

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد حطاب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Filière Télécommunications
Spécialité Systèmes des télécommunications

présenté par

OUCHELLI Boudjema

&

ZIOUANI Med Ryad

Etudes et Simulations de protocole HARQ dans les Canaux de Rayleigh

Proposé par : Mahdi Bersali

Année Universitaire 2018-2019

Remerciements

Nous tenons à remercier dans un premier temps, toute l'équipe pédagogique du département d'électronique et surtout ceux chargé de la formation en télécommunications et en réseaux informatiques.

Nous tenons à présenter la meilleure forme de nos remerciements à notre respectueux professeur monsieur Mahdi Bersali, enseignant à l'université de Blida 1, qui a accepté de nous accueillir et de diriger notre projet en nous apportant tout le soutien technique et moral pour mener à bien nos recherches. Son énergie, sa rigueur, sa disponibilité, ses remarques pertinentes et son encouragement nous ont permis de réaliser l'ensemble de nos travaux dans un dynamisme de réussite et dans la bonne humeur.

Nous remercions également l'ensemble des personnes qui ont accepté d'évaluer notre travail mais aussi l'ensemble des membres du jury désigné pour évaluer notre projet de recherche.

Nos remerciements vont également à tous nos enseignants et à toutes les personnes qui nous ont soutenu et qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Enfin, nous tenons à remercier chaleureusement nos familles respectives, qui nous ont toujours encouragé dans nos études et nous ont permis de devenir ce que nous sommes aujourd'hui.

ملخص:

يتكون هذا البحث من دراسة ومحاكاة تقنيات HARQ للكشف عن الأخطاء وتصحيحها في سياق إرسال SISO MIMO. سيتم تقييم أداء هذه التقنيات من وجهة نظر معدل الخطأ الثنائي كدالة لنسبة الإشارة إلى الضوضاء في قناة رايلي مسطحة مع إضافة الضوضاء المضافة الغوسية.

كلمات المفاتيح: MIMO, SISO, HARQ.

Résumé :

Cet travail de recherche consiste dans l'étude et la simulation des techniques de détections et de correction d'erreurs HARQ dans le contexte d'une transmission SISO MIMO. Les performances de telles techniques seront évaluées du point de vue taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit et ce dans à travers des canaux de Rayleigh différents avec ajout d'un bruit blanc additif gaussien.

Mots clés : MIMO , SISO , HARQ.

Abstract:

This research work consists of studying and simulating HARQ error detection and correction techniques in the context of a SISO MIMO transmission. The performance of such techniques will be evaluated from the point of view of binary error rate as a function of the signal-to-noise ratio in a different Rayleigh channels with the addition of white Gaussian additive noise.

Keywords : MIMO, SISO, HARQ.

Listes des acronymes et abréviations

16QAM :16-quadrature amplitude modulation

2G : deuxième génération

3G :troisième génération

8PSK: 8-phase shift keying

ACK:acknowledgment

ARQ:*automaticrepeatrequest*

BER:bit error rate

BF :belief propagation

Bruit SNR : *signal to noise ratio*

C.C:Chaise Combining

Codelength : la longueur du code

Codeword:mot du code

COST 207 :cooperation in the field of scientific and

CP:cyclique prefix

CRC: cyclic redundancychecksum

FEC:fowarderror correction

FFT:fast Fourier transform

GSM : global système mobile

HARQ: hybrid ARQ

IEEE 802.3 an: Ethernet sur pairetorsadées

IFFT: inversefast Fourier transforme

IR :IncrementalRedundancy

ISI : inter symbole interference

LC : longueur de contrainte

LDPC: low density parity check

LLR(s):log likelihood ratio

LTE: long term evolution

MAN: metropolitan area network

MIMO:multiple input multiple output

MRC: Maximum Ratio Combining

NACK:not acknowledgment

OFDM:orthogonal frequency-division multiplexing

OSI:open systeminterconnection

PCM:pulse code modulation

PedB:Prostate Expression Database

Protocol Go-back-N:Retour - N - ARQ

QPSK:quadrature phase shifkeying

RF:radio frequency

SDLC:softwrare development life cycle

SISO:single input single output

SVD : singular values decomposition

TIMEOUT : temps déterminé

WLAN: wide land area network

WiMax: Worldwide Interoperability for Microwave Access

Table des matières

Chapitre 1.....	Erreur ! Signet non défini.
Les techniques de correction d'erreurs	Erreur ! Signet non défini.
1.1. introduction	3
1.2. codage et décodage canal.....	4
1.2.1. Codage canal	5
1.2.2. Canal de transmission	5
1.2.3. Décodage canal	5
1.4. Codes correcteurs d'erreurs	6
1.4.1. Les codes en blocs.....	6
1.4.2. Les codes convolutifs (ou convolutionnelles)	8
1.4.3. Les turbos codes.....	13
1.4.4. Les codes LDPC (low density parity check):	15
1.5. Conclusion.....	17
Chapitre 2 :.....	Erreur ! Signet non défini.
2.1. introduction	18
2.2. La couche liaison de données	18
2.2.1. Contrôled'erreurs.....	19
2.2.2. Contrôle du flux.....	20
2.2.3. Calcul du CRC.....	21
2.3. La technique ARQ.....	23
2.3.1. Principe de l'ARQ.....	24
2.4. La technique HARQ	27
2.4.1. HARQ type 1	27
2.4.2. HARQ type 2	28
2.4.3. HARQ type 3	30
2.5. Conclusion.....	31
3.1. Introduction	32
3.2. Principe du MIMO	32
3.3. Rappel sur les canaux multi trajets et l'OFDM.....	34
3.3.1. Canaux multi trajets.....	34

3.4. Système OFDM.....	38
3.4.1. Idée de l'OFDM	38
3.4.2. Schéma de principe d'une chaîne de transmission OFDM	39
3.5. Technique MIMO	40
3.5.1. La capacité d'un système MIMO.....	41
3.5.2. Egalisation et détection dans les systèmes MIMO	42
3.6. conclusion	46
Chapitre 4 :.....	Erreur ! Signet non défini.
4.1. introduction	47
4.2. Paramètres des simulations.....	47
4.3. PARTIE 1 : techniques SISO	48
4.3.1. Analyse de performance de différents types de canaux.....	48
4.4. PARTIE 2 : Technique MIMO	51
4.4.1. Analyse de performance de différents types de canaux.....	51
4.5. conclusion	55

Liste des figures

- Figure 1- 1** : système de communication**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 1- 2** : Principe du mot de code.....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 1- 3** : exemple de codeur convolutif.....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 1- 4** : Diagramme des états de transition du codeur de la figure (1.3).**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 1- 5** : codeur (2,1,3)**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 1- 6** : Diagramme d'état du codeur (2 ;1 ;3)**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 1- 7** : Diagramme en treillis du codeur (1 ,2,3).....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 1- 8** : Schéma du principe d'un Turbo-codeur.....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 1- 9** : graphe bipartite d'un code LDPC.....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 2- 1**: Principe de contrôle d'erreur par ARQ.....
Erreur ! Signet non défini.
- Figure 2- 2** : Le principe du CRC.....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 2- 3** : Types de protocoles ARQ**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 2- 4** : Principe d'acquittement lors du protocole Stop-and-wait. ... **Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 2- 5** : Principe des acquittements dans le protocole Go-Back-N..... **Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 2- 6** : Schéma d'un HARQ-CC (Chase Combining).....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 2- 7** : Schéma d'un HARQ-IR (Incrementale Redundancy) **Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 3- 1**: description de la technologie MIMO.....
Erreur ! Signet non défini.
- Figure 3- 2** : Canal MIMO $N_t \times N_r$ [16].....**Erreur ! Signet non défini.**
- Figure 4- 1** : BLER vs SNR pour un nombre différent de retransmission HARQ, SISO dans un canal PedB.....
Erreur ! Signet non défini.

Figure 4- 2: BLER vs SNR pour un nombre différent de retransmission HARQ , SISO dans un canal plat de Rayleigh**Erreur ! Signet non défini.**

Figure 4- 3 :Débit vs SNR pour un nombre différent de retransmission HARQ , SISO dans un canal PedB.**Erreur ! Signet non défini.**

Figure 4- 4 : Débit vs SNR pour un nombre différent de retransmission HARQ , SISO dans un canal de Rayleigh Plat.**Erreur ! Signet non défini.**

Figure 4- 5 : BER vs SNR pour un canal Rayleigh Plat, MIMO 4x2. **Erreur ! Signet non défini.**

Figure 4- 6 : BER vs SNR pour un canal PedB , MIMO 4x2.....**Erreur ! Signet non défini.**

Figure 4- 7 : Débit vs SNR pour un canal PedB, MIMO 4x2.**Erreur ! Signet non défini.**

Figure 4- 8 : Débit vs SNR pour un canal Flat Rayleigh, MIMO 4x2.... **Erreur ! Signet non défini.**

Liste des tableaux

Tableau 1 : Liste des polynômes générateurs pour chaque degré de CRC. **Erreur ! Signet non défini.**

Tableau 2: Paramètres de simulation.....

Erreur ! Signet non défini.

Introduction générale

Depuis quelques années, les moyens de communications sans fil sont devenus très populaires puisqu'ils permettent aux utilisateurs de communiquer les uns avec les autres indépendamment de l'endroit où ils se situent. De plus, la demande pour des hauts débits ne cesse d'augmenter. Dans les systèmes de transmission radio actuels, qu'ils soient fixes ou mobiles, la transmission des données se fait généralement en mode paquet.

Au cours de l'échange de données dans des réseaux sans fil, une erreur de transmission ne peut se produire. Les données corrompues ne peuvent pas être traitées ultérieurement sans correction. Une technique basée sur l'une ou l'autre Demande automatique de répétition (ARQ) ou Forward Error Correction (FEC) est classiquement utilisé pour réparer des données erronées dans les réseaux sans fil. Lorsque l'on dispose d'une voie de retour (*feedback*) dans le système nécessaire pour informer l'émetteur de la qualité de l'information reçue, on peut envisager de coupler le code correcteur d'erreur à un mécanisme de retransmission des paquets pour améliorer la robustesse du système vis à vis des fluctuations de puissance sur le canal afin d'éviter le gaspillage des ressources lors des retransmissions. En fait, la protection des données des utilisateurs par un code FEC permet de minimiser le nombre des retransmissions, tandis qu'une stratégie ARQ permet de limiter la redondance. Cette technique, appelée Hybrid ARQ (*automatic repeat request*), rencontre aujourd'hui un succès notable car elle permet d'adapter le codage (voire la modulation) et donc le débit utile de la transmission aux conditions de propagation [1]. Ce modèle combine les techniques ARQ,

qui consistent en la retransmission des paquets de données sur détection d'une erreur, avec un codage canal ou Forward Error Correction codes (FEC) réalisant ainsi le meilleur compromis entre les deux procédés. Ce schéma puissant permet donc de tirer profit, en fonction du SNR, des propriétés de l'ARQ et celles de FEC. Cela pour fiabiliser le lien entre l'émetteur et le récepteur par la retransmission de paquets ou de redondance supplémentaire si l'information n'a pas été correctement reçue au niveau du récepteur. Ces schémas HARQ font aujourd'hui partie des nouvelles normes sans fil telles que le Wi max (IEEE 802.16), le HSPA (HSDPA et HSUPA) et la 3GPP-LTE. Ainsi il est d'un grand intérêt d'étudier les systèmes basés sur les HARQ.

Le présent mémoire est constitué de six parties : la première partie comprend une introduction qui décrit d'une façon générale la technologie HARQ et son intérêt dans les systèmes sans fil.

La deuxième partie est une description des techniques de détection et correction d'erreurs directe de transmission FEC ou codage canal. Durant la troisième partie, on détaillera le fonctionnement des protocoles d'acquiescement ARQ et spécialement des mécanismes HARQ.

La quatrième partie est consacrée à une brève étude des domaines d'implémentation de la technologie HARQ dans la technique MIMO. Quant à la cinquième partie les résultats et interprétations seront abordés. Finalement, le mémoire se termine par une conclusion qui résumera notre travail.

Chapitre 1 Les techniques de correction d'erreurs

1.1. Introduction

Dans tout système de communication, on cherche à transmettre l'information provenant d'une source vers un récepteur à travers un canal de transmission. Les perturbations intervenant sur celui-ci induisent des erreurs de transmission que le codage de canal s'efforce de combattre. L'objectif est alors d'assurer un taux d'erreur minimal et la solution prédominante est basée sur l'insertion parmi les éléments d'information (bits) d'éléments supplémentaires (redondance) qui suivent une loi connue pour corriger ces erreurs.

Le codage correcteur d'erreurs FEC (*forward error correction*), dont l'origine remonte à la fin des années 40 [2], permet de transmettre de façon fiable l'information codée au moyen de mots binaires d'une longueur donnée sur un canal de communication plus ou moins bruité. Dans ces schémas FEC l'émetteur ajoute des informations redondantes au message utile et le récepteur exploite cette redondance pour décider quel message a été envoyé. On classe les codes correcteurs d'erreur en trois grandes familles:

- ✓ Les codes en blocs : le codage/décodage d'un bloc dépend uniquement des informations de ce bloc.
- ✓ Les codes convolutifs (ou récurrents) : le codage/décodage d'un bloc dépend des informations d'autres blocs (généralement de blocs précédemment transmis).
- ✓ Les codes approchant la capacité de Shannon : les turbo codes et les codes LDPC.

1.2. Codage et décodage canal

On définit un canal de transmission comme un système physique permettant la transmission d'une information entre deux points distants. Le taux d'erreurs binaire BER (*Bit Error Rate*) d'un message est défini comme étant le rapport du nombre de bits erronés par le nombre de bits du message.

Jusqu'au début des années 1940, les ingénieurs chargés de concevoir les premiers systèmes de communication numériques, basés sur la modulation par impulsions codées PCM (*pulse code modulation*) partaient du principe que les effets du bruit pourraient être gérés, croyait-on, seulement en augmentant suffisamment la puissance du signal transmis pour que le rapport signal sur bruit SNR (*signal to noiseratio*) reçu soit suffisamment élevé. Les travaux révolutionnaires de Shannon en 1948 ont fondamentalement changé cette vision et ont montré qu'il était possible de transmettre des données numériques avec une fiabilité arbitrairement élevée, sur des canaux corrompus par du bruit, en codant le message numérique avec un code correcteur d'erreur avant la transmission, puis en le décodant à la réception [b].

En d'autres termes, on peut obtenir des transmissions aussi fiables que l'on veut, en utilisant des codes de taux plus petits. Cependant, ce théorème de Shannon n'indique pas le moyen de construire de tels codes [b].

La source d'information est le premier maillon de la chaîne de transmission. Elle fournit le message porteur de l'information. Dans ce chapitre on s'intéresse au codage et décodage de canal où le message émis par la source a été traité au préalable par un codage de source afin de minimiser la taille du message et ce en éliminant les redondances naturelles de l'information. Ensuite le message passe par le codage de canal défini comme suit.

1.2.1. Codage canal

Ce codage a pour rôle de protéger l'information émise contre les perturbations du canal de transmission susceptibles de modifier son contenu. Il s'agit donc de rajouter de la redondance de manière à détecter et éventuellement et corriger les erreurs lors de la réception si la stratégie adoptée le permet. Les conditions d'un codage correct sont déterminées par le second théorème de Shannon [1].

1.2.2. Canal de transmission

Il représente la liaison entre l'émetteur et le récepteur et peut être de différentes natures selon le type de grandeur qu'il permet de véhiculer. Le canal de transmission est caractérisé par sa capacité et par sa bande passante, il existe plusieurs modèles théoriques du canal de transmission en fonction des types d'erreurs les plus fréquents [1].

