin de simuler une chaîne de transmission, un programme a été établi dont l'objectif de présenter le taux d'erreur binaire BER en fonction du rapport signal sur bruit SNR pour un code LDPC avec et sans codage alamouti.

Le schéma de figure III.1, présente le système simulé sous Matlab :

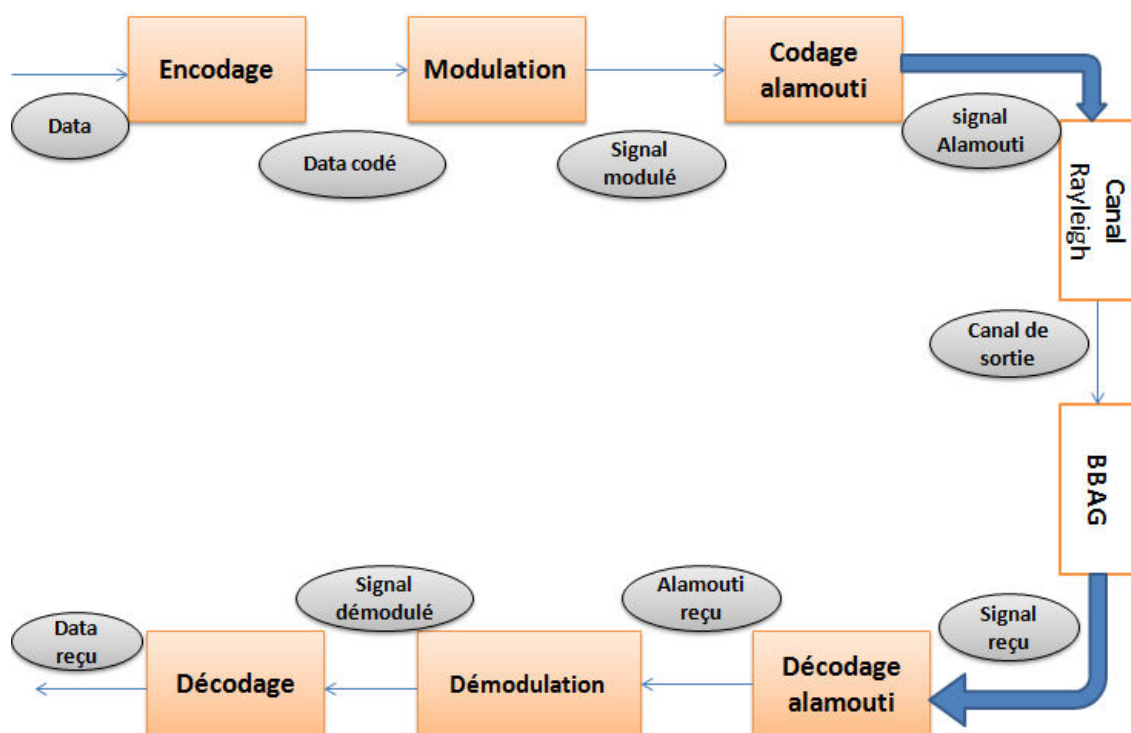


Figure III. 1 - Schéma bloc du système simulé sous Matlab.

On a commencé par générer un message binaire qui est constitué d'un nombre de trames assez important, chaque trame contient 64800 bits(Data).

Ce flux de bits est par la suite codé (Data codé). Cette dernière rassemble un codage source et un codage canal de type LDPC. Le flux codé est modulé pour être adapté à une transmission sur un canal.

L'étape qui suit la modulation est le codage Alamouti qui est un codage spatio-temporelle par bloc, son objectif est d'atteindre la diversité (Signal alamouti).

On fait passer le signal par un canal de Rayleigh ainsi qu'un canal à bruit additif blanc gaussien. Pour arriver à l'étape finale (Data reçu), on fait les opérations inverses des opérations précédentes (Décodage alamouti, Démodulation, et Décodage).

III.3. Paramètres de simulation et hypothèse générales

Les paramètres de simulations sont :

- le signal numérique émis contient différents nombres de trames (10, 100 et 700).
- Utilisation de modulation par déplacement de phase PSK d'ordre 4.
- les différents taux de codage (1/4 - 1/3 - 2/5 - 1/2 - 3/5 - 2/3 - 3/4 - 4/5 - 5/6 - 8/9 et 9/10).
- le nombre d'itération 1, 2, 3, 4, 5 et 50.
- Le SNR : rapport signal sur bruit, est variable suivant le cas de la simulation.
- le canal utilisé est composé d'un canal Rayleigh + AWGN.
- Le taux d'erreur binaire :

$$\text{BER} = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre de bits transmis}}$$

- Codage Alamouti.
- Nombre s'antennes (1×1, 2×1, 2×2 et 4×4).

III.4. Etudes des performances

III.4.1. Transmission MIMO sans codage LDPC

Le but de cette partie est de donner une base de comparaison pour la suite de l'étude portée sur l'insertion des codes LDPC à la chaîne de transmission MIMO.

III.4.1.1. Influence du système multi-antennes

Dans cette partie de simulation on va comparer les performances des systèmes SISO, SIMO, MISO et MIMO. Nous considérons pour cela les systèmes SIMO et MIMO à codage spatio-temporel d'alamouti. La simulation porte sur le BER en fonction du SNR.

