

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 دحلب البلدية

Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا

Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك

Département d'Électronique



Mémoire de Master

Mention Électronique

Spécialité Système des télécommunications

Présenté par

BOUHAFS BILAL

&

YAHIAOUI AMINA

Estimation des performances du TEB des turbo-codes dans un canal AWGN

Proposé par : Dr Anou. A

Année Universitaire 2017-2018

REMERCIEMENTS

*C'est au **bon DIEU** tout puissant qu'on doit tous nos absolus remerciements pour nous avoir donné la santé, la force, la volonté et surtout la patience tout au long du chemin de nos études et l'exécution de ce mémoire.*

*Nous tenons à exprimer nos remerciements et toute notre gratitude à nos encadreurs : **Mr ANOU Abderrahmane** pour leur disponibilité, leur patience, leur aide, leurs encouragements et surtout leurs précieux conseils sans lesquels ce mémoire n'aurait jamais vu le jour,*

*Nous remercions aussi tous **nos professeurs** qui, de près ou de loin ont contribué à notre formation.*

Nos remerciements à toutes personnes qui nous ont aidés pour la réussite de ce travail

Tout notre amour à nos chers parents pour leur aide et encouragement continuelles le long de notre cursus

A nos chers frères et sœurs, famille et amis

Dédicace

A mon père Ismail qui m'a éclairé mon chemin

A ma mère Ghania qui m'a encouragé et soutenue

toute au long de mes études

A mon frère Tarek et sa femme

A mes sœurs Wasilla, Wissem, Fella

A mes neveux Islam, Youcef, Anes

A mes amis, Redha, Amine, Oussama, Khaled,

Sidou, Maissa, Soumia,

Amina, Kenza

En mémoire du défunt Saleh

A toute ma famille

Bilel

Dédicace

Je dédie ce modeste travail en signe de respect et de reconnaissance

A ma mère Aicha qui m'ont soutenu avec leur encouragement.

A mon frère Zaki.

Et a tous mes amis : Wissam ; kihera, Halima ; Amina ; Meriem.

Enfin je n'oublierai pas toutes les personnes, qui par leurs actions, gestes, paroles ou écoutes m'ont soutenu tout au long de ce travail. Je citerai tout particulièrement : Mr Fodhil Hemri et Mr Djamel.

Amina

ملخص: تشفير التوربو هو مجموعة من تشفيرات متسلسلة الربط يربط بشكل توالي اوتوازي يرسل البيانات بإنتاجية عالية والقريبة من حدود نظرية Shannon.

يقدم هذا المشروع أداء التوربو تشفير متوازي لتشفيرين متتاليين منتظمين متكررين يفصل بينهما interleaver. مع بيانات مختلفة مثل (عدد التكرارات ' طول القيد $K = 4$ ' ونسبة التشفير $R = \frac{1}{3}$ ، وبالنسبة للكتل الصغيرة والمتوسطة الطول) بت 3000 إلى $N=200$).

تم تنفيذ قناة الإرسال الرقمي على قناة Gaussien باستخدام برنامج Matlab. مع استخدام التعديل 16-QAM فقط في عملنا.

كلمات المفاتيح: التعديل 16-QAM، تشفيرين متتاليين، كود توربو، قناة Gaussien.

Résumé : Le turbo-codes est un ensemble des codes concaténés en série ou en parallèle pour les données de transmission avec un débit élevé et à proximité de la limite de Shannon. Ce projet présente la performance d'un turbo code parallèle de deux codeurs convolutionnels récurrents et systématiques séparés par un entrelaceur, avec différents paramètres tels que (nombre d'itération, la longueur de contrainte $K = 4$ et pour taux de codage $R = \frac{1}{3}$ et pour des blocs de petite à moyenne taille de longueurs $N = 200$ à 3000 bits). La chaîne de transmission numérique a été effectuée sur canal Gaussien en utilisant le logiciel MatLab. Dans nos simulations, seule la modulation 16-QAM est considérée.

Mots Clés : modulation 16-QAM, codeurs convolutionnels, Turbo-codes, canal Gaussien.

Abstract : The turbo-code is a set of codes concatenated serially or in parallel for transmission data with great throughput and achieve near Shannon limit. This project presents the performance of the parallel code turbo of two recursive and systematic convolutional coders separated by an interleaver with different parameters such as (number of iterations, the constraint length $K = 4$ and for coding rate $R = \frac{1}{3}$, and for small to medium length blocks of length $N = 200$ to 3000 bits). The digital transmission channel was carried out on a Gaussian channel using the MatLab software. In our simulations, only 16-QAM modulation is considered.