1.2.3. Décodage canal

Le décodage canal consiste dans un premier temps à détecter la présence d'erreurs dans l'information et puis dans un deuxième temps de les corriger. A partir de ces deux actions découlent trois principales stratégies :

- Les stratégies *ARQ (automatic repeat request)* qui se limitent à détecter la présence d'éventuelles erreurs, la correction s'effectuant par retransmission des blocs erronés.
- Les stratégies *FEC (Forward Error Correction)* mettent en œuvre les codes permettant la détection et la correction des erreurs sans aucune retransmission
- Les systèmes hybrides combinent entre les deux techniques [1].

1.4. Codes correcteurs d'erreurs

La théorie des communications s'intéresse aux moyens de transmettre une information depuis la source jusqu'à un utilisateur à travers un canal. Par définition un code correcteur d'erreurs est une technique de codage basée sur la redondance de l'information et est destinée à détecter voire corriger les erreurs qui peuvent-être générées par un canal de communication peu fiable.

Le codage correcteur d'erreurs permet de transmettre de façon fiable l'information, le codeur ajoute des informations redondantes au message utile. Le récepteur au niveau de décodeur permet de restituer de façon acceptable l'information fournie par la source [2].

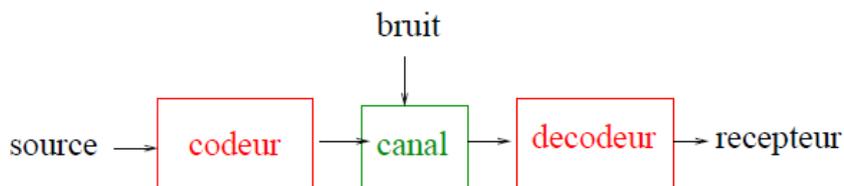


Figure 1.1: système de communication [2]

1.4.1. Les codes en blocs

Le codage en blocs consiste à associer à un bloc de données d de K symboles issus de la source d'informations un bloc C , appelé mot de code, de n symboles avec $n \geq K$. La différence $(n - k)$ représente la quantité de redondance introduite par le code. Le rapport $R = \frac{K}{n}$ est appelé le taux de codage (*coding rate*).

On appelle mot du code (*codeword*) la suite de n bits obtenue après un codage. Le nombre n de bits qui composent un mot du code est appelé la longueur du code

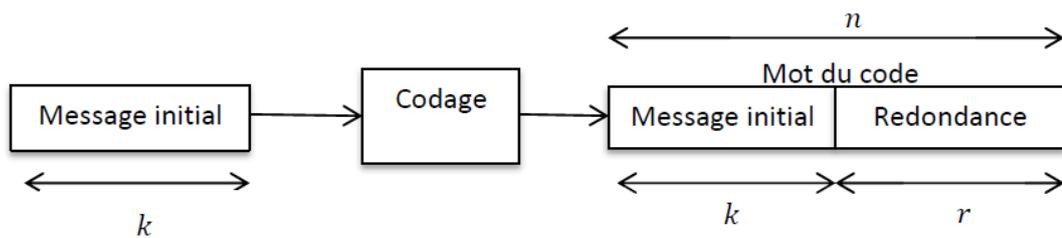


Figure 1.2: Principe du mot de code [3].

(code length). La dimension k étant la longueur initiale des mots. La figure ci-après illustre le principe [2].

Quelques définitions :

- Le poids de Hamming, noté P , d'un mot est le nombre de bits à 1 qu'il contient.
- La distance de Hamming d'un code, noté d , entre deux mots de même longueur est définie par le nombre de positions binaires qui diffèrent entre ces deux mots. d se calcule par le poids de Hamming de la somme binaire modulo 2 des 2 mots [4].

Exemple : $d(1100110, 1010110) = P(1100110 \text{ XOR } 1010110) = P(0110000) = 2$

- La capacité de détection d'erreur d'un code est définie par les configurations erronées que le code est capable de détecter (corriger).
- La capacité de correction d'un code: un code de distance minimale d est susceptible de corriger $t = \lfloor (d - 1)/2 \rfloor$ erreurs [4].

Exemple : $d = 3$ implique une capacité de détection ≤ 2 et une capacité de correction ≤ 1 .

1.4.2. Les codes convolutifs (ou convolutionnelles)

a) Principe :

Le principe des codes convolutifs, inventés par Peter Elias en 1954, est non plus de découper le message en blocs finis mais de le considérer comme une séquence semi-infinie $a_0 a_1 a_2 \dots a_{N-1}$ de symboles qui passe à travers une succession de registres à décalage, dont le nombre est appelé mémoire du code. Dans l'exemple représenté en Figure 1.3, a_t parvient au codeur à l'instant t . Les bits de sortie seront :

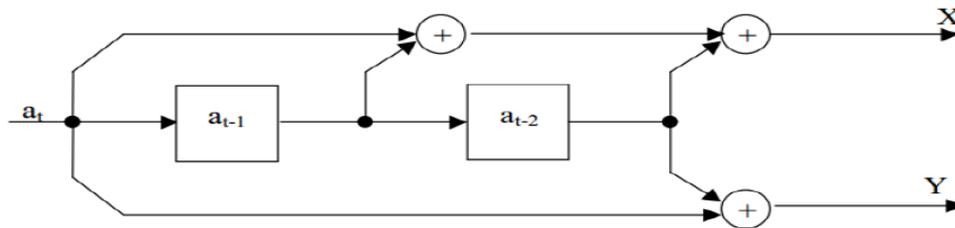


Figure 1.3 : exemple de codeur convolutif.

$$X = a_t + a_{t-1} + a_{t-2} \quad (1.3)$$

$$Y = a_t + a_{t-2} \quad (1.4)$$

Un code convolutif diffère d'un code en bloc par le fait que chaque bloc de n éléments en sortie ne dépend pas seulement des k entrées à un instant donné mais aussi de m blocs précédents. Le codeur convolutif qui, à des blocs de k bits pour la séquence d'information U produit une séquence codée V de n symboles (k entrée et n sorties) (voir figure 1.4).

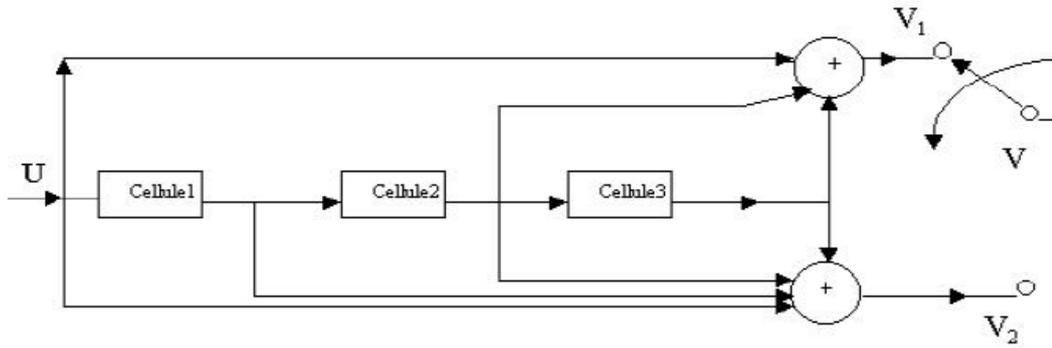


Figure 1.4 : codeur (2,1,3) [3]

Dans ce type de codes chaque bloc codé ne dépend pas seulement des blocs de message de k bits correspondant dans la même unité de temps mais aussi des m précédents blocs de messages d'où l'existence de codeur à mémoire d'ordre m qui doit être implémenté avec un circuit logique séquentiel c'est à dire à l'aide des multiplexeurs pour rendre en série l'information en entrée et en sortie des additionneurs modulo 2 (ou exclusif) et des registres à décalage [5]. On définit :

n : le nombre de sorties,

k : le nombre d'entrées,

m : le nombre de cellules de tous les étages.

Il nécessite par suite un décodeur à mémoire d'ordre m . Les $r (n-k)$ bits redondants qui sont ajoutés à la séquence d'information croît avec m d'où k est strictement inférieur à n ou bien le rendement $R < 1$. Pour illustrer ce dernier on prend comme exemple un codeur (2, 1,3) de figure 1.4 :

Pour une séquence d'information $U = (10110 \dots \dots)$ On obtient en sortie donc la séquence en sortie $V = (11,01,00,01, \dots \dots \dots)$.

Pour analyser ce type de codes, il est préférable de représenter graphiquement le fonctionnement du codeur. L'étude du codage convolutif par un diagramme arborescent devient vite impraticable dès que la séquence à coder dépasse quelques bits puisque la dimension de l'arbre double à chaque étage. On préfère donc représenter le fonctionnement du codeur à l'aide d'un diagramme d'état ou le diagramme en treillis. Pour l'exemple de la figure 1.4 et en supposant que les registres du codeur sont initialisés à zéro.

b) Diagramme d'état :

Il représente les transitions possibles entre les états. Les valeurs des sorties du codeur sont indiquées sur chacune des transitions. Tous les états internes possibles du codeur sont représentés par des nœuds S_j .

Le diagramme d'état dans lequel chaque état représente un état particulier des registres du codeur et chaque branche représente le changement d'état du codeur en fonction de l'arrivée d'un nouveau bit. Les différentes branches sont repérées par la valeur du bit d'entrée qui provoque le changement d'état et par le mot de code produit à l'arrivée de ce bit. Dans le cas de la figure 1.5 correspondant au codeur (2,1,3), le codeur comprend trois registres et peut prendre huit états auxquels correspond huit nœuds du diagramme d'état figure 1.6. Les états S_j correspondant aux états des cellules à décalage du codeur (2, 1, 3) sont $S_0 = 000$, $S_1 = 100$, $S_2 = 010$, $S_3 = 110$, $S_4 = 001$, $S_5 = 101$, $S_6 = 011$ et $S_7 = 111$. On procède en posant S_0 comme étant un état initial et final à la fois, on étiquette chaque branche avec le bit qui cause la transition et les deux bits sortants.

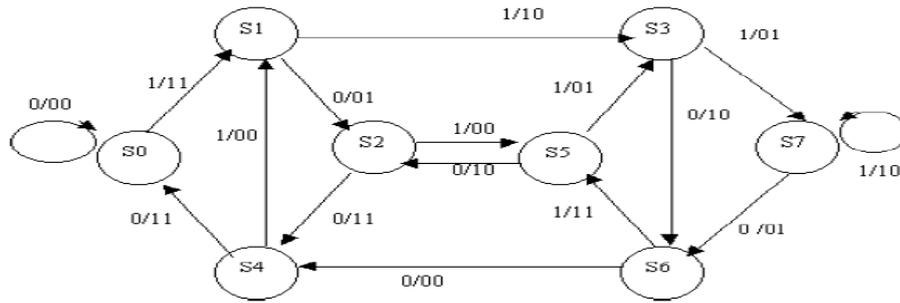


Figure 1.5 : Diagramme d'état du codeur (2 ; 1 ; 3) [3]

Si l'information à coder est $U = (11101)$, son mot code correspondant est $V = (1110010111101111)$ de longueur $n * (L + m)$ donc 16. Pour connaître le mot code d'une séquence quelconque d'information il suffit de suivre le chemin tout au long du diagramme et donc on constate qu'il revient toujours à S_0 .

c) Diagramme en treillis

Le fonctionnement d'un codeur convolutionnel peut être également représenté par un diagramme en treillis du type de celui de la figure 1.6 qui correspond au codeur de la figure 1.5, et dans lequel l'acheminement du point sur le graphe s'effectue de la gauche vers la droite. Le treillis provient de l'étude des automates d'états finis conçus à l'intention d'expliquer le fonctionnement interne de l'algorithme de Viterbi pour le décodage des codes convolutionnels. A ce jour les treillis pour le décodage de Viterbi restent la motivation fondamentale pour la recherche.

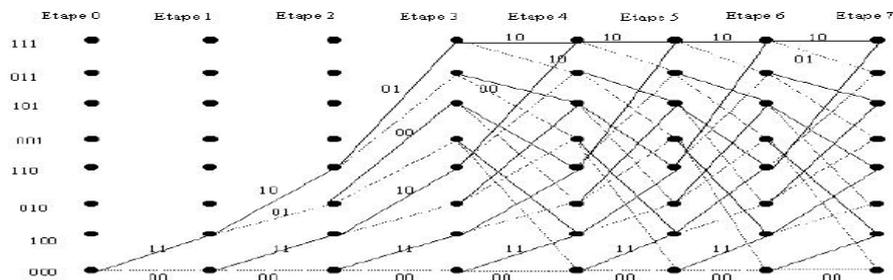


Figure 1.6 : Diagramme en treillis du codeur (1,2,3) [3]

Chaque transition d'un état du registre à l'état suivant est repérée par une ligne pleine ou en pointillé selon que le bit qui l'a provoqué est 1 ou 0, et comporte l'indication du mot de code produit [5]. Cette structure peut être considérée comme un diagramme d'état répété une multitude de fois, le temps que la séquence d'information soit codée. Il permet de connaître un chemin correspondant à un mot de code donné.

La complexité du treillis croît exponentiellement avec le nombre d'états 2^m , c'est à dire avec la longueur de contrainte Lc .

d) Décodage des codes convolutifs : (algorithme de Viterbi)

En pratique, il est possible de tirer un meilleur parti des possibilités de détection et de correction des codes convolutionnels en faisant appel à des méthodes probabilistes dont la plus connue est l'algorithme de Viterbi.

L'algorithme de Viterbi applique au décodage le principe du maximum de vraisemblance, et il est basé sur la programmation dynamique. L'algorithme de Viterbi peut être considéré comme une estimation de l'état du codeur. Si le codeur comporte $(K - 1)$ étages de m bits, l'état Q_i du codeur juste avant l'arrivée du mot d'information x_i^T peut être considéré comme défini par la valeur des $(K - 1)$ mots qui précèdent x_i^T avec :

$$Q_i = (x_{i-1}^T, x_{i-2}^T, \dots, x_{i-k+1}^T) \quad (1.5)$$

Puisque chaque mot d'information à une longueur de m bits Q_i peut prendre $2^{(k-1)m}$ valeurs différentes possibles. L'arrivée du bloc d'information x_i^T fait passer le codeur à l'état $Q_i + 1$ en provoquant l'émission d'un mot de code y_i^T de n bits. Inversement, il est possible de déterminer le mot d'information x_i^T et le mot de code y_i^T sachant que le codeur est passé de l'état Q_i à l'état $Q_i + 1$. Le décodage de la séquence reçue y^T peut être effectué en estimant la séquence des états successifs

\hat{Q} qui a donné naissance à \hat{y}^T . Les séquences d'émission estimées \hat{x}^T et \hat{y}^T sont ensuite déterminées à partir de la séquence \hat{Q} .

L'algorithme peut être mis en œuvre de façon commode à partir d'un diagramme en treillis en appliquant les règles suivantes :

- Partir du premier étage du diagramme où deux branches arrivent à chaque état, calculer pour chacun des états la distance $d(\hat{y}^T, y^T)$ de chacun des deux chemins qui arrivent à cet état, pour chaque état, conserver le chemin dont la distance est la plus faible (le survivant), et éliminer l'autre.
- Répéter l'opération pour chaque étage du treillis.
- Lorsque l'origine de tous les survivants passe par un chemin unique, ce dernier représente une partie du mot décodé [5,6].

1.4.3. Les turbos codes

Les turbo-codes ont été inventés en 1991, et présentés à la communauté scientifique en 1993, par une équipe de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Brest dirigée par Claude Berrou et Alain Glavieux. Les turbos codes ont été adoptés par toutes les agences spatiales mondiales, et ont été utilisés, entre autres, dans la téléphonie mobile (4G).

a) Le codeur :

Le principe des turbo-codes présenté dans la figure 1-7 est l'utilisation conjointe de deux codeurs convolutifs récursifs, le plus souvent, en parallèle. L'entrelaceur ayant pour but de permuer une séquence de bits de manière à ce que deux symboles proches à l'origine soient les plus éloignés possibles l'un de l'autre. Cela permet en particulier de transformer une erreur portant sur des bits regroupés en une erreur répartie sur l'ensemble de la séquence.