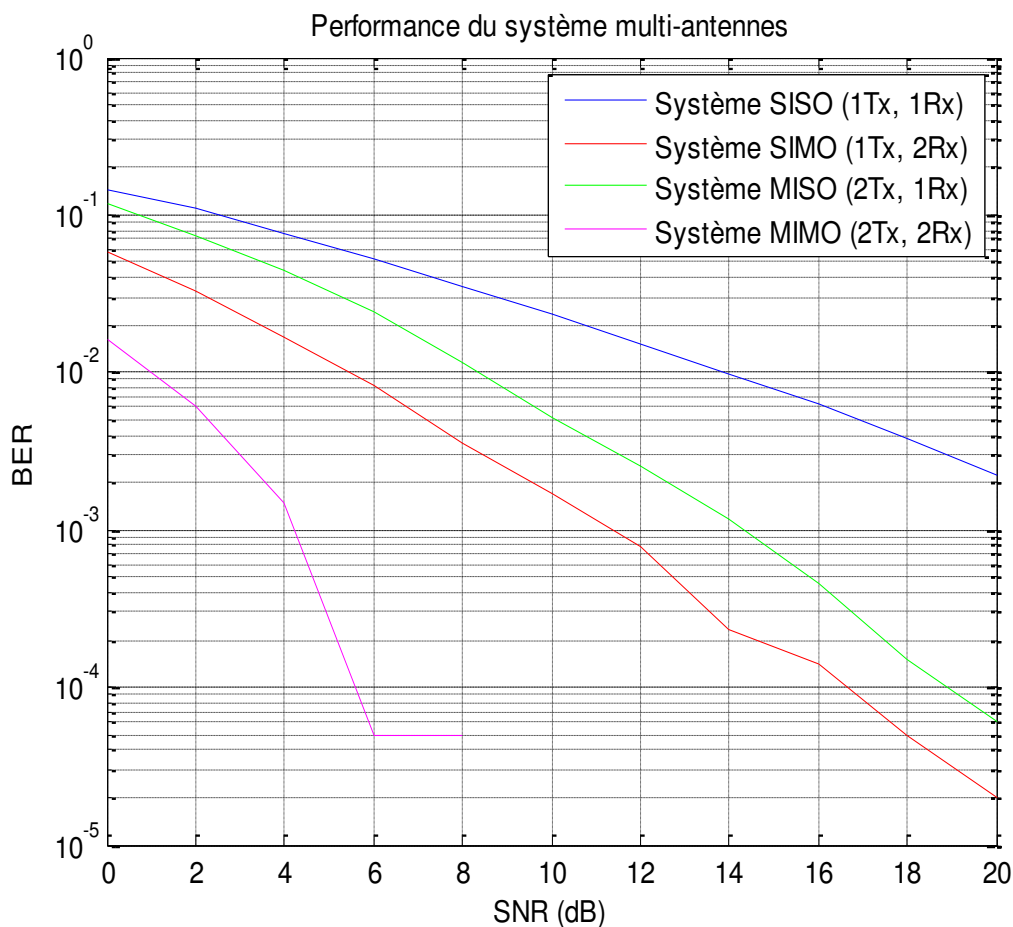


Figure III. 2 : Influence de l'ordre de diversité sur les performances du système.

La figure III.2 présente l'influence de l'ordre de diversité sur les performances du système. Nous remarquons que les meilleures performances sont obtenues pour le système MIMO (2x2). Nous constatons aussi que les performances obtenues pour le système SIMO sont meilleurs par rapport à ceux obtenues par le système MISO et SISO.

Cette simulation montre clairement que l'augmentation du nombre d'antenne à l'émission et à la réception apporte une amélioration en matière du BER et par conséquent la qualité de la transmission.

III.4.1.2. Influence du nombre d'antenne

Cette simulation est portée sur l'influence du nombre d'antennes dans une transmission MIMO.