Keywords: 16-QAM modulation; convolutional coders; Turbo-code; Gaussian channel.

Table des matières

| | |
|---|----|
| Introduction Générale..... | 1 |
| Chapitre 1 Généralités sur le système de communication numérique..... | 4 |
| 1.1 Introduction..... | 4 |
| 1.2 Les éléments d'une chaîne de communication numérique..... | 5 |
| 1.2.1 La source d'information..... | 5 |
| 1.2.2 Le codage de source..... | 5 |
| 1.2.3 Le codage de canal..... | 6 |
| 1.2.4 La modulation..... | 6 |
| 1.2.4.1 La modulation QAM..... | 6 |
| 1.2.4.2 Constellation de la modulation..... | 7 |
| 1.2.5 Le canal de transmission..... | 8 |
| 1.2.6 La démodulation QAM..... | 9 |
| 1.2.7 Le décodage canal..... | 10 |
| 1.2.8 Le décodage source..... | 10 |
| 1.3 Conclusion..... | 11 |
| Chapitre 2 Les codes convolutifs et leur décodage..... | 12 |
| 2.1 Introduction..... | 12 |
| 2.2 Stratégies de codage..... | 12 |
| 2.2.1 Stratégies ARQ..... | 12 |
| 2.2.1.1 Systèmes « ARQ avec arrêt et attente »..... | 12 |
| 2.2.1.2 Systèmes (ARQ continue)..... | 13 |
| 2.2.2 Stratégies FEC..... | 14 |
| 2.2.3 Stratégies hybride ARQ/FEC..... | 14 |
| 2.3 La Comparaison des stratégies de codage canal..... | 14 |
| 2.4 Les Codes convolutifs..... | 15 |
| 2.4.1 Principe de codage convolutif..... | 15 |
| 2.4.2 Représentations graphiques..... | 18 |
| 2.4.2.1 Diagramme en arbre..... | 18 |
| 2.4.2.2 Diagramme en treillis..... | 19 |
| 2.4.2.3 Diagramme d'état..... | 20 |
| 2.4.3 Les types de code convolutif..... | 20 |
| 2.4.3.1 Codeur convolutionnel systématique non récursif..... | 20 |
| 2.4.3.2 Les Codes Systématiques Récursifs (CSR)..... | 21 |

| | | |
|--|---|----|
| 2.5 | Le décodage des codes convolutifs..... | 21 |
| 2.5.1 | Le décodage séquentiel..... | 22 |
| 2.5.2 | Algorithme de Viterbi..... | 22 |
| 2.7 | Conclusion..... | 22 |
| Chapitre 3 : Les Turbo-codes | | 23 |
| 3.1 | Introduction | 23 |
| 3.2 | Les turbo-codes | 23 |
| 3.3 | Les type de trubo-codes..... | 24 |
| 3.3.1 | Trubo code serie | 24 |
| 3.3.2 | Turbo-codes parallèle | 24 |
| 3.4 | L'entrelacement..... | 26 |
| 3.5 | Décodage des turbos codes..... | 27 |
| 3.5.1 | Principe de décodage itératif..... | 27 |
| 3.5.2 | Logarithmes de Rapport de Vraisemblance | 29 |
| 3.5.2 | Le turbo décodage | 29 |
| 3.6 | Conclusion..... | 30 |
| Simulation et résultats | | 31 |
| Chapitre 4 : simulation et résultats | | 31 |
| 4.1 | Introduction | 31 |
| 4.2 | Outil informatique utilisé..... | 31 |
| 4.2.1 | MatLab | 31 |
| 4.2.2 | Test et résultats..... | 31 |
| 4.3 | La simulation..... | 34 |
| 4.3.1 | Paramètres de simulation..... | 34 |
| 4.4 | Performance des turbo-codes dans un canal AWGN..... | 34 |
| 4.4.1 | Efficacité de correction des turbos-codes | 34 |
| 4.4.2 | Turbo code de taux $R= 1/3$ et $K = 4$ | 35 |
| 4.5 | Conclusion..... | 38 |
| Conclusion Générale | | 39 |
| Bibliographie& Webographie | | 40 |