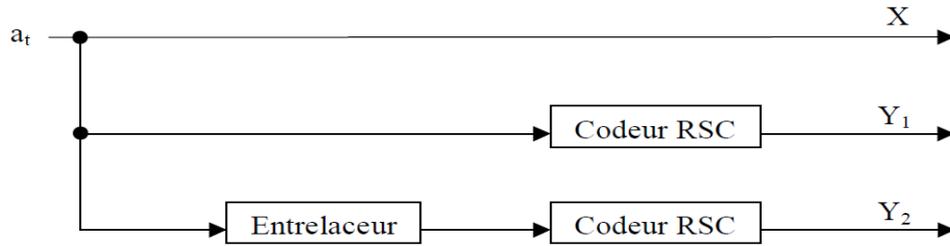


Figure 1.7 : Schéma du principe d'un turbo-codeur [3]

On constate sur le schéma représenté dans la Figure 1.7 que le taux de codage R des turbo-codes est de $\frac{1}{3}$. On peut le ramener à $\frac{1}{2}$ par un poinçonnage qui consiste à ne garder à tout instant que l'un des bits Y_1 ou Y_2 [4].

b) Le décodeur :

Si le codage est relativement simple, le décodage est beaucoup plus complexe. Nous n'en présentons ici que le principe. La Figure 1.8 donne un schéma simplifié du turbo-décodeur. Les entrelaceurs et le désentrelaceur utilisent la même permutation que l'entrelaceur du codeur. Ils permettent par exemple la comparaison de la séquence X avec la séquence Y_2 , entrelacée au moment du codage. La procédure de décodage est itérée un certain nombre de fois fixé à l'avance (nombre d'itérations). La décision n'intervient qu'à la fin. A chaque étape, le décodeur dispose des probabilités calculées à l'étape précédente.

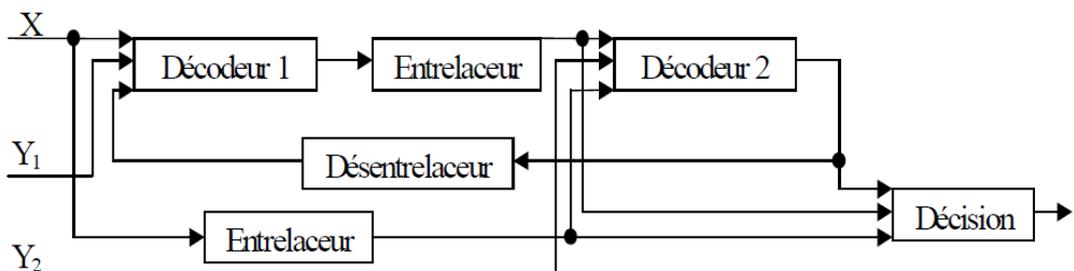


Figure 1.8 : Schéma du principe d'un turbo-décodeur [3]

1.4.4. Les codes LDPC (low density parity check)

Les codes LDPC ont été découverts par R.G Gallager, dans les années 60. Ces codes ont été ignorés jusqu'à 1981 et repris et améliorés par M. Tanner qui leur donna une nouvelle interprétation d'un point de vue graphique [9]. Les codes LDPC sont utilisés dans plusieurs standards, entre autre, le WiMax et le IEEE 802.3 an (Ethernet sur paire torsadées).

a) Principe

Les codes LDPC font partie de la classe des codes blocs linéaires et s'approchent davantage de la limite de Shannon (capacité d'un canal). Un code LDPC est un code dont la matrice de contrôle de parité, notée, H , est de faible densité. La faible densité signifie que cette matrice contient plus de bits 0 que de bits 1.

Un code LDPC peut être représenté sous forme matricielle ou bien sous la forme d'un graphe bipartite (représentation de Tanner), voir figure 1.9 :il s'agit de graphe dont on peut séparer les nœuds en deux groupes : les nœuds de variables et les nœuds de parités. Pour les codes LDPC, il y a d'une part N bits (variables) V_n et d'autre part M parités c_m (checks). Lorsqu'un bit apparait dans une parité, les deux nœuds correspondants sont reliés. Par exemple, la matrice suivante [8].

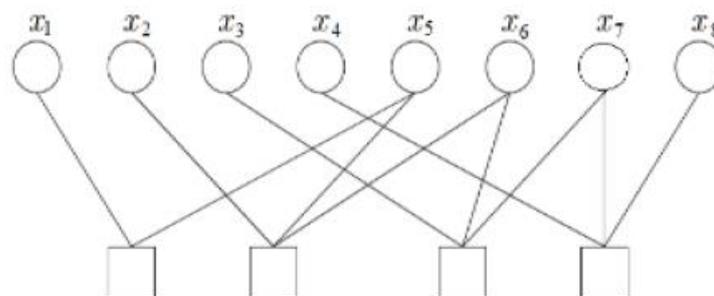


Figure 1.9 : graphe bipartite d'un code LDPC [3].

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (1.6)$$

La matrice peut être représentée par le graphe de la figure 1.6. Les lignes de la matrice sont représentées par des carrés et sont appelées nœuds de contrôle, les colonnes de la matrice sont représentées par des cercles et sont appelées nœuds de données et les bits 1 représentent les arrêtes du graphe. Il y a deux familles de codes LDPC : les codes réguliers et les codes irréguliers [8].

Les codes LDPC réguliers sont les codes dont le nombre de 1 par ligne et le nombre de 1 par colonne sont constants. Par extension, les codes LDPC irréguliers sont les codes définis par des matrices de contrôle de parité où le nombre de 1 par ligne ou par colonne n'est pas constant. L'irrégularité de ces codes se spécifie à travers deux polynômes et $\rho(x)$.

$$\lambda(x) = \sum_{i \geq 1} \lambda_i X^{i-1} \quad (1.7)$$

$$p(x) = \sum_{i \geq 1} p_i X^{i-1} \quad (1.8)$$

Où λ_i, p_i caractérise la proportion du nombre de branches connectées aux nœuds de données (aux nœuds de contrôle) de degré i par rapport au nombre total de branche. Le degré est défini comme le nombre de branches connectées à un nœud [8].

b) Décodage des codes LDPC

Le décodeur des codes LDPC est basé sur l'algorithme propagation de croyances BF (*belief propagation*) qui accepte à son entrée les LLR(s) (*log likelihood ratio*) des bits reçus du bloc de démodulation. Cet algorithme utilise la représentation graphique de Tanner, et calcule les fonctions marginales sur le graphe.

1.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons passé en revue les principales classes de techniques de correction d'erreur utilisées dans les réseaux informatiques (ethernet) et dans les chaînes de transmission radio, notamment la radio mobile (2G, 3G, LTE, WiMax...etc.), à savoir les codes en blocs linéaires, les codes convolutifs, les turbo codes et enfin, les codes LDPC.

Ces techniques peuvent être améliorées si des processus de détection d'erreurs (précédant la correction d'erreur) sont insérés dans la chaîne de transmission. Ces techniques de détection et de correction d'erreur connues sous les abréviations d'ARQ (automatic repeat request) et HARQ (hybrid ARQ) feront l'objet du deuxième chapitre.

Chapitre 2 Protocole HARQ

2.1. Introduction

Le système initial ARQ (*automatic repeat request*) a été inventé par Van Duüren en 1943 afin d'assurer une transmission fiable des caractères. Le premier modèle commercial de la technique ARQ, construit au Pays-Bas, a été mis en service en 1947 [11]. Le principe consiste à ajouter un champ CRC (*cyclic redundancy checksum*) à la trame envoyée. Ce champ permet de détecter l'intégrité de la trame. A la réception, le champ CRC permet de vérifier la trame, si elle est fautive un acquittement négatif est envoyé NACK (*not acknowledgment*) et la trame est ensuite retransmise, si elle est correcte un acquittement positif ACK (*acknowledgment*) est envoyé. Cette technique permet donc de détecter les erreurs de transmission sans les corriger ; quand une erreur est détectée, la trame est retransmise [12]. Et pour mieux rendre fiable la transmission on fait appel à la technique HARQ dont le principe est de combiner ces protocoles ARQ avec les FEC présentés dans le premier chapitre, et cela afin de bénéficier des atouts apportés par ces deux techniques. Ces techniques (ARQ et HARQ) font l'objet de notre deuxième chapitre.

2.2. La couche liaison de données

La couche de liaison de données dans le système OSI (*open system interconnection*) réalise l'empaquetage des données, c'est à dire leur mise en trames de façon à ce que chaque trame soit distinguable de l'autre. Les trames utilisent une chaîne de bits comme leur séparateur pour les distinguer et les séparer.

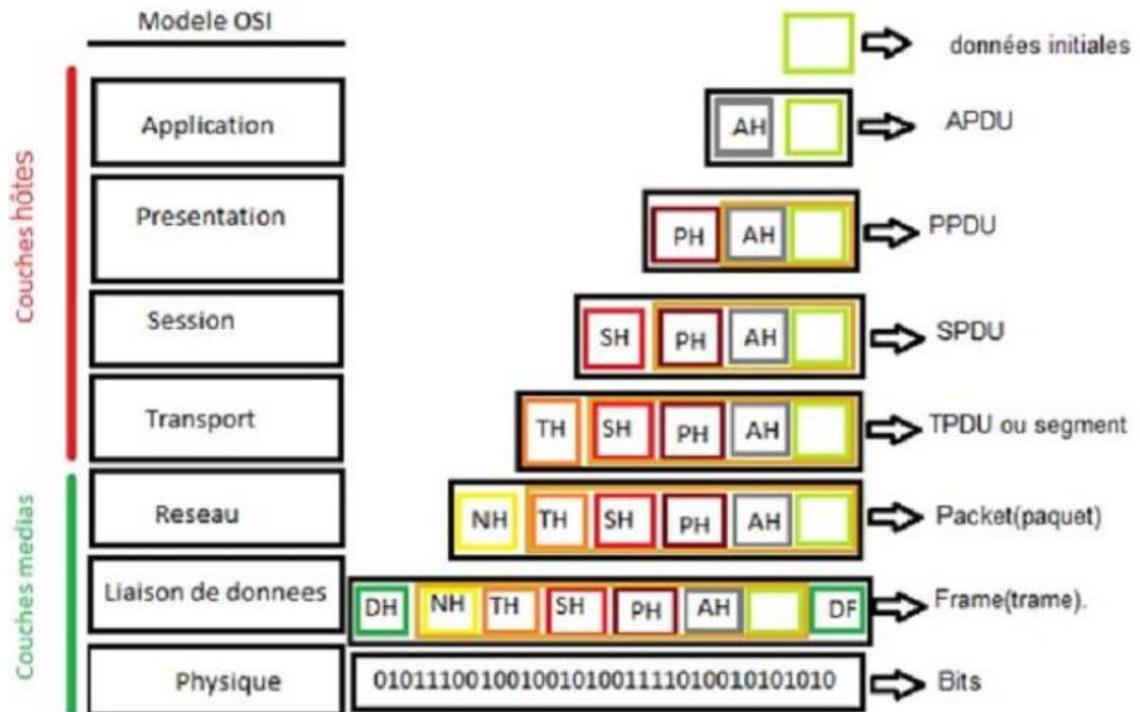


Figure 2.1 : Système OSI et encapsulation [c]

La couche liaison émettrice construit des trames et ajoute un contrôle d'erreur (CRC). La couche liaison réceptrice reconstitue les trames, vérifie la validité avec le CRC, et dans le cas où la trame est erronée ou n'est pas arrivée, elle demande le renvoi[9].

Parmi les responsabilités importantes de la couche liaison de données nous avons : le contrôle du flux et le contrôle d'erreur.

2.2.1. Contrôle d'erreurs

Dans la couche de liaison de données le contrôle d'erreur est réalisé par une répétition de requêtes automatique ARQ qui retransmet les données : c'est le protocole ARQ qui est associé à un code de détection des erreurs (voir figure 2.1). L'émetteur joint à k bits d'information, $(n - k)$ bits de redondance. Si le récepteur détecte des erreurs, le paquet est jeté et une retransmission est demandée à l'émetteur. Sinon, le paquet est transmis aux couches supérieures. Le récepteur informe l'émetteur par un mécanisme d'acquiescement (ACK ou NACK)[9].

Parmi les responsabilités importantes de la couche liaison de données nous avons :
le contrôle du flux et le contrôle d'erreur.

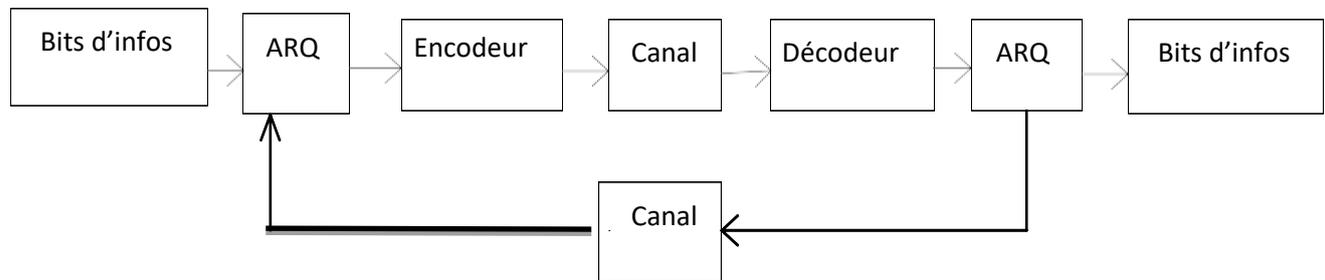


Figure 2.1. Principe de contrôle d'erreur par ARQ [9].

Les techniques de contrôle d'erreurs utilisées par les protocoles de reprise sur erreurs les plus connus dans la littérature sont [10] :

- Mécanisme de détection d'erreurs
- Mécanisme d'acquiescement positif ou négatif
- Techniques de mémorisation des trames et de correction par retransmission
- Utilisation de temporisateurs
- Identification des trames (une numérotation permet d'identifier les trames et leur acquiescement en détectant : leurs absences, duplications et ordonnancement)

2.2.2. Contrôle du flux

Lorsqu'un émetteur émet de façon systématique plus de trame que le récepteur peut en accepter, il se pose un problème que doit résoudre la couche liaison de données. Même si la transmission s'effectue sans erreur, le récepteur ne peut traiter toutes les trames émises et en perdra certaines. Il faut mettre des mécanismes pour éviter cette situation.

La solution habituelle consiste à instaurer un contrôle de flux pour contraindre l'émetteur à ne pas envoyer plus de trames que le récepteur ne peut en accepter. Son

principe de base est le suivant : il est interdit à l'émetteur d'envoyer des trames sans avoir auparavant reçu une permission implicite ou explicite du récepteur. Les mécanismes mis en œuvre :

- utilisation d'acquittements.
- gestion de temporisateurs.
- numérotation des trames.
- limitation du nombre de trames pouvant être envoyées par l'émetteur.

2.2.3. Calcul du CRC

Le contrôle de redondance cyclique noté CRC est un moyen de contrôle d'intégrité des données puissant et facile à mettre en œuvre. Il représente la principale méthode de détection d'erreurs utilisée dans les télécommunications.