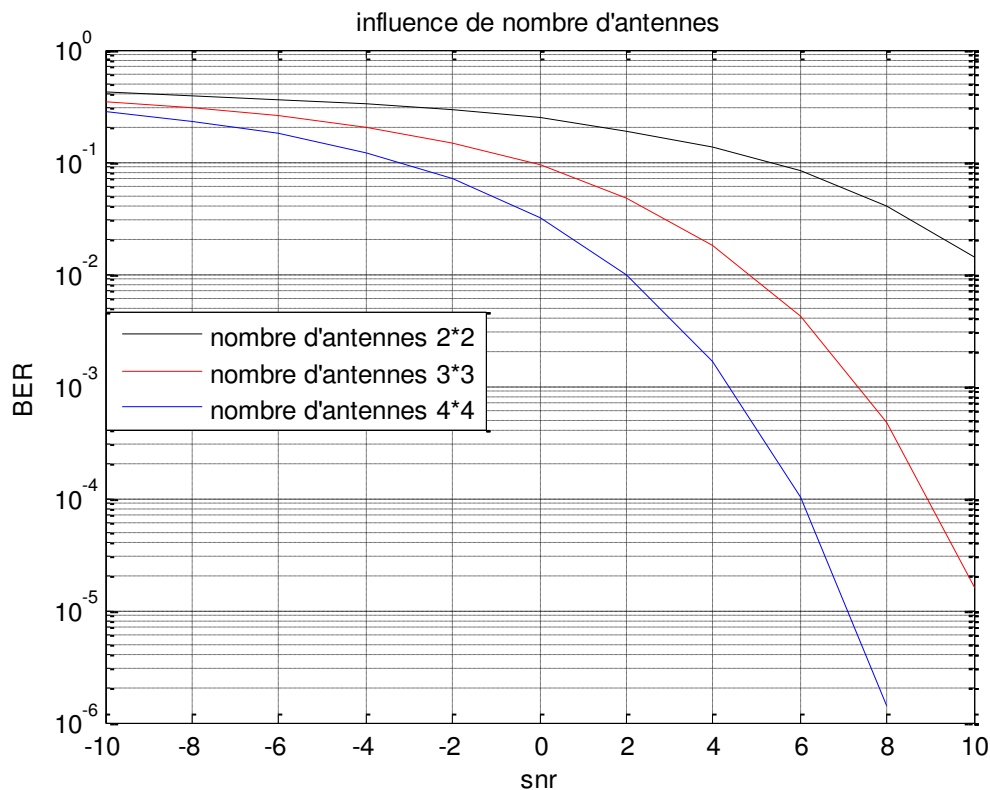


Figure III. 3 Influence de nombre d'antennes du système.

Les résultats illustrés sur la figure III.3, confirme la remarque précédente qui prédit une amélioration des performances avec l'augmentation du nombre d'antenne. Il faut juste préciser ici, que pour le schéma MIMO (3×3) et (4×4) on utilise un codage OSTBC et non un codage Alamouti qui est limité à un schéma (2×2).

Cette amélioration des résultats n'est pas sans inconvénients, et la plus grande contrainte est l'augmentation de la complexité de l'émetteur et du récepteur.

III.4.2. Transmission MIMO avec codage LDPC

Cette partie présente les résultats de simulations pour l'intégration du codage canal LDPC dans la chaîne de transmission MIMO. Plusieurs paramètres seront étudiés pour voir leurs influences sur une telle transmission.

III.4.2.1. Influence du codage LDPC sur les antennes MIMO

Nous considérons cette simulation une transmission MIMO avec et sans codage LDPC. Le taux de codage utilisé est de $\frac{1}{4}$.

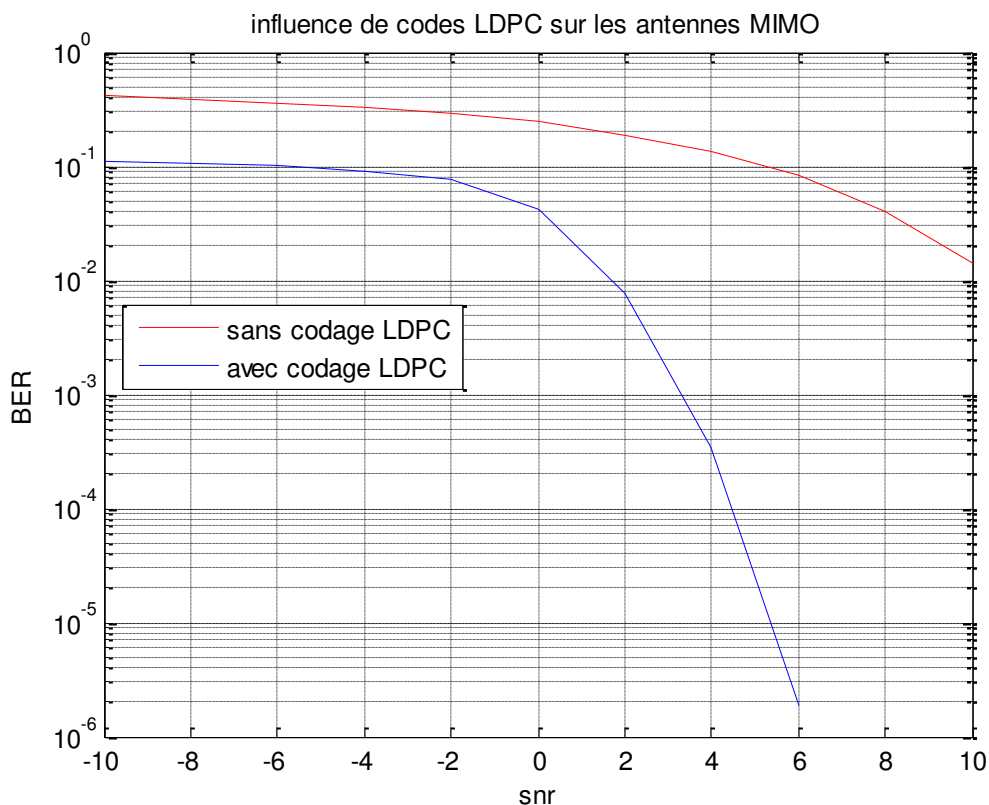


Figure III. 4 : Influence de codage LDPC sur le système MIMO.

L'apport du code LDPC à une transmission est clair, puisqu'on remarque un recule de plus de 8dB pour des taux d'erreur qui ne dépassent pas les 10^{-2} .

III.4.2.2. Association du codage Alamouti et du code LDPC

L'intérêt principale de cette simulation est de constater l'effet de la concaténation du code LDPC au codage Alamouti.

Le schéma proposé pour cette simulation est le schéma MIMO (2×2), imposé par le codage Alamouti, avec une modulation 4-PSK et un taux de codage LDPC égale à $\frac{2}{3}$. L'algorithme de décodage utilisé est l'algorithme BP itératif (section II.3.5.1) avec un nombre d'itération maximum égale à 5.

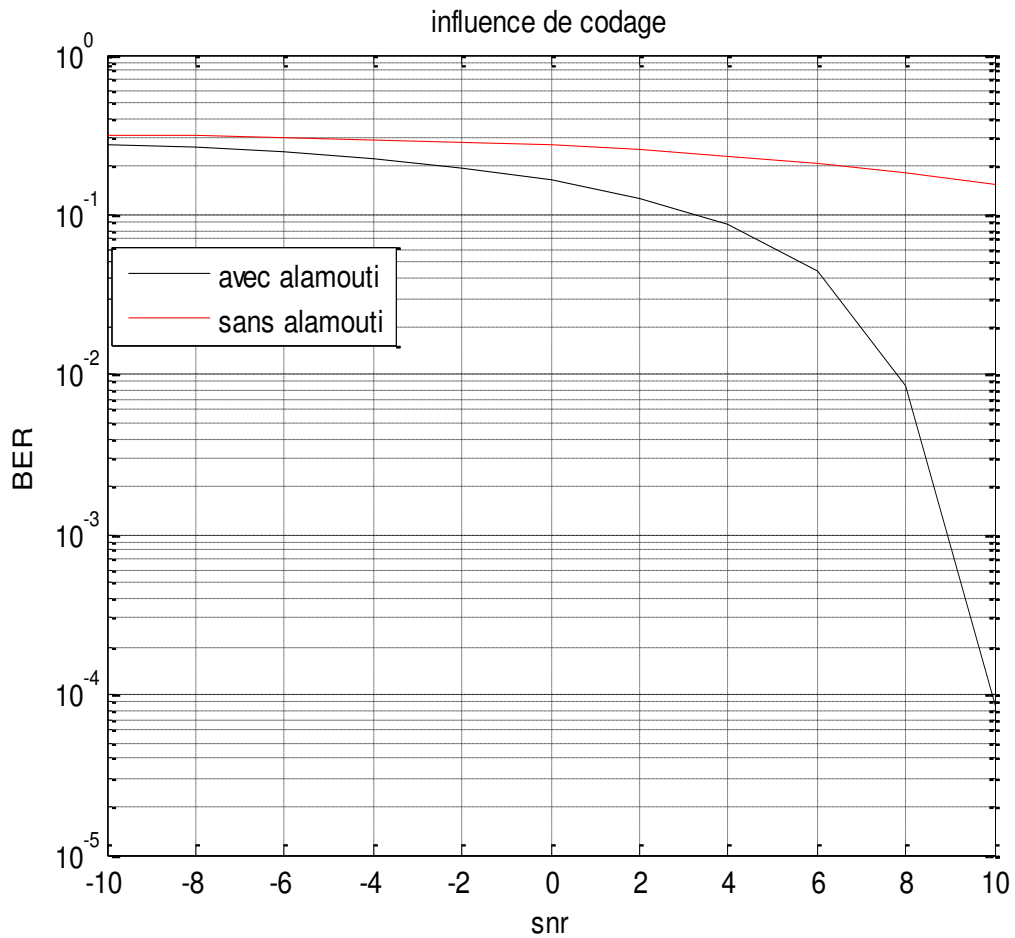


Figure III. 5 : Association du codage Alamouti et du code LDPC.

On peut clairement voir qu'un codage LDPC associé au codage Alamouti apporte une grande amélioration. Pour un SNR de 10 dB, Alamouti/LDPC donne un taux d'erreur de 10^{-2} , quand la transmission sans LDPC donne un taux d'erreur inférieur à 10^{-1} .

III.4.2.3. Influence de taux de codage

Dans cette partie on analyse l'effet du taux de codage sur les performances de la concaténation du code LDPC et du codage Alamouti.

Le schéma de simulation est toujours MIMO (2×2) avec modulation 4-PSK et un décodage itératif avec un nombre itération maximum égale à 5.

Il faut rappeler que le changement du taux de codage est opéré par une modification de la dimension de la matrice H du code LDPC. Ces dimensions sont comme suite :

Tableau III.1 : Dimension de la matrice H.

Taux de codage	Matrice H	
	Nombre de lignes	Nombre de colonnes
1/4	6480	64800
1/3	43200	64800
2/5	38880	64800
1/2	32400	64800
3/5	25920	64800

Les matrices H du code LDPC, utilisées ici, sont ceux employés dans la norme de la télévision numérique DVB2.