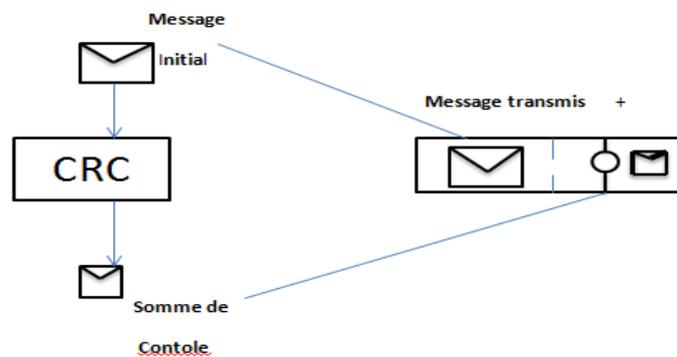


Figure 2.3 : Le principe du CRC

Le principe du CRC consiste à traiter les séquences binaires comme des polynômes binaires, c'est-à-dire des polynômes dont les coefficients correspondent à la séquence binaire. Ainsi la séquence binaire (0110101001) peut être représentée sous la forme polynomiale suivante :

$$0 \times X^9 + 1 \times X^8 + 1 \times X^7 + 0 \times X^6 + 1 \times X^5 + 0 \times X^4 + 1 \times X^3 + 0 \times X^2 + 1 \times X^1$$

Soit

$$X^8 + X^7 + X^5 + X^3 + X^0$$

Ou encore

$$X^8 + X^7 + X^5 + X^3 + 1$$

De cette façon, le bit de poids faible de la séquence (le bit le plus à droite) représente le degré 0 du polynôme ($X^0 = 1$), le 4^{ème} bit en partant de la droite représente le degré 3 du polynôme (X^3)... Une séquence de n bits constitue donc un polynôme de degré maximal $n - 1$. Toutes les expressions polynomiales sont manipulées par la suite avec une arithmétique modulo 2.

Dans ce mécanisme de détection d'erreur, un polynôme prédéfini (appelé *polynôme générateur* et noté $G(X)$) est connu de l'émetteur et du récepteur. La détection d'erreur consiste pour l'émetteur à effectuer un algorithme sur les bits de la trame afin de générer un CRC, et de transmettre ces deux éléments au récepteur. Il suffit alors au récepteur d'effectuer le même calcul afin de vérifier que le CRC est valide.

Exemple : On veut transférer le mot : 1101011011. On décide d'utiliser le polynôme générateur de degré 4 [10011]. D'abord on décale 1101011011 de 4 rangs vers la gauche, résultat : 1101011011 0000. Ensuite on cherche le reste de la division de 11010110110000 par 10011, résultat : 1110. Enfin on applique un \oplus entre le mot d'entrée (décalé de 4 rangs) et le reste de la division.

$$1101011011\ 0000 \oplus 1110 = 1101011011\ 1110$$

Ce qui correspond bien au mot de départ suivi du CRC. On transfère cette trame. Si on la récupère telle quelle, on obtient 1101011011 1110. On divise ceci par 10011, et on trouve un reste nul ; le transfert s'est donc correctement déroulé et aucune perte de données n'a été produite. Par contre si on divise la trame reçue par le polynôme générateur et on trouve un reste non nul, on conclut que la trame a subi une erreur et on demande sa retransmission. Le choix du polynôme générateur est fonction de la qualité du résultat du CRC. Il existe des polynômes générateurs qui sont définis comme étant bons voir (Tableau 2.1).

Nom	Polynome générateur
CRC-4	$X^4 + X^2 + X^1$
CRC-12	$X^{12} + X^{11} + X^3 + X^2 + X^1 + 1$
CRC-16 SDLC(CCITT)	$X^{16} + X^{12} + X^5 + 1$
CRC-16	$X^{16} + X^{15} + X^2 + 1$
CRC-16 Reverse	$X^{16} + X^{14} + X^1 + 1$
SDLC Reverse	$X^{16} + X^{11} + X^4 + 1$
CRC-32 (Ethernet)	$X^{32} + X^{26} + X^{23} + X^{22} + X^{16} + X^{12} + X^{11} + X^{10} + X^8 + X^7 + X^5$ $+ X^4 + X^2 + X^1 + 1$

Tableau 2.1. Liste des polynômes générateurs pour chaque degré de CRC [16].

2.3. La technique ARQ

ARQ (Automatic Repeat) est un groupe de protocoles de contrôle d'erreur pour la transmission de données sur un réseau de communication bruyant ou peu fiable. Ces protocoles résident dans la couche liaison de données et dans la couche transport du modèle de référence OSI (Open Systems Interconnection). Ils sont nommés ainsi car ils permettent la retransmission automatique des trames corrompues ou perdues lors de

la transmission. ARQ est également appelé accusé de réception positif avec retransmission (PAR) [11].

2.3.1. Principe de l'ARQ

Dans ces protocoles, le destinataire renvoie un message d'accusé de réception à l'expéditeur s'il reçoit correctement une trame. Si l'expéditeur ne reçoit pas l'accusé de réception d'une trame transmise avant une période spécifiée, c'est-à-dire qu'un délai expire, l'expéditeur comprend que la trame a été corrompue ou perdue pendant le transit. Ainsi, l'expéditeur retransmet le cadre. Ce processus est répété jusqu'à ce que la trame correcte soit transmise [12].

Il existe trois protocoles ARQ dans la couche liaison de données :



Figure 2.1 : Types de protocoles ARQ

- a. **Protocole Stop-and-Wait** : L'émetteur transmet le bloc de données et attend un accusé de réception positif ou négatif. Si la trame de données a été reçue correctement au récepteur, l'émetteur envoie la trame suivante ; L'émetteur attend une trame ACK ou NACK après avoir envoyé la trame de données mais seulement pendant un temps déterminé (TIMEOUT), tel que « ACK » signifie que la trame a été reçue correctement, et « NACK » si une mauvaise trame a été reçue [12].

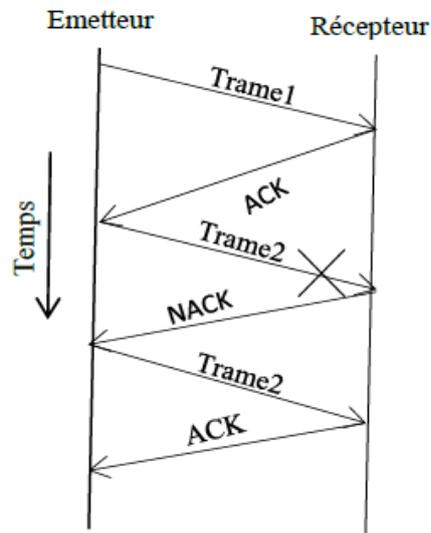


Figure 2.2 : Principe d'acquittement lors du protocole Stop-and-wait.

- b. Protocole Go-back-N :** Retour - N - ARQ permet d'envoyer plusieurs trames avant de recevoir l'accusé de réception de la première trame, il ne s'interrompt que lorsqu'il reçoit un accusé de réception négatif (NACK). Dans ce cas, l'émetteur retransmet alors le bloc erroné ainsi que les blocs suivants. Cette stratégie d'envoi de paquets permet d'améliorer l'efficacité des transmissions. Le nombre maximum de paquets autorisés à être émis sans attendre un acquittement est appelé taille de la fenêtre d'anticipation, notée w . Le nombre de bits b réservés à la numérotation de paquets est fonction de w . On montre qu'il est donné par [12] :

$$b = \log_2(w + 1) \quad (2.1)$$

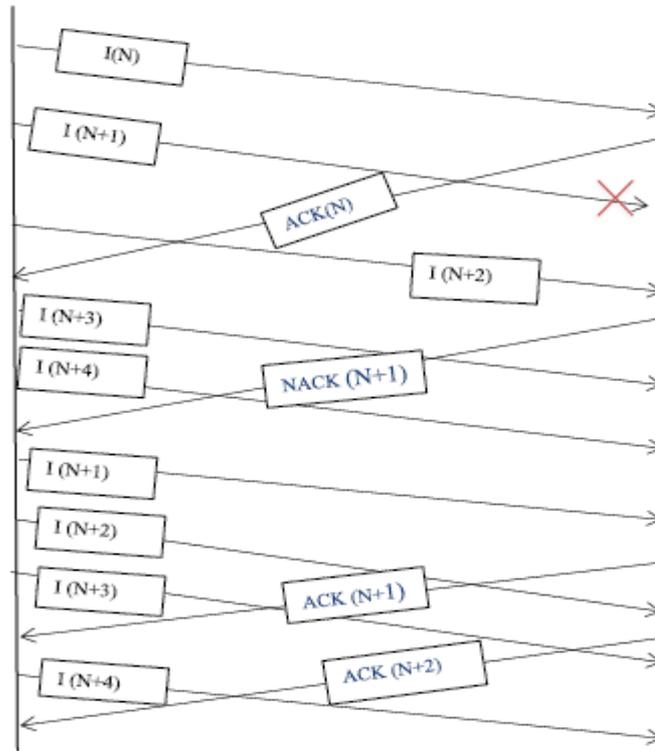


Figure 2.3 : Principe des acquittements dans le protocole Go-Back-N

- c. **Protocole Selective-repeat** : Ce protocole prévoit également l'envoi de plusieurs trames avant de recevoir l'accusé de réception de la première trame. Cependant, ici, seules les trames erronées ou perdues sont retransmises, tandis que les bonnes trames sont reçues et mises en mémoire tampon.
- d. **Protocole Stop-and-wait parallèle** : Le Protocole Stop-and-Wait parallèle consiste à faire tourner plusieurs processus Stop-and-Wait en parallèle. Chaque processus fonctionne comme un protocole classique Stop-and-Wait. Le nombre maximal de processus w doit être égal au nombre maximal de paquets que l'on peut transmettre pendant la durée d'aller-retour (taille d'une fenêtre d'anticipation). L'augmentation du nombre de processus Stop-and-Wait

parallèle au-delà du nombre maximum de paquets autorisés introduit des retards sur les retransmissions [12].

2.4. La technique HARQ

Afin d'assurer la fiabilité des transmissions, le protocole HARQ est utilisé, et qui consiste en une retransmission des données perdues ou mal reçues par l'utilisateur.

La demande répétée automatique hybride (hybride-ARQ) est une combinaison optimale de la correction d'erreur directe (FEC) et de la demande répétée automatique. Les systèmes hybrides ARQ sont couramment utilisés pour faciliter la communication fiable sur des canaux sans fil bruyants. HARQ est capable de compenser les erreurs d'adaptation de liaison et offre une granularité plus fine du taux de codage, ce qui permet de meilleures performances de débit que d'autres schémas FEC.

2.4.1. HARQ type 1

Le fonctionnement du schéma HARQ type-I (notée HARQ-I) est similaire au fonctionnement des protocoles ARQ. La station réceptrice (station B) décode le paquet reçu. Si le décodage est correct, elle envoie un acquittement positif pour informer l'émetteur (station A) de la bonne réception du paquet (ACK). Si le décodage échoue, elle rejette le paquet erroné et renvoie une demande de retransmission (NACK). Une fois le paquet erroné retransmis, la station B tente à nouveau de décoder l'observation reçue. Cette procédure de retransmission se répète jusqu'à ce que le paquet soit correctement décodé, ou que le nombre maximal de retransmissions autorisées soit atteint.

La technique HARQ type-I décrit un mécanisme ARQ combiné à un codeur FEC. Un code CRC est d'abord généré pour chaque message à transmettre puis ajouté aux données. Le paquet résultant est ensuite codé par un FEC de taux de codage R .

L'intérêt principal du HARQ type-I est d'utiliser la capacité de correction du code FEC afin de récupérer les bits d'information qui peuvent être bruités au cours de leurs transmissions et diminuer ainsi la probabilité de retransmission du mécanisme ARQ. Du côté du récepteur, si le paquet reçu contient toujours des erreurs, il est éliminé et un NACK est envoyé à l'émetteur [13]. La technique HARQ type-1 reste adaptée aux canaux avec niveau de bruit et interférence à peu près constants [9]

2.4.2. HARQ type 2

Si le récepteur n'est pas capable de corriger les erreurs d'un paquet, il en conserve tout de même une copie et demande une retransmission. Ces informations contenues dans les paquets erronés mémorisés améliorent la probabilité de décodage [14]. Contrairement au HARQ type I, HARQ type II combine les multiples sous-mots de code reçus à travers les retransmissions. Les deux principales méthodes de combinaisons sont : « *Chase Combining* et *Incremental Redundancy* » [13].

✓ *Chaise Combining HARQ (noté CC-HARQ)*

Dans Chase combinant HARQ, un paquet x codé et modulé est initialement transmis au récepteur. Le même paquet x est retransmis en réponse à une réception NACK pour la transmission précédente. L'ensemble des copies reçues d'un même paquet est combiné au niveau du récepteur reçu avec les anciens signaux via la technique de la combinaison de diversité MRC (Maximum Ratio Combining) en un signal unique qui contient les informations accumulées sur le paquet transmis de tous les signaux reçus.

Afin de clarifier la méthode de combinaison, nous considérons le cas de la transmission de paquets sur un canal plat d'évanouissement par blocs, comme le montre la Figure 2.4.

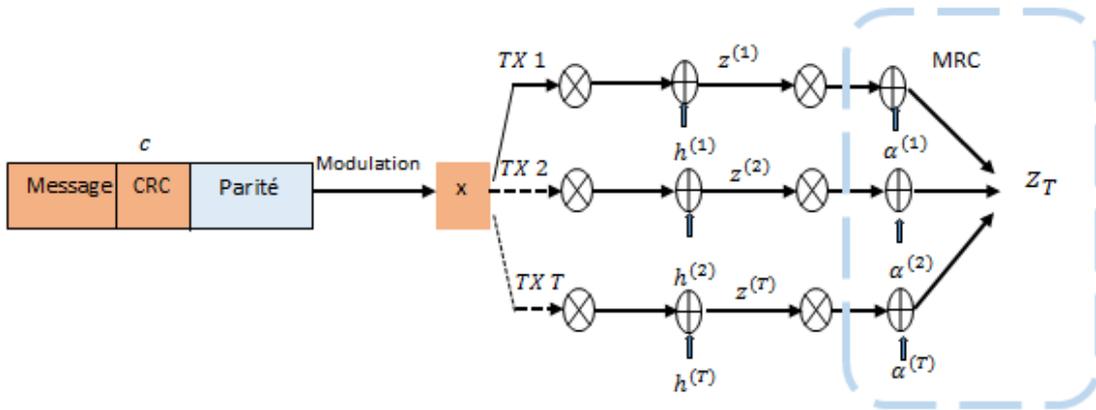


Figure 2.4 Schéma d'un HARQ-CC (Chase Combining)

La transmission peut s'écrire comme suit :

$$z(t) = h(t)x + w(t)$$

Où $h(t)$ est le gain de canal complexe correspondant, et $w(t)$ est le vecteur de bruit dont les éléments sont des variables aléatoires gaussiennes complexes i.i.d. à moyenne et variance nulle σ_w^2 . . Après le T-ème tour HARQ, le récepteur combine les T paquets reçus au niveau du symbole en un seul paquet désigné par (t) . Le paquet combiné est obtenu en pondérant chaque paquet par une estimation de sa fiabilité avant d'être additionné aux autres paquets.

➤ **Incremental Redundancy HARQ (noté IR-HARQ) [13, 14,15]**

Le protocole IR-HARQ est basé sur le principe suivant, les bits de correction d'erreurs sont envoyés au récepteur uniquement au besoin. En effet, la première transmission est constituée par les bits d'information et les bits de détection d'erreurs. Si le récepteur détecte des erreurs, la transmission est conservée au niveau de sa file d'attente et un NACK est envoyé à l'émetteur. Les retransmissions sont généralement différentes et contiennent les bits de parité permettant la correction des erreurs. Ainsi, après chaque retransmission, la redondance additionnelle (redondance incrémentale)

combinée avec les retransmissions précédentes, engendre un mot de code avec une capacité de correction plus grande. Il se construit donc ainsi en réception un code correcteur de plus en plus puissant au fur et à mesure des retransmissions.