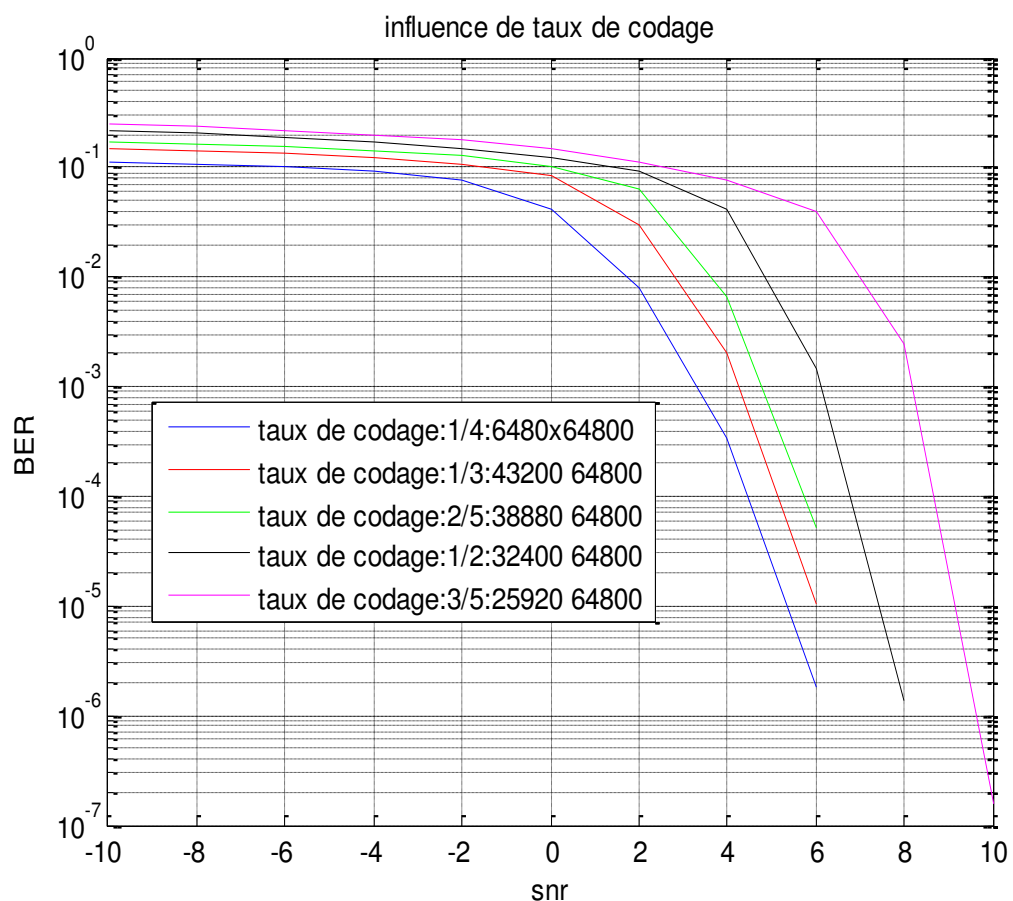


Figure III. 6 : Influence de taux de codage.

Les résultats illustrés sur la figure III.6 montre que les meilleures performances sont obtenues pour un taux de codage de $\frac{1}{4}$ qui veut dire une matrice $H(6480 \times 64800)$.

III.4.2.4. Influence de nombre d'itérations

Comme on la déjà cité dans le chapitre II et en début de chapitre, l'algorithme utilisé pour le décodage du code LDPC est l'algorithme de propagation de croyance (BP). Cet algorithme est un algorithme itératif qui utilise un certain nombre d'itérations pour estimer la vraisemblance un symbole.

Le but de cette dernière simulation est de voir l'influence que peut avoir ce nombre d'itération sur les performances d'une transmission MIMO-LDPC-Alamouti. Pour cela on utilise un schéma MIMO 2×2 avec deux différents taux de codage $1/4$ et $1/2$. Les résultats sont illustrés sur les figures III.8 et III.9

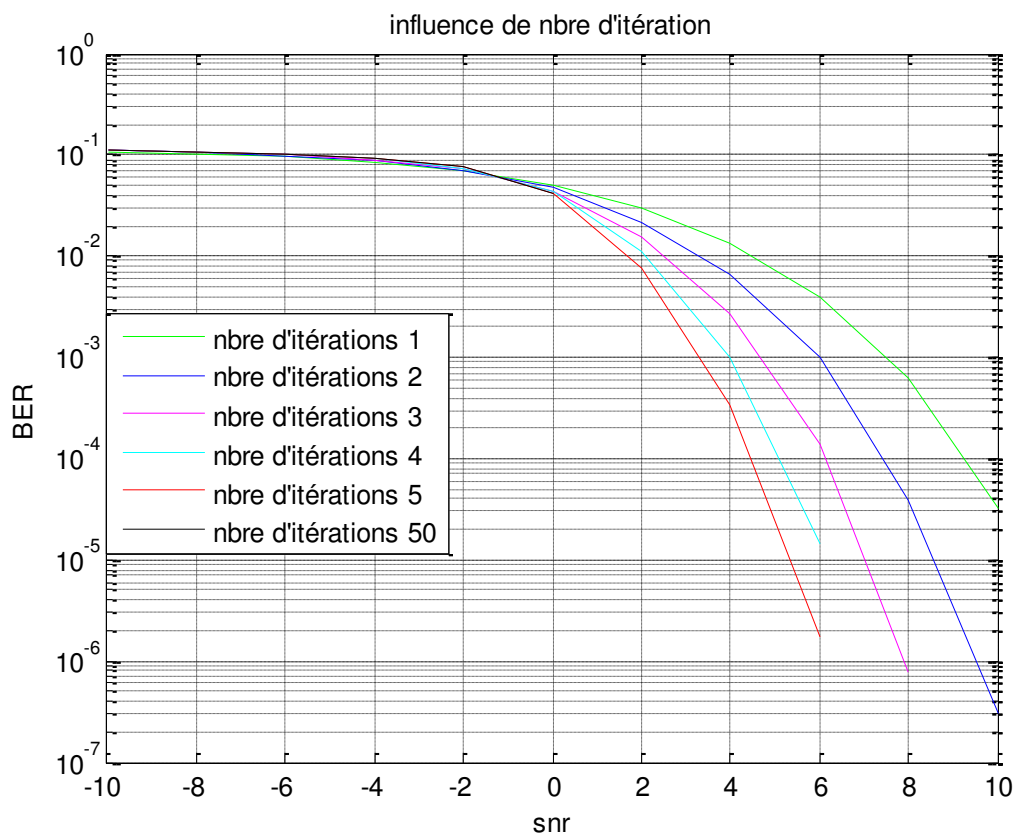


Figure III.7 : Influence de nombre d'itération pour taux de codage 1/2.