En pratique, les paquets de redondance sont habituellement construits par poinçonnage compatible en rendement d'un code ou schéma de modulation et codage (MCS) à faible rendement, appelé code mère C. A chaque round, la station A transmet un fragment différent du mot de code initial produit par C. Comme la redondance est envoyée par morceaux lors de la détection d'erreur, IR-HARQ est un système polyvalent, et donne un bon compromis entre ARQ et FEC. Le principe est illustré dans la figure 2.5.

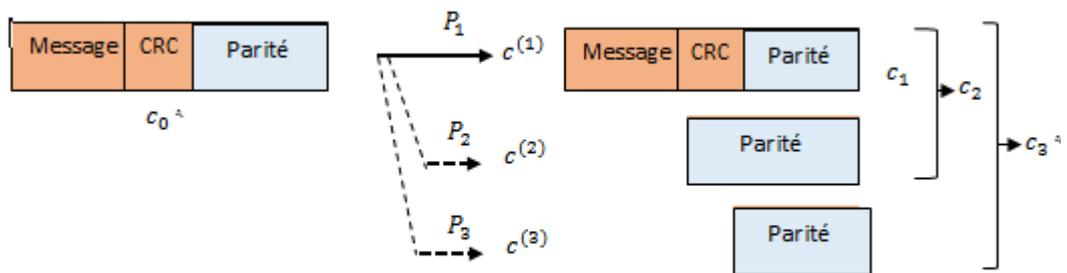


Figure 2.5 :Schéma d'un HARQ-IR (Incrementale Redundancy)

2.4.3. HARQ type 3

HARQ type 3 pourrait être considéré comme un cas particulier du HARQ type II où chaque transmission est décodable. En effet, chaque sous mot de code contient suffisamment de bits d'information et de parité pour pouvoir le décoder. Chaque sous mot de code pourrait ainsi être décodé seul ou combiné avec les autres transmissions du même paquet reçues précédemment [13].

2.5. Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons eu à faire une étude en détail de la technique ARQ, en expliquant ces différentes variantes à savoir le Stop-and-Wait, Go-back-N, selective repeat et le Stop-and-Wait parallèle; une étude descriptive de la technique hybride ARQ (HARQ) qui constitue le noyau de notre étude est aussi abordé dans ce chapitre, cela en détaillant ces trois variantes : le HARQ type I, type II (CC-HARQ et IR-HARQ) et enfin le HARQ type III.

Ce chapitre nous a donc permis non seulement de comprendre le principe de fonctionnement des techniques de reprise sur erreur ARQ, mais aussi de comprendre leur version évoluée l'hybride ARQ combinant celle-ci avec les techniques FEC.

Lors du prochain chapitre une étude des techniques d'application du protocole HARQ sera abordée.

Chapitre 3 Technique MIMO

3.1. Introduction

Dans un protocole ARQ pur, un paquet reçu contenant une erreur est rejeté et une retransmission du paquet est demandée. Dans le protocole HARQ, les paquets erronés reçus plus tôt sont combinés de manière intelligente avec les paquets reçus plus tard pour améliorer la fiabilité du décodage. Les systèmes multi antenne MIMO (multiple input multiple output) sont connus pour augmenter l'efficacité spectrale (le débit divisé par la bande passante du canal de transmission) et donc la capacité d'un système de communication. Combiné avec HARQ, un système MIMO peut potentiellement fournir des services de données par paquets à plus haut débit et plus fiables[16].

3.2. Principe du MIMO

Dans le cadre de communications sans fil classiques, une seule antenne est utilisée côté source et une seule autre côté destination, c'est le modèle SISO (*single input single output*). Dans certains cas, ce procédé donne lieu à certains problèmes liés aux effets de la multiplication des trajectoires ou multi trajet. Ainsi, lorsqu'un champ électromagnétique rencontre des obstacles (tels que murs, les collines, les flaques d'eau, les forêts...etc.), les fronts d'onde s'éparpillent, empruntant de nombreux chemins distincts pour atteindre leur destination.

Dans les systèmes de communications numériques, tels que l'Internet sans fil, l'arrivée tardive symboles réfléchis, réfractés, dispersés ou diffusés, induit des problèmes tels que l'évanouissement, la coupure ou la réception par intermittence ce qui peut engendrer une diminution du débit des données et un accroissement du taux d'erreurs binaire BER (*bit error rate*).

Le terme MIMO désigne une technologie d'antenne destinée aux communications sans fil, qui consiste à utiliser plusieurs antennes tant au niveau de la source (émetteur) qu'à celui de la destination (récepteur).

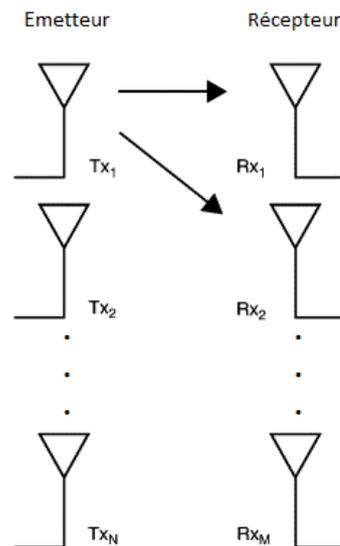


Figure 3.1 : configuration multi antenne MIMO

Les antennes présentes à chaque extrémité du circuit de communication (émetteur et récepteur) sont combinées pour éliminer le problème posé par la propagation d'ondes par trajets multiples et donc minimiser les erreurs et optimiser le débit des données. La technologie MIMO suscite l'intérêt par ses applications potentielles en matière de télévision numérique, de réseaux locaux sans fil WLAN (wide land area network), de réseaux métropolitains MAN (*metropolitan AN*) et de communications mobiles.

Dans les systèmes MIMO les multi trajets (autrefois vus comme des interférences) sont utilisés pour apporter de la robustesse et augmenter la capacité du lien radio fréquence. Les principaux avantages sont:

- Multiplexage spatial: transmission simultanée des données vers plusieurs canaux de communication (via différentes antennes). La probabilité pour que tous ces canaux soient affectés en même temps par des évanouissements est très faible.
- Diversité spatiale: Plusieurs antennes réceptrices placées à différents endroits permettent de récolter plusieurs copies du signal émis.
- Augmentation de la capacité : la capacité du canal MIMO peut être mise en évidence par la méthode SVD (*singular values decomposition*) qui transforme le model physique d'un système MIMO en Nk sous canaux parallèles disponibles (le nombre de sous flux qui peuvent être transmis) utilisant la même bande de fréquences

3.3. Rappel sur les canaux multi trajets et l'OFDM

3.3.1. Canaux multi trajets

Dans les d'une transmission SISO (voir figure 3.2), des copies du signal émis arrivent en réception affectées par divers phénomènes physiques aléatoires dus à des obstacles tels la réflexion (surfaces lisses), la réfraction (milieux translucides), la dispersion (milieux rugueux) et la diffraction (angles, pointes).

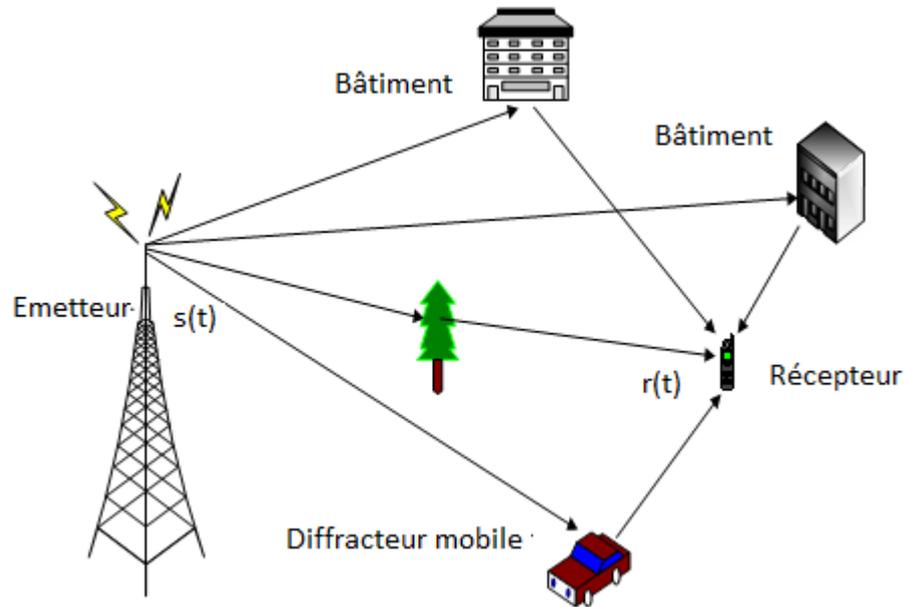


Figure 3.2 : schématisation d'une transmission SISO multi trajets

Signal émis :

$$s(t) = R(u(t)e^{j2\pi f_c t}) \quad (3.1)$$

avec $u(t)$ le signal en bande de base et f_c la fréquence porteuse et $s(t)$ est le signal transposée.

Signal reçu :

C'est une somme de plusieurs signaux. Chacun de ces signaux est atténué, retardé et décalé en phase. Cette sommation peut être constructive ou destructive le signal reçu :

$$r(t) = R\left(\sum_{l=0}^{L(t)-1} \alpha_l(t)u(t - \tau_l(t))e^{j(2\pi f_c(t - \tau_l(t)) + \phi_{Dl})}\right) \quad (3.2)$$

$L(t)$: le nombre de trajet qui varie en fonction du temps.

$\alpha_l(t)$: les atténuations des trajets

$\tau_l(t)$: les retards dûs aux divers multitrajets

ϕ_{Dl} : le déphasage dû à l'effet Doppler (voir figure 3.3) qui est le décalage de toutes les composantes spectrales du signal, causé par le déplacement de l'émetteur, du récepteur ou des deux.

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta = f_m \cos \theta \quad (3.1)$$

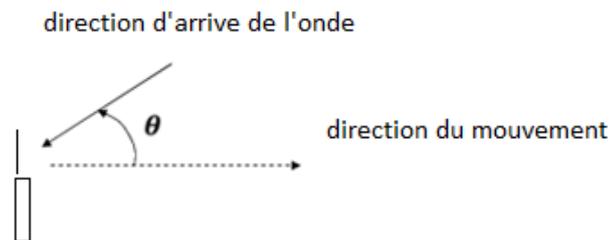


Figure 3.3 : schématisation de l'effet Doppler

$f_m = \frac{f}{c} v$: maximum du décalage Doppler.

La réponse impulsionnelle du canal est donnée par :

$$h(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L(t)-1} \alpha_l(t) e^{j\phi_l(t)} \delta(t - \tau_l(t)) \quad (3.3)$$

$$\text{avec } \phi_l(t) = 2\pi f_c \tau_l(t) + \phi_{Dl} \quad (3.4)$$

Cette réponse impulsionnelle peut être schématiser comme suit (figure 3.4):

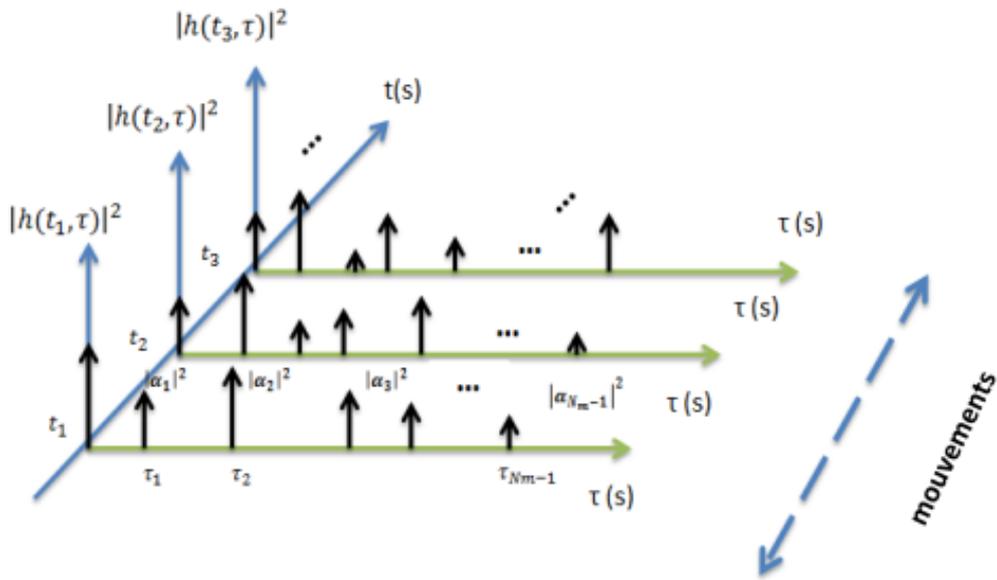


Figure 3.4 : réponse impulsionnelle d'un canal multitrajets [ss].

Dans les figures ci-dessous (figure 3.5 et 3.6) sont présentés les réponses impulsionnelles temporelle et fréquentielle d'un exemple canal réel utilisé dans la norme GSM 900 , le COST 207 (*cooperation in the field of scientific and technical research*). On remarque de la réponse fréquentielle du COST 207 présente des évanouissement (*fading*) aux fréquences 0.9 et 1.9 MHz

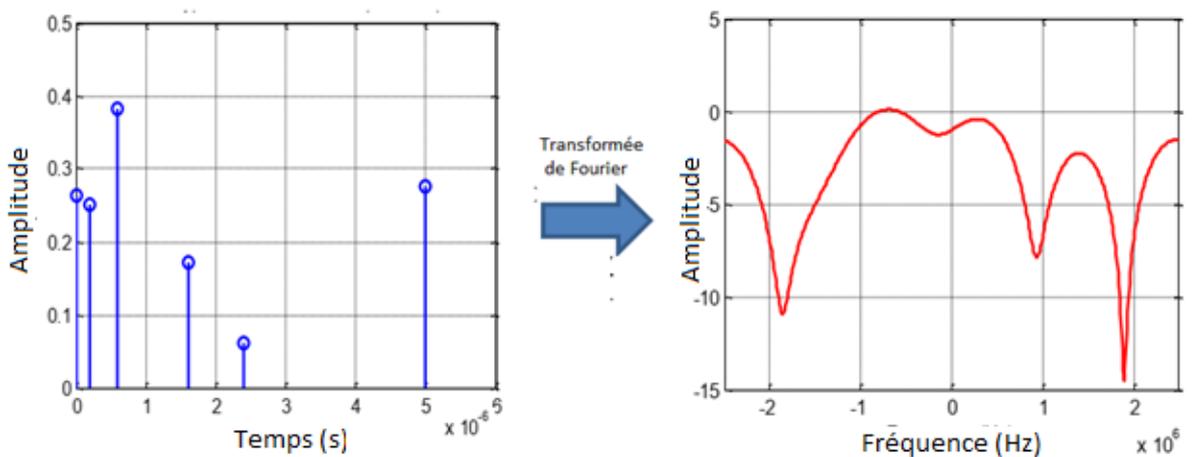


figure 3.5 : a).....b)

3.4. Système OFDM

3.4.1. Idée de l'OFDM

Un canal multi trajet présente une réponse fréquentielle qui n'est pas plate (cas idéal) mais comportant des creux et des bosses (*fading*), dus aux échos et réflexions entre l'émetteur et le récepteur (voir figure 3.6 b). Un très grand débit impose une réponse fréquentielle du canal à grande bande passante. Si cette réponse fréquentielle comporte des creux (correspondants à de faibles amplitudes) pour quelques valeurs de fréquence, il y a alors perte totale de l'information pour ces fréquences. Le canal est alors dit sélectif en fréquence [hj].

Pour remédier à ce désagrément, l'idée est de répartir l'information sur un grand nombre de porteuses, créant ainsi des sous-canaux très étroit pour lesquels la réponse fréquentielle du canal peut être considérée comme constante. C'est le principe de l'OFDM. Ainsi, pour ces sous-canaux, le canal est non-sélectif en fréquence, et s'il y a un creux, il n'affectera que certaines fréquences, qui pourront être récupérées grâce à un codage astucieux.

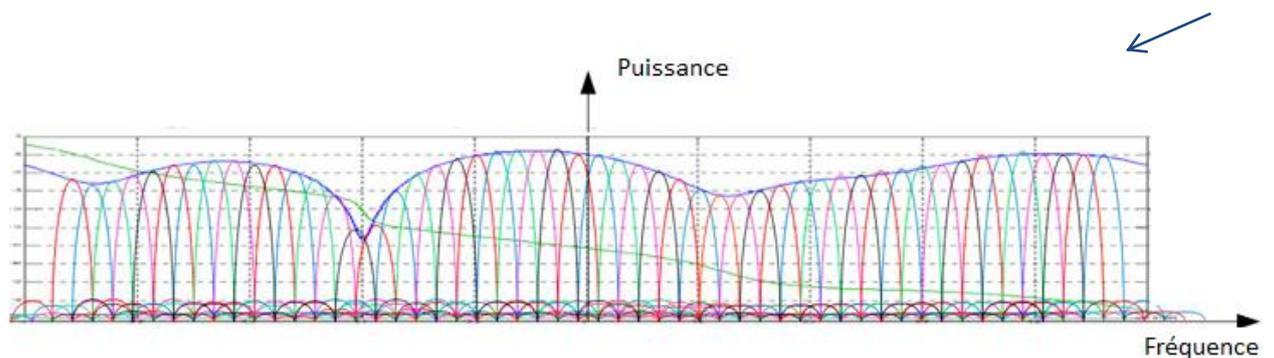


Figure 3.6 : création d'un signal OFDM à partir d'une réponse fréquentielle

3.4.2. Schéma de principe d'une chaîne de transmission OFDM

L'OFDM est un processus très complexe qui n'est viable que grâce à des composants à haute intégration. Le dessin de la figure 3.7 est un schéma de principe ne montrant que les opérations principales du processus.

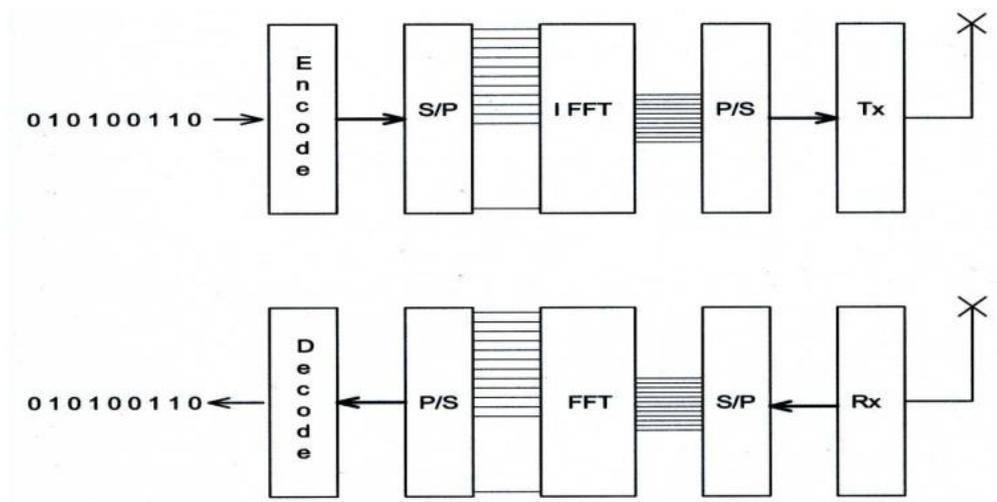


Figure 3.7 :Schéma d'une transmission basée sur l'OFDM[XX]

3.5. Technique MIMO

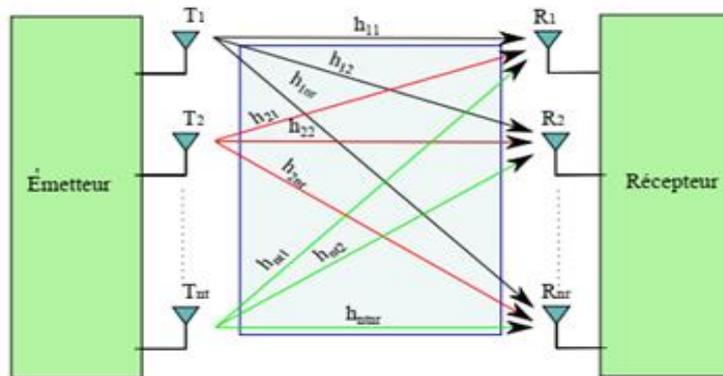


Figure 3.8 :Système MIMO avec n_T antenne en émission et n_R antennes en reception [aa]

D'après la figure 3.9, l'évanouissement de chaque trajet entre la i -ème antenne émettrice à $[1, \dots, n_T]$ et la j -ème antenne receptrice à $[1, \dots, n_R]$ est représenté par le coefficient h_{ij} . Le canal est représenté par la matrice suivante

$$H = \begin{bmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & \dots & h_{1n_T}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & \dots & h_{2n_T}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R1}(t) & h_{n_Rn}(t) & \dots & h_{n_Rn_T}(t) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

A la réception, les résultats des signaux est donnée par :

$$Y(t) = h(t)x(t) + n(t) \quad (3.6)$$

Ou

$x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_{n_T}(t)]$, ou $x_1(t)$ est le signal émis par la i -ème antenne d'émission

$Y(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_{n_R}(t)]$, ou $y_1(t)$ est le signal reçu par la j -ème antenne de réception

H est la matrice des coefficients complexes du canal

$N(t)$ représente un bruit blanc gaussien

3.5.1. La capacité d'un système MIMO

Dans le cas de la figure 3.9 où nous avons un système MIMO à n_T émetteur et n_R récepteur, le canal MIMO est traduit par une matrice H de taille $n_T \times n_R$ dite matrice de canal. La capacité du système MIMO est donnée par :

$$C_{MIMO} = \log \left(\det \left[I_{n_R} + \frac{SNR}{n_T} H H^H \right] \right) \text{ (bits/s/h)} \quad (3.7)$$

Où :

I : la matrice identité de taille $n_R \times n_T$

SNR : le rapport signal sur bruit

H : représente la matrice des coefficients du canal de taille $n_R \times n_T$

H^H : désigne la matrice transposée conjuguée de H

la capacité moyenne de l'équation (3.7) est définie comme étant :

$$C_{MIMO} = E \left\{ \log_2 \left(\det \left[I + \frac{SNR}{n_T} H H^H \right] \right) \right\} \quad (3.8)$$

3.5.2. Egalisation et détection dans les systèmes MIMO

a. Interférence inter symboles ISI

L'un des problèmes pratiques des communications numériques est l'interférence entre symboles (ISI). Ce dernier affecte le signal transmis en raison de l'effet de limitation de la bande du canal utilisé et/ou également en raison des effets multi-trajets (échos) de ce dernier. Pour un symbole donné émis, l'ISI provoque sa déformation par d'autres symboles qui l'ont précédé. C'est un chevauchement entre symboles successifs provoquant des erreurs binaires en réception.

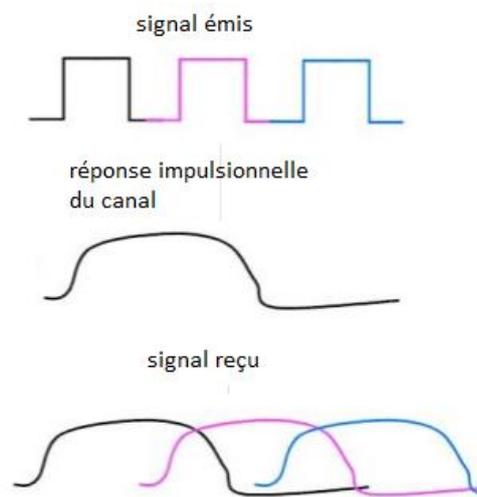


Figure3.10: déformations de symboles sous l'effet de l'ISI [ee]

b. Egalisation :

L'opération d'égalisation d'un signal consiste à filtrer le signal afin que sa réponse fréquentielle soit plate ou sous une forme spécifique. L'égaliseur du canal de transmission a pour but de réduire les ISI(s) afin de permettre la récupération des symboles transmis. L'égalisateur fournit une approximation de l'inverse de la réponse impulsionnelle du canal notée H (plus précisément $H(\omega)$ avec $\omega = 2\pi f$). Comme il est courant que les caractéristiques du canal soient inconnues ou changent dans le temps, le mode de réalisation préféré de l'égaliseur est une structure de nature adaptative et peut être un simple filtre linéaire ou un algorithme complexe. La technique

d'égalisation linéaire (filtre linéaire) est l'une des techniques les plus couramment utilisées pour contrer la distorsion de canal (ISI). Les techniques d'égalisation classiques utilisent un créneau temporel pré-attribué (périodique pour la situation temporelle) pendant lequel une séquence d'apprentissage (ou symboles pilotes), connue à l'avance par le récepteur, est transmise. Cette procédure est appelée estimation du canal. Au niveau du récepteur, les coefficients de l'égaliseur sont ensuite modifiés ou adaptés en utilisant un algorithme adaptatif telle la méthode de forçage à zéro ZF (*zero forcing*) ou MMSE (*minimum mean square error*) de sorte que la sortie de l'égaliseur corresponde étroitement à la séquence d'apprentissage.

c. Détection :

L'étape de détection consiste à déterminer le symbole qui a été transmis avec la plus grande probabilité donc s'il y a présence d'un bit ou non en présence d'un bruit.

Les détecteurs optimaux sont réalisés par le détecteur de maximum de vraisemblance ML (*maximum likelihood*) pouvant atteindre performances optimales en contrepartie d'une très grande complexité de calcul. Par conséquent, le détecteur non optimal tel que le décodage de Viterbi, le décodage par sphères SD (*sphere decoding*), les décodeurs basés sur les algorithmes génétiques peuvent atteindre les performances des détecteurs ML avec, potentiellement, une économie de beaucoup de coûts de calculs.

– L'algorithme du décodage sphérique SD (*sphere decoding*)

L'idée principale du décodage SD est de réduire le nombre de symboles de vecteurs candidats X à prendre en compte avec la solution ML. L'algorithme SD considère les symboles situés à l'intérieur d'une hyper sphère et de rayon d^2 . Il permet de réduire la complexité de détection de l'algorithme ML et l'équation devient :

$$\hat{X} = \underset{x \in \mathbb{C}^{N_T}}{\operatorname{argmin}} \|Y - HX\|^2 \leq d^2$$

La figure ci-dessus (figure 3.13) montre un exemple de recherche du rayon approprié dans le cas d'un exemple de MIMO 2x2 avec une constellation QPSK.

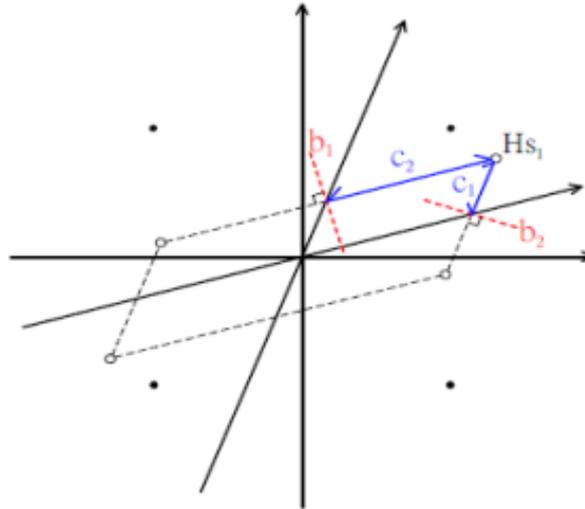


Figure 3.13: exemple de recherché d'un rayon approprié pour une configuration QPSK-MIMO 2x2

Les point noirs sont les symboles QPSK émis et les cercles représentent les symboles reçus c'est-à-dire les symboles émis multipliés par la matrice du canal H . Les lignes b_1 et b_2 représentent les lignes médianes entres les symboles voisins et c_1 et c_2 sont les deux distances de décision de Hs_1 . Dans cet exemple, c_1 et c_2 sont exactement les normes des colonne de H et c_1 est choisi comme le rayon initial de l'hyper sphère D .

Une des principales difficultés de cette méthode est l'initialisation du rayon de cette sphère qui aura une très forte influence sur les résultats. Un rayon trop petit pour le système entraîne une chute des performances, car trop peu de symboles possibles sont étudiés (voire aucun). Un rayon trop grand pour le système entraîne une trop grande complexité, proche de celle du ML et on perd l'intérêt de cette technique.

Une possibilité est d'utiliser le rétrécissement du rayon d^2 . L'algorithme SD ajuste le rayon de la sphère jusqu'à ce qu'il n'y ait qu'un seul vecteur (vecteur de solution ML) dans cette dernière. Comme indiqué en figure 3.14, L'algorithme SD augmente le rayon lorsqu'il n'y a pas de vecteur dans une sphère et diminue le rayon lorsqu'il existe plusieurs vecteurs dans la sphère.

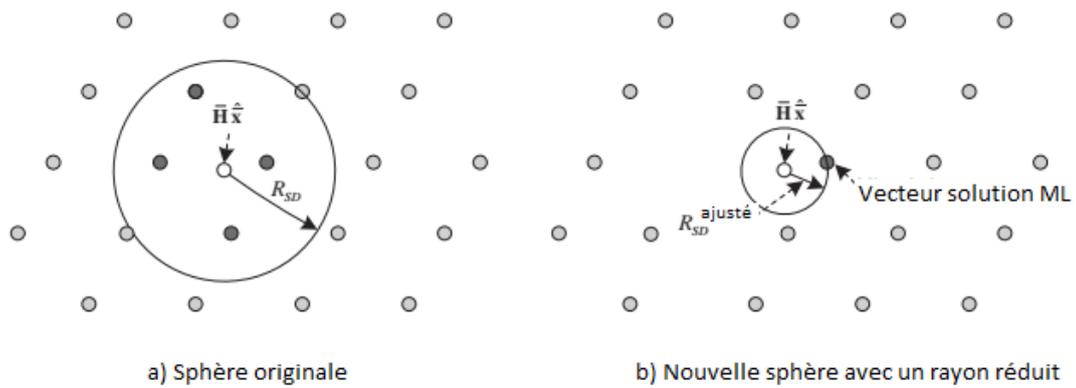


Figure 3.14 : schématise une chaîne de transmission MIMO avec un décodeur SD.