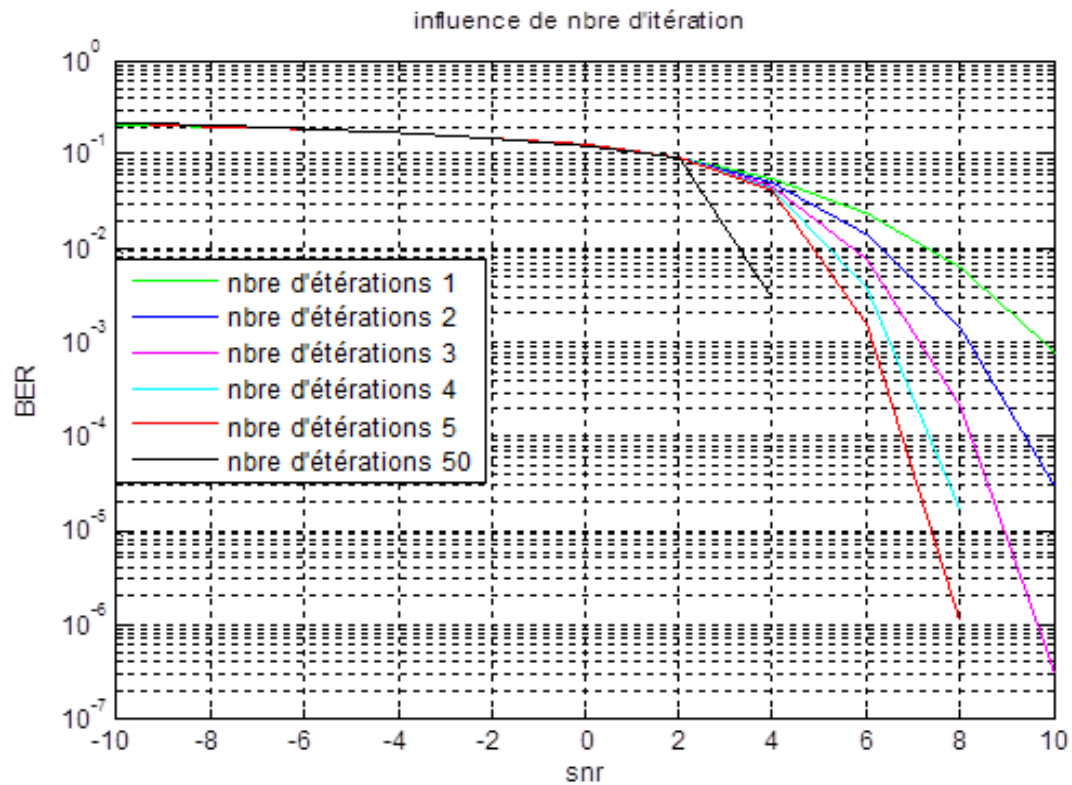


Figure III. 8 : Influence de nombre d'itération pour taux de codage 1/4.

On remarque clairement sur les deux figures que le taux d'erreurs binaires diminue avec l'augmentation du nombre d'itération. Ceci est prévisible vu que l'augmentation du nombre d'itérations affine l'estimation du symbole et donc diminue le nombre d'erreurs.

Cependant, l'augmentation du nombre d'itération ne peut être infinie puisqu'il influe de manière spectaculaire sur le temps de calcul. Dans notre cas le nombre maximum d'itération qu'on peut utiliser est de 50, pour des temps de calcul qui dépassent les 6h.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié un système MIMO associé au code LDPC pour minimiser le rapport signal sur bruit plus interférence au niveau de l'émission et de la réception.

Les résultats obtenus montrent un apport considérable des codes LDPC aux transmissions MIMO. Leur association avec un codage Alamouti augmente leurs performances.

Toutefois, une étude sur la complexité qu'engendre l'intégration de ces codes dans l'émetteur et le récepteur doit être réalisée.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Parvenu au terme de ce travail il nous est possible de dégager quelques conclusions sur les travaux menés dans ce mémoire.

L'objectif du travail présenté dans ce manuscrit est l'étude de l'apport d'un codage LDPC binaire à une transmission MIMO par son implémentation sous Matlab. Pour parvenir à cela on a devisé notre étude sur plusieurs étapes.

Dans le premier chapitre, nous avons brièvement expliqué la raison d'utilisation des systèmes multi-antennes dans la transmission numériques. Les canaux considérés dans ce travail sont sélectifs en temps et en fréquence pour être représentatif d'une transmission radio dans un environnement multi-trajets. Les évanouissements peuvent quant à eux être traités en utilisant des techniques de diversités.

Par la suite, on a introduit la notion de transmission multi-antennes et les problématiques qui lui sont associées.