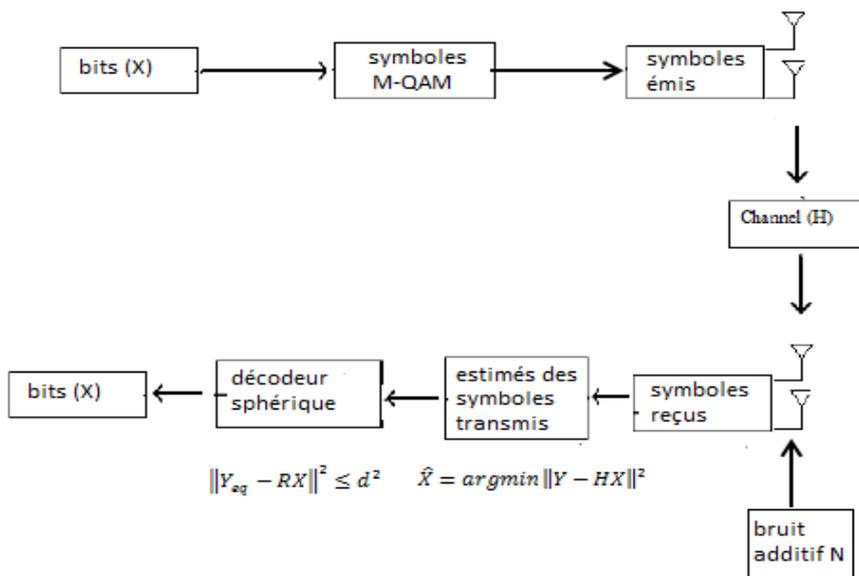


Figure 3.15 : schéma synoptique d'une combinaison MIMO-SD

La figure 3.15 schématise une transmission MIMO où l'algorithme SD est utilisé.

Les bits sont envoyés au bloc de modulation M-QAM, qui convertit les bits dans les symboles. Chaque symbole est composé de quelques bits (4, 16 ou 64 bits). Les symboles de constellation sont émis via plusieurs antennes du côté émetteur. Les symboles traversent le canal de transmission de réponse fréquentielle H . Un bruit gaussien est ajouté au niveau de chaque antenne réception. Ces antennes transfèrent les symboles émis, affectés par les multi trajets et par le bruit gaussien, vers un bloc d'estimation de la distance euclidienne suivi d'un bloc de décodage SD.

Le décodeur SD est développé en deux étapes. Tout d'abord une étape de prétraitement calcule la factorisation QR de la matrice du canal H et après cela une étape de recherche pour retrouver l'estimation du symbole transmis.

$H = QR$, où Q une matrice orthogonale et R est une matrice triangulaire supérieure. Par conséquent, le modèle de système dans l'équation (1) peut être écrit comme :

$$\|Q^H Y - RX\|^2 \leq d^2 \Rightarrow \|Y_{eq} - RX\|^2 \leq d^2 \quad (9)$$

La recherche de la sphère peut être illustrée avec une structure arborescente, où l'algorithme vise à trouver le chemin le plus court entre la couche racine et la couche de la feuille. Cet algorithme utilise la métrique carré de distance euclidienne partielle SPED (*squared partial euclidean distance*).

3.6. Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons eu à faire une étude générale sur la technique MIMO, en expliquant les principales étapes de fonctionnement de la technique MIMO.

Ce chapitre nous a permis de comprendre aussi l'avantage de cette technique et sa performance en combinaison avec le protocole HARQ.

Chapitre 4 Titre du deuxième chapitre

4.1. Introduction

Lors de nos simulations, le test est fait sur une chaîne de transmission OFDM en (SISO et MIMO) dans le cas d'un canal de Rayleigh plat et un canal à trajets multiples à faible retard (PedB) à la présence d'un bruit additif gaussien soit avec un codage de canal (HARQ) ou Sans codage canal (HARQ), tout en variant : la constellation (la 16-QAM). Tout en précisant aussi la taille des sous-trames (5000), le BER résultant et un SNR fixé entre [0 16] dB tout au long de nos simulations.

4.2. Paramètres des simulations

Le tableau 2 récapitule les paramètres de simulation et décrit ceux configurés pour le travail de simulation.

PARAMETRES	VALEURS
Nombre d'équipements	1
Bande passante du canal	1.4 MHz

Type de canal	PedB, Rayleigh plat
Nombre de retransmissions HARQ	Sans HARQ, 3 HARQ
Schéma de modulation	16 QAM
Diversité d'antennes	MIMO 4 × 2, SISO
Filtrage	Block Fading
Taille de la sous-trame	5000
Type de récepteur	Décodage Sphérique

Tableau 4.1 : Paramètres de simulation

4.3. PARTIE 1 : techniques SISO

La technique SISO ou Single-Input et Single-Output est un système de communication sans fil dans lequel une seule antenne d'émission est utilisée sur l'émetteur et une seule antenne de réception est utilisée sur le récepteur pour effectuer la transmission.

4.3.1. Analyse de performance de différents types de canaux

Les performances de BER de Pedestrian B (PedB) et Rayleigh Plat en termes de taux d'erreur, les modèles de canal PedB et Rayleigh Plat entraînent des performances de BER plus faibles. Le canal PedB donne de meilleures performances de BER que le canal Rayleigh Plat. Mais, dans le canal Rayleigh Plat, le signal est corrompu plus sévèrement que dans le canal PedB.

❖ Analyse de performance de différentes retransmissions HARQ

De la Figure 4.1 et 4.2, en augmentant le nombre de retransmissions HARQ, le système BLER est diminué. Cela s'explique par le fait que lorsqu'un paquet s'avère erroné pour la première fois, jusqu'à 3 demandes de retransmission sont envoyées vers l'émetteur alors que le paquet corrompu du récepteur est ignoré. Pour les valeurs de SNR comprises entre 0 et 8dB, la technique des 3 retransmissions HARQ améliore les performances du taux d'erreur sur les bits du système légèrement mieux que l'absence de technique de retransmission HARQ. Mais, au prix d'une augmentation du SNR à

9 dB, les deux méthodes fonctionnent de la même manière. Par conséquent, il n'y a aucun intérêt à utiliser la technique de retransmission HARQ pour les valeurs de SNR de canal élevé.

❖ BLER, 16QAM, 5000 sous-trames, PedB, HARQ= 3 retransmissions

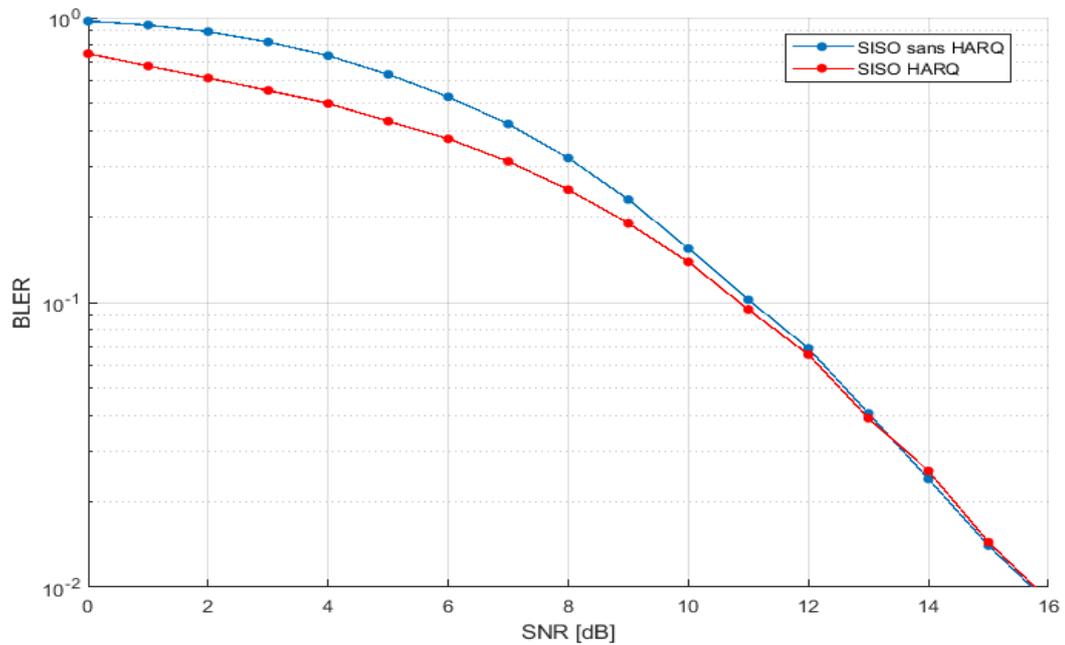


Figure 4.1 :BLER vs SNR pour un nombre différent de retransmission HARQ, SISO dans un canal PedB.

BLER, 16 QAM, 5000 sous-trames, Rayleigh Flat, HARQ= 3 retransmissions

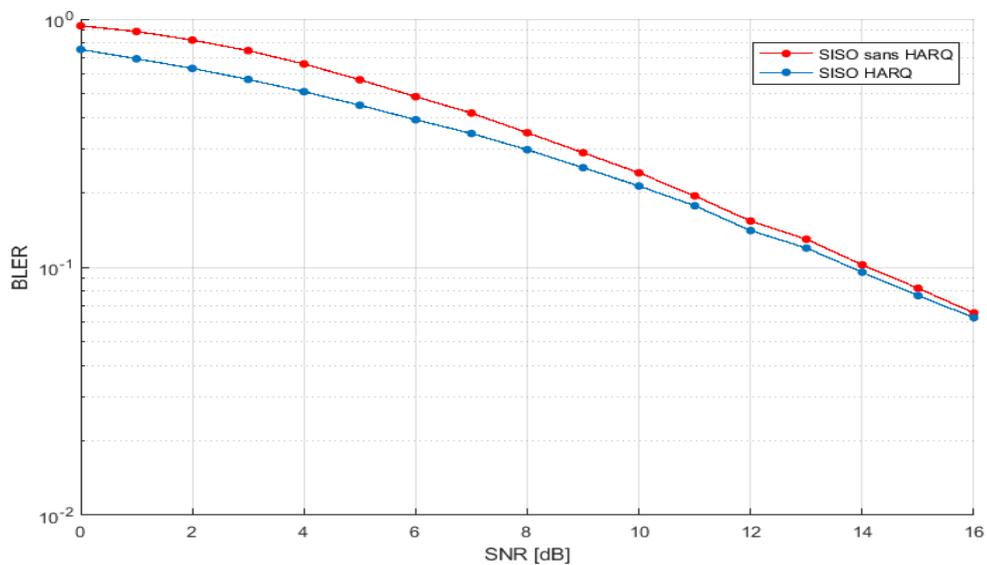


Figure 4.2 : BLER vs SNR pour un nombre différent de retransmission HARQ , SISO dans un canal plat de Rayleigh

Pour le Débit sur la figure 4.3 et 4.4, aux valeurs de SNR de canal faible, une différence significative entre les schémas de retransmission sans HARQ et HARQ peut être observée. En effet, la technique des 3 retransmissions HARQ peut demander des retransmissions de données jusqu'à 3 fois.

Débit, 16QAM, 5000 sous-trames, PedB, HARQ= 3 retransmissions

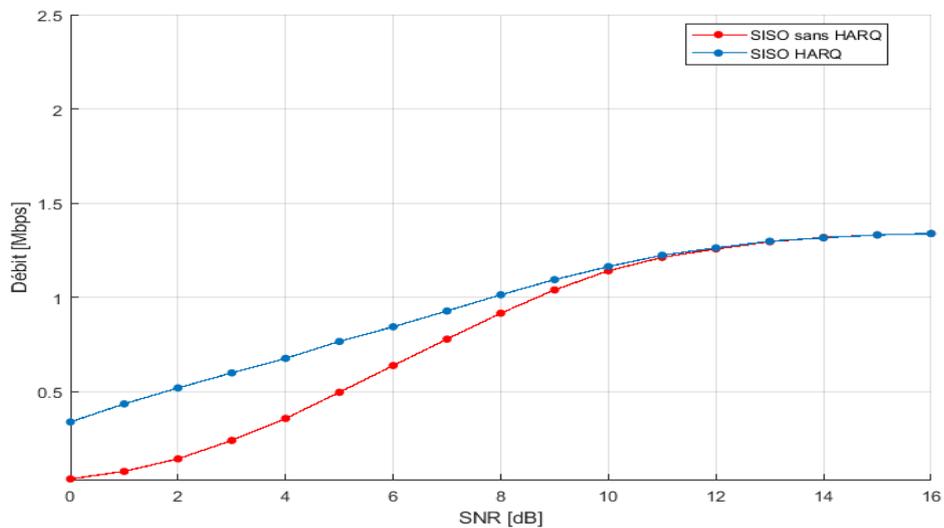


Figure 4.3 : Débit vs SNR pour un nombre différent de retransmission HARQ , SISO dans un canal PedB.

Débit, 16QAM, 5000 sous-trames, Plat Rayleigh, HARQ= 3 retransmissions

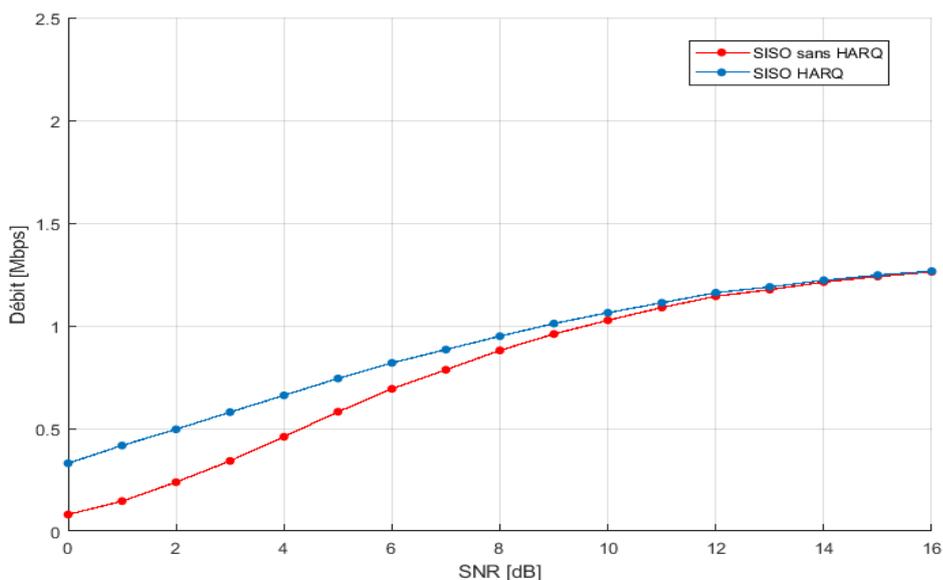


Figure 4.4 : Débit vs SNR pour un nombre différent de retransmission HARQ , SISO dans un canal de Rayleigh Plat.

4.4. PARTIE 2 : Technique MIMO

Multiple-Input Multiple-Output ou MIMO est une technique de multiplexage utilisée dans les réseaux sans fil et les réseaux mobiles permettant des transferts de données à plus longue portée et avec un débit plus élevé. Cette technique utilise plusieurs antennes tant au niveau de l'émetteur que du récepteur.

4.4.1. Analyse de performance de différents types de canaux

Sur la Figure 4.5 et 4.6, les performances de BLER de deux types de canaux, à savoir PedB et Flat Rayleigh sont illustrées à l'aide d'une technique MIMO 4x2. Les modèles

de canal PedB et Flat Rayleigh, qui sont des types de canal à atténuation progressive, fonctionnent beaucoup moins bien en termes d'erreur. Les performances de débit du canal PedB est nettement meilleur Flat Rayleigh. Dans le canal Flat Rayleigh, le signal est corrompu plus sévèrement que dans les canal PedB, puisque les évanouissements de Rayleigh sont ajoutés aux évanouissements plats et que le signal souffre également de la propagation de non-visibilité directe dans les évanouissements à trajets multiples.

❖ **Analyse de performance de différentes retransmissions HARQ**

En augmentant le nombre de retransmissions HARQ, le système BLER est diminué. Cela s'explique par le fait que lorsqu'un paquet s'avère erroné pour la première fois, jusqu'à 3 demandes de retransmission sont envoyées vers l'émetteur alors que le paquet corrompu du récepteur est ignoré. Pour les valeurs de SNR comprises entre 0 et 8 dB, la technique des 3 retransmissions HARQ améliore les performances du taux d'erreur sur les bits du système légèrement mieux que l'absence de technique de retransmission HARQ. Mais, au prix d'une augmentation du SNR à 9 dB, les deux méthodes fonctionnent de la même manière. Par conséquent, il n'y a aucun intérêt à utiliser la technique de retransmission HARQ pour les valeurs de SNR de canal élevé.