Deux hypothèses sont développées pour cela, la première considère le multiplexage spatiale qui introduit des multiples de données à transmettre sur les différentes antennes d'émission sans ajout de la redondance ; la deuxième approche consiste à exploiter la diversité spatiale d'émission et de réception, il s'agit du codage spatio-temporelle en bloc ou en treillis.

Nous avons aussi détaillé les récepteurs envisageables lors d'une transmission multi-antennes pour un récepteur basé sur le forçage à zéro, est plus simple à mettre en œuvre, ses performances sont trop médiocres pour être satisfaisantes ; tout comme le récepteur à annulation successive d'interférences, enfin nous nous sommes attardé sur le détecteur optimal basé sur le maximum de vraisemblance.

Par la suite nous avons présentées la technique de modulation multi porteuses (OFDM) permettant, d'un côté, de lutter contre les perturbations qu'entraînent ces canaux et, d'un autre côté d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes.

Le chapitre deux est principalement consacré à la présentation des codes LDPC (Low Density Parity Check). Dans ce contexte, nous avons décrit dans un premier temps les concepts de bases du codage source et du codage canal.

Par la suite, on a entamé l'étude des codes LDPC, où nous avons défini ces codes, leurs méthodes de construction tel que la méthode de Gallager et la méthode de Mackay et Neal. Nous avons aussi détaillé la procédure de codage pour de tels codes. En fin de ce chapitre

nous nous sommes intéressés aux algorithmes de décodage appliqués au code LDPC. Le plus performant d'entre eux est l'algorithme de propagation de confiance (BP) dans sa version itérative. Néanmoins, cet algorithme n'est pas le moins complexe et ces performances dépendent largement du nombre d'itérations utilisées pour le décodage.

L'objectif visé dans le troisième chapitre, est l'association d'un code LDPC à un système MIMO. Nous avons présenté, dans ce cadre le système ainsi que les paramètres d'implémentation sous Matlab. Les résultats des simulations menées sont présentés dans ce chapitre.

Plusieurs conclusions sont tirées de ces résultats, la plus importante est que l'application des codes LDPC apporte une réelle amélioration des performances en matière de taux d'erreur binaire. Cependant, cela n'est pas sans inconvénients, puisque l'amélioration se fait au détriment d'une augmentation de la complexité des architectures des émetteurs et des récepteurs.

Enfin, plusieurs perspectives peuvent être envisagées à la suite de ce travail notamment :

- l'extension de cette étude aux codes LDPC non binaires, qui présentent une meilleure performance que les codes LDPC binaires.
- L'association de la technique OFDM au système étudié dans ce mémoire.
- La considération l'association des codes LDPC à des modulations d'ordres plus élevés pour améliorer les performances.

- [1] J. G. PROAKIS, « Digital Communications ». MCGRAW-HILL, 2000.
- [2] N. PRAYONGPUN, « Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarisation ». Thèse doctorat, université Joseph Fourier, Grenoble 1, avril 2009.
- [3] T.S. Rapport, Wireless communications. Prentice Hall, 1996.
- [4] BELBACHIR HOUSSAMEDDINE/BELKHITER HADJER « Simulation des antennes MIMO adaptatives associées avec la technique MC-CDMA. Université ABOU BAKR BELKAID-TLEMCEN, juin 2015.
- [5] John G. Proakis, Digital communications, McGraw-Hill, Third Edition, 1995.
- [6] B. RIHAWI, « Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radiocommunications multi-antennes ». Thèse doctorat, université de Rennes I, mars 2008.
- [7] G.J. Foschini and M.J. Gans. on limits of Wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. Wireless Personal Communications, 6(3) :311-335, March 1998.
- [8] I.E. Telatar . Capacity of multi-antenna Gaussian channels. European Transactions on Telecommunications, 10(6) :585-595, 1999.
- [9] V. TAROKH, N. Seshadri, and A.R. Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication : Performance criterion and code construction. IEEE Transactions on Information Theory, 44(2) :744-765, March 1998.
- [10] S. Alamouti, « Space-Time block coding : A simple transmitter diversity technique for wireless communication » IEEE Journal on Select Areas In Communications, vol. 16, pp. 1451-1458, October 1998.
- [11] Steredenn DAUMONT « Techniques de démodulation aveugle en interception de signaux MIMO », UNIVERSITE DE RENNES 1, Année 2009.
- [12] V. TAROKH, H. JAFARKHANI & A.R. CALDERBANK, « Space-time block codes from orthogonal designs » . IEEE Transactions on Information Theory, vol. 45, n 5, pp. 1456-1467, July 1999.
- [13] BERHAB SOUAD « Algorithmes adaptatifs pour des transmissions multi-antennes MIMO haut débit en réseaux sans fil » 2011. Université ABOU BAKR BELKAID-TLEMCEN.

- [14]Olivier BERDER, « Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes.», Université de Bretagne Occidentale. Thèse de doctorat 20 décembre 2002.
- [15]HADJ ADDA ZEYNEB/BENMELIANI AMINE, « Evaluation des antennes MIMO adaptatifs pour des systèmes de transmission large bande », Université ABOU BAKR BELKAID-TLEMCEM,05 octobre 2011.
- [16]S.Kaiser, « Multi-carrier CDMA mobile radio systems, analysis and optimization of detection, decoding and channel estimation », PhDthesis,Dusseldorf,1998.
- [17] R. G. Gallager, "Low-density parity-check codes," Ph.D. dissertation, 1963.
- [18] D. MacKay and R. M. Neal, "Near shanon limit performance of low density parity-check codes," Electronic Letter, August 1996.
- [19] J. Pearl, Probabilistic reasoning in intelligent systems : networks of plausible inference, S. Mateo, Ed. Morgan Kaufmann Publishers, 1988.
- [20] M. Luby, M. Mitzenmacher, A. Shokrollahi, and D. Spielman, "Analysis of low density codes and improved designs using irregular graphs," Proceeding of 30th ACM Symp. on Theory of Computing, 1998.
- [21] cour de transmission numérique.
- [22] RUI YANG, « LDPC-coded Modulation for Transmission over AWGN and Flat Rayleigh Fading Channels ». FACULTE DES SCIENCES ET DE GENIE UNIVERSITÉ LAVAL QUÉBEC, 2010.
- [23]Jean-Baptiste Doré « Optimisation conjointe de codes LDPC et de leurs architectures de d'encodage et mise en œuvre sur FPGA » . Traitement du signal et de l'image. INSA de Rennes, 2007. Français. <Tel-00191155v2>.
- [24] R. Tanner, "A recursive approach to low complexity codes," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 27, sept 1981.
- [25] M. G. Luby, M. Mitzenmacher, M. A. Shokrollahi, and D. A. Spielman, "Improved low-density parity check codes using irregular graphs," IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 47, pp. 585-598, Feb. 2001
- [26]T. J. Richardson, M. A. Shokrollahi, and R. L. Urbanke, «Design of capacity approaching irregular low-density parity-check codes,» *IEEE Transactions on Information Theory*,, vol. 47, pp. 619-637, 2001.

- [27] D. J. C. MacKay, "Good error-correcting codes based on very sparse matrices," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no. 2, pp. 399–431, March 1999.
- [28]. M. P. C. Fossorier, "Quasi-cyclic low-density parity-check codes from circulant permutation matrices", *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 50, no. 8, pp. 1788-1794, Aug. 2004.
- [29] S. Myung, K. Yang and J. Kim, "Quasi-cyclic LDPC codes for fast encoding", *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 51, no.8, pp. 2894- 2900, Aug. 2004.
- [30] LDPC Code using MATLAB, <http://sites.google.com/site/bsnugroho/ldpc>.
- [31] T. J. Richardson and R. L. Urbanke, "Efficient encoding of low-density parity-check codes", *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 47, no. 2, pp. 638- 656, Feb. 2001
- [32] I. ADJUDEANU, Codes correcteurs d'erreurs LDPC structurés, QUÉBEC : FACULTE DES SCIENCES ET DE GENIE , 2010.
- [33] S. M. Alamouti and S. Kallel, "Adaptive trellis-coded multiple-phase-shift keying for Rayleigh fading channels", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 42, No. 6, pp. 2305-2314, Jun. 1994.
- [34] R. G. Gallager, *Low-Density Parity-Check Codes*. Cambridge, MA: MIT Press, 1963.
- [35] R. G. Gallager, "Low-density parity-check codes", *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. IT-8, no. 1, pp. 21-28, Jan. 1962

Les systèmes de communication utilisant plusieurs antennes à la fois à l'émetteur et au récepteur ont reçu récemment une attention accrue en raison de leur capacité à fournir de grandes augmentations de capacité dans un environnement sans fil avec évanouissement.

D'autre part, les codes canal tel que le code de convolution, le code de Viterbi ou le code LDPC ont été largement utilisés pour des modulations d'ordre élevé dans des transmissions à entrées et sorties uniques (SISO), pour atteindre une efficacité maximum. Parmi tous, le code LDPC est probablement le plus prometteur, en raison de sa capacité à maximiser les performances.

Dans ce travail nous nous intéressons à l'étude du potentiel de l'association des codes LDPC à une transmission MIMO. Dans ce contexte, nous étudions l'optimisation du code LDPC ainsi que la meilleure façon de le décoder pour un meilleur rendement dans un système MIMO.

Abstract

Communication systems using multiple antennas both at the transmitter and at receiver have recently received increased attention due to their ability to supply large capacity in a fading environment.

Moreover, channel coding, how use different codes, such as convolution, code Viterbi code or LDPC codes have been widely used for high-order modulations single input, single output (SISO) transmissions to maximum efficiency. Among all, the LDPC code is probably the most hopeful for its ability to maximize performance.

In this work, we investigate the combination potential of the LDPC codes and MIMO transmission. In this context, we study the LDPC code optimization and the best way to decoded it for greatest performance in a MIMO system.

ملخص

لقد حازت نظم الاتصالات باستخدام هوائيات متعددة سواء في الإرسال والاستقبال في الآونة الأخيرة باهتمام متزايد نظراً لقدرتها على توفير سعة كبيرة في بيئة ذات مؤثرات مختلفة. وعلاوة على ذلك فإن ترميز القناة، وكيفية استخدام رموز مختلفة، مثل رمز الالتواء أو رموز تماثل الاختيار منخفض الكثافة قد تم استعمالها على نطاق واسع.

في هذا العمل، نحقق في إمكانية الجمع بين رموز LDPC و MIMO. وفي هذا السياق، نقوم بدراسة الرمز الأمثل وأفضل طريقة لفك الشفرة لأعظم أداء في نظام MIMO.