BLER, 16QAM, 5000 sous-trames, Rayleigh Plat, HARQ= 3 retransmissions

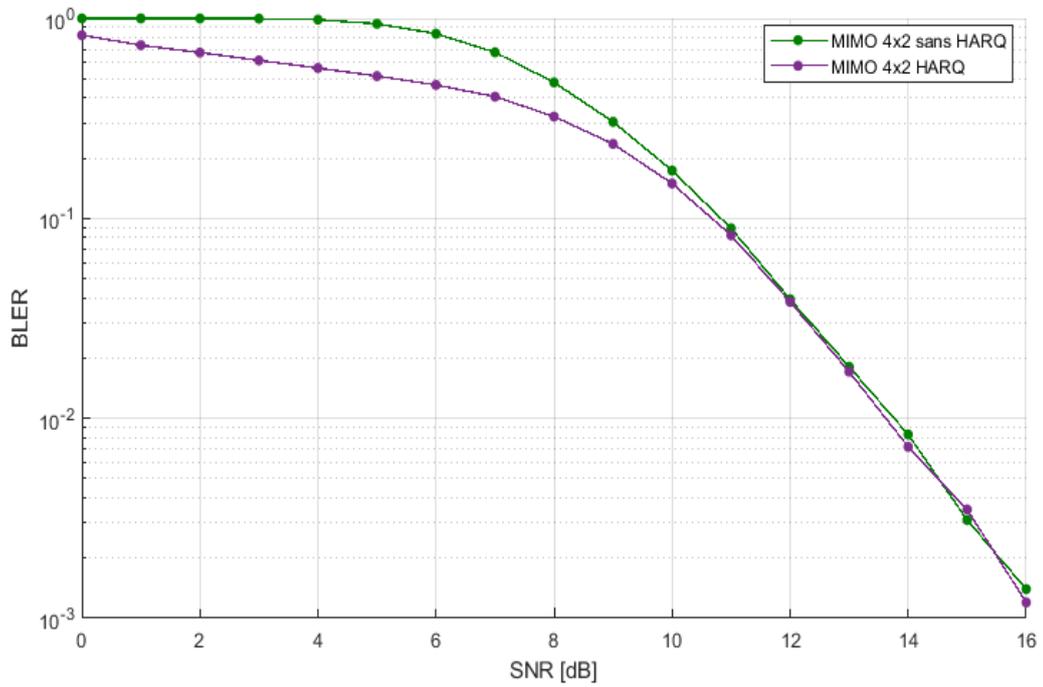


Figure 4.5 :BER vs SNR pour un canal Rayleigh Plat, MIMO 4x2.

BLER, 16QAM, 5000 sous-trames, PedB, HARQ= 3 retransmissions

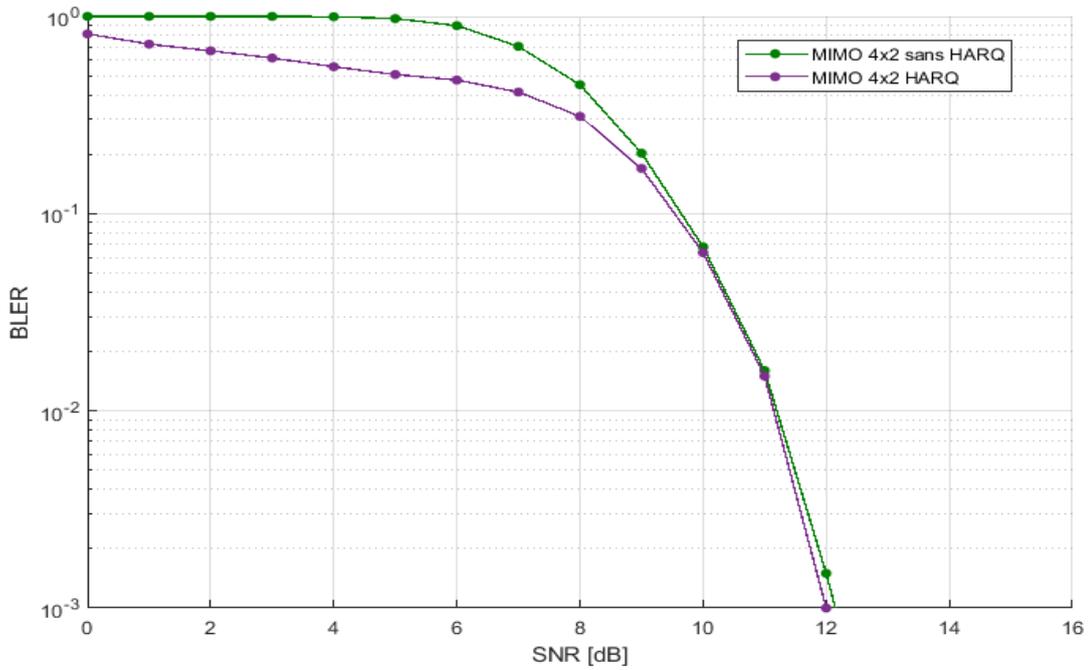


Figure 4.6 :BER vs SNR pour un canal *PedB* , MIMO 4x2.

Sur les Figures 4.7 et 4.8 aux valeurs de SNR de canal faible, une différence significative entre les schémas de retransmission sans HARQ et HARQ peut être observée. En effet, la technique des 3 retransmissions HARQ peut demander des retransmissions de données jusqu'à 3 fois.

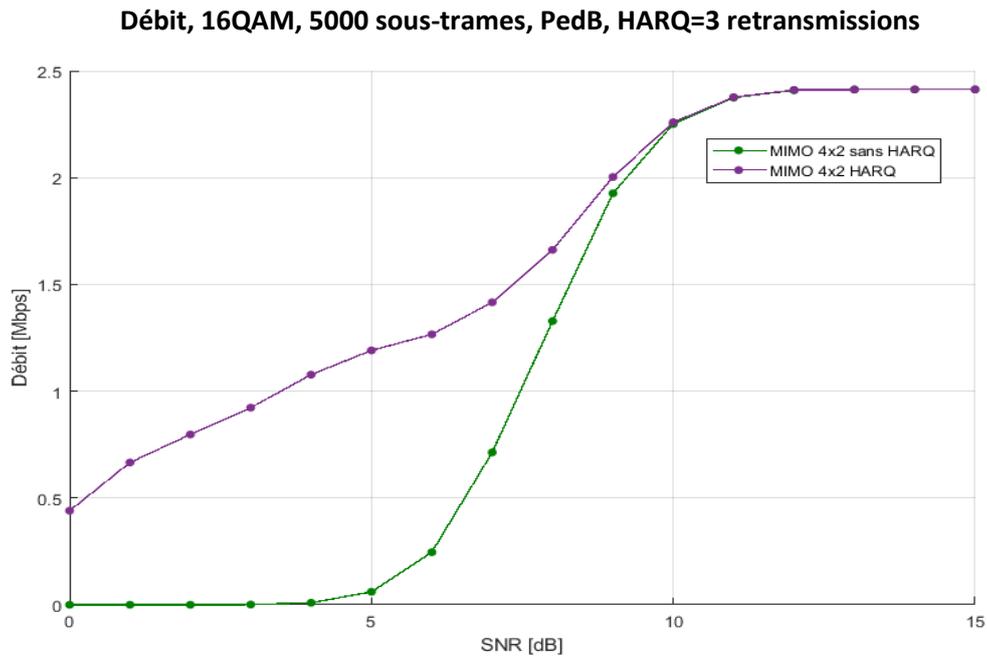


Figure 4.7 : Débit vs SNR pour un canal PedB, MIMO 4×2.

Débit, 16QAM, 5000 sous-trames, Rayleigh Plat, HARQ= 3 retransmissions

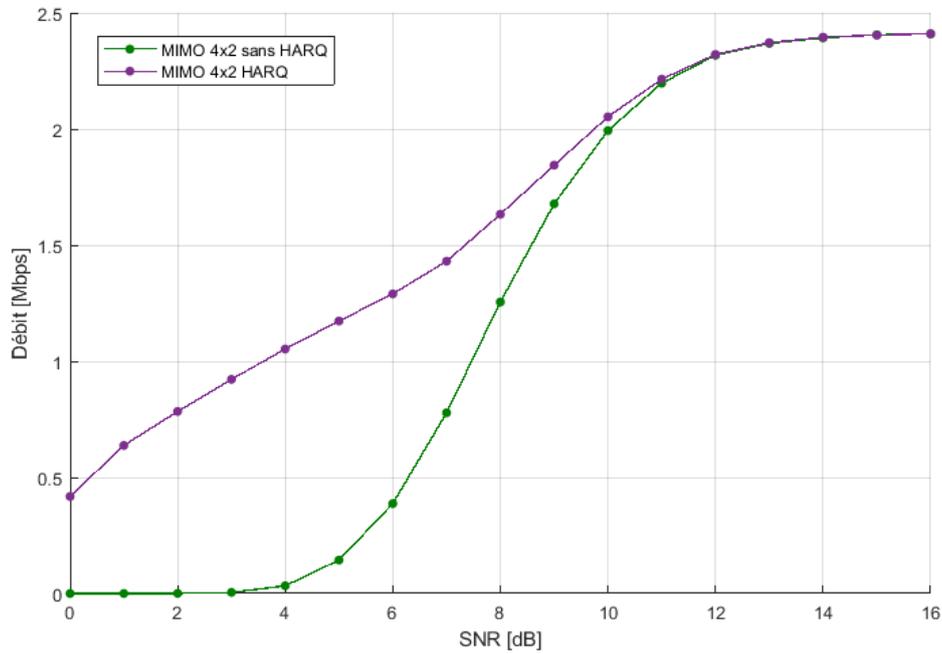


Figure 4.8 : Débit vs SNR pour un canal Flat Rayleigh, MIMO 4x2.

4.5. Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'une manière générale de savoir le principe de fonctionnement d'une chaîne de transmission MIMO, les avantages de celle-ci par rapport à l'OFDMA ont aussi été abordé et nous a permis aussi de faire une étude de la simulation des protocoles ARQ et HARQ dans une chaîne de transmission MIMO.

Conclusion générale

Tout au long de ce mémoire, nous avons eu à faire : une étude générale sur les techniques directes de détections et correction d'erreurs FEC, l'étude des techniques se basant sur les retransmissions des paquets erronés ARQ et HARQ, une description de la technique MIMO, et enfin notre travail se termine par l'interprétation des résultats obtenus suite à la programmation sur matlab.

Ce travail nous a permis de nous familiariser d'une part avec l'outil matlab, d'autre part avec la rédaction des documents scientifiques et nous a apporté une diversité des connaissances dans le domaine des télécommunications numériques.

Comme suite à ce travail nous incitons d'autres personnes à travailler dans ce sens, dans le but d'apporter une amélioration à notre travail.

Bibliographie

- [1] M. M'sir. « Conception d'architectures rapides pour codes convolutifs en télécommunications : Applications aux Turbo-codes ». Thèse de doctorat, école doctorale Lorraine, 2003.
- [2] Marie-Pierre. Béal, N. Sendrier. « Théorie de l'information et codage », Novembre 2012.
- [3] Rhissa AG Golla. « Etude et simulation des protocoles ARQ et HARQ dans le cas du SISO SC-FDMA ». mémoire de Master, Université Saad Dahleb de Bida 1, 2015/2016.
- [4] Marc. Chaumont. « Codes correcteurs d'erreurs », novembre 2008.
- [5] N. Hadj-Said. A. Ali-Pacha et A. Belgoraf. « Codage canal : Codes correcteurs d'erreurs », université des sciences et de la technologie, RIST Vol ,14 n°1, Oran, 2004.
- [6] Viterbi decoding of conventional Code, 2010.
- [7] Codes correcteurs d'erreurs, " la revolution des Turbos Codes ».
- [8] Irina. Adjudeanu. « Codes correcteurs d'erreurs LDPC structuré », mémoire de Master, faculté des études supérieures de l'université de LAVAL, Québec, 2010.
- [9] Marceau Coupechoux, Philippe Godlewski, Philippe Martins : algorithmes de reprises sur erreurs (ARQ), Télécom Paris Tech, page : 9 81 82, 10/03/2015.
- [10] Esen: chapitre III : les protocoles de liaisons de donné, université de la Manouba, 01/02/15.

[11] Tutorialspoint, « Répétition automatique ARQ », <https://www.tutorialspoint.com/automatic-repeat-request-arg>

[12] Tornasz Burzanowski : « LTE multicodeword-MIMO : Hybrid ARQ performance studies », mémoire de master, université Aalto, décembre 2010.

[13] Imene BEN SALEM : « adaptation des taux et des puissances de transmission pour les schémas Incremental Redundancy HARQ tronqués ».

[14] Redouane Sassioui : analyse et amélioration de la combinaison AMC-HARQ, 2015.

[15] Moustapha El Aoun : Optimisation des techniques de codage pour les transmissions radio avec voie de retour, page 17 18 44, Sep 2012.

[b]: Sarah J. Johnson : Channels, codes and capacity, Cambridge University Press 978-0-521-87148-8 - Iterative Error Correction: Turbo, Low-Density Parity-Check and Repeat-Accumulate Codes

[aoudia] réf : M. BOUTAGHANE et H. AOUDIA : « Etude de Modèles de canaux MIMO stochastiques », Mémoire master recherche en Télécommunication. Université de **Bejaia**,

[c] : <http://projet.eu.org/pedago/sin/ISN/8-encapsulation.pdf>.

[ss] : M. Bersali: "MIMO/DFT-SOFDM :Discret Fourier Transform- Spread OFDM", Technique d'accès multiple en Uplink dans la norme 3GPP-LTE. Laboratoire OAE/IEMN ,UVHC de Valenciennes (France). 17/02/2012

[hj] :

<http://wapiti.enic.fr/commun/ens/peda/options/ST/RIO/pub/exposes/exposesrio2001ttv02/Fonn%C3%A9-watrin/WLAN/OFDM.htm>

[sd] : <https://www.mwrf.com/systems/taking-closer-look-mimo-radio-systems>

[xx] : <http://www.hb9afo.ch/articles/HE9DYY/5%20OFDM%20et%20OFDMA.pdf>

[ee] : <http://4glte.over-blog.com/article-ofdma-103962236.html>

[M1] :U.Katara, P. Patidar& A.C. Tiwari: "Comparative Analysis of ZF and MMSE Receiver for Multicode MC-CDMA Downlink Channels". International Journal of Engineering Science and Innovative Technology (IJESIT), Volume 3, Issue 4, July 2014

[M2]F.C.Vilar : “Implementation of Zero Forcing and MMSE Equalization Techniques in OFDM”.
December 2014. Fundação Edson Queiroz ,Universidade de Fortaleza, Brasi.

Livre: Y.S. Cho, J.Kim, W.Y.Yang&C.G. Kang:” MIMO-OFDM Wireless Communications With MATLAB”,
page 327. IEEE press, J.Wiley& sons (Asia) Pte ltd

article: G.RPatil, V.K Kokate: “Reduced Complexity Tree Search Algorithms for MIMO Decoding”.Journal
Of Communications Software And Systems, VOL. 10, NO. 4, Decembre 2014.

**J.D .Thakar: “A Sphere Decoding Algorithm for MIMO”.International Research Journal of Engineering
and Technology (IRJET), fevrier 2017.**

article : S.Aubert, F. Nouvel &M.Soler : « Réduction de la Complexité du Décodeur Sphérique grâce à
l’Adaptation de la Décomposition QR ». HAL, archives ouvertes. Soumis le 8 janvier 2010