Table des figures

| | |
|--|----|
| Figure 1. 1 : Principe d'une chaine de communication numérique[4]. | 5 |
| Figure 1. 2: Schéma simplifié du codeur et décodeur | 6 |
| Figure 1. 3: Constellations 16-QAM. | 8 |
| Figure 1. 4: Modulateur M-QAM [6]. | 8 |
| Figure 1. 5: Canal à bruit blanc gaussien additif[4]. | 9 |
| Figure 1. 6: Démodulateur M-QAM [6]. | 10 |
| | |
| Figure 2. 1: ARQ avec arrêt et attente (Stop-and-wait ARQ) [7]. | 13 |
| Figure 2. 2: -GO-back-N ARQ [7]. | 13 |
| Figure 2. 3 :ARQ de réception sélective. « Selective-Repeat ARQ »[7]. | 14 |
| Figure 2. 4: Principe du codeur convolutif. | 16 |
| Figure 2. 5: Exemple de codeur convolutif ($R=1/2$; $m=2$). | 16 |
| Figure 2. 6: diagramme en arbre du codeur convolutif de la figure 2.5. | 19 |
| Figure 2. 7: Diagramme en treillis de l'encodeur de la figure 2.5. | 19 |
| Figure 2. 8: Diagramme d'état de l'encodeur de la figure 2.5. | 20 |
| Figure 2. 9: Codeur convolutionnel systématique non récursif[11-9]. | 21 |
| Figure 2. 10: Codeur convolutionnel systématique récursif [11-9]. | 21 |
| | |
| Figure 3. 1: Turbo code série. | 24 |
| Figure 3. 2: Schéma de principe d'un encodeur Turbo. | 25 |
| Figure 3. 3: Illustration d'un exemple d'entrelaceur. | 27 |
| Figure 3. 4: Schéma de principe du décodage itératif. | 28 |
| Figure 3. 5: Schéma d'un décodeur turbo | 29 |
| | |
| Figure 4. 1 : Organigramme fonctionnelle d'un turbo code parallèle sur un canal AWGN | 33 |
| Figure 4. 2: Performance des turbo-codes dans un canal AWGN. | 35 |
| Figure 4. 3: Turbo-code, $R=1/3,N=200,K=4$, Entrelaceur aléatoire, Canal AWGN. | 36 |
| Figure 4. 4: Turbo-code, $R=1/3,N=400,K=4$, Entrelaceur aléatoire, Canal AWGN. | 36 |
| Figure 4. 5: Turbo code, $R=1/3,N=1000,K=4$,Entrelaceur aléatoire, Canal AWGN. | 37 |
| Figure 4. 6: Turbo-code, $R=1/3,N=3000,K=4$, Entrelaceur aléatoire, Canal AWGN. | 37 |

Liste Des Tableaux

| | |
|---|----|
| Tableau 2. 1 : Stratégies de codage canal. | 15 |
| Tableau 2. 2 : les étapes de codage d'une séquence d'information donnée. | 18 |
| Tableau 4. 1: paramètres utilisés dans la simulation | 34 |

Acronymes et Abréviations

| | |
|-------------------|--|
| AWGN | : Additive White Gaussian Noise. |
| ARQ | : Automatic Repeat Request. |
| APP | : Probabilité a posteriori. |
| BER | : Bit Error Rate. |
| C | : Capacité maximale du canal. |
| CSR | : Codes Systématiques Récursifs. |
| CNS | : Convertisseur analogique numérique |
| CDMA | : Code-Division Multiple Access. |
| D | Débit binaire. |
| N_0 | Densité spectrale de puissance de bruit. |
| ENST | : Ecole nationale supérieure des télécommunications. |
| ESA | : European Space Agency. |
| E_b | : Energie du signal par bit. |
| FEC | Forward Error Correction. |
| 3GPP | : 3rd Generation Partnership Project. |
| IES | : Interférences entre symboles. |
| LRV | : Logarithme du rapport de vraisemblance. |
| ML | : Maximum Likelihood. |
| $m(t)$ | : Signal modulé. |
| NASA | : National Aeronautics and Space Administration. |
| NRNSC | : Non-Réursive Non-Systématique Convolutionnel. |
| QAM | : Quadrature Amplitude modulation. |
| $\frac{E_b}{N_0}$ | : Rapport signal sur bruit |
| R | Débit symbole. |
| T | : Durée symbole. |
| TEB | : Taux d'erreur binaire. |
| UMTS | : Universal Mobile Telecommunications System. |

Introduction générale

Introduction Générale

De nos jours, nous vivons dans un monde où les communications jouent un rôle primordial tant par la place qu'elles occupent dans le quotidien de chacun, que par les enjeux économiques et technologiques dont elles font l'objet. Nous avons sans cesse besoin d'augmenter les débits de transmission tout en gardant ou en améliorant la qualité de ceux-ci. Mais sans un souci de fiabilité, tous les efforts d'amélioration seraient sans intérêt car cela impliquerait forcément à ce que certaines données soient retransmises. C'est dans la course au débit et à la fiabilité que les codes correcteurs entrent en jeu.

La communication avec les sondes spatiales, à l'autre bout du système solaire, pose le problème de la fiabilité du message transmis. Une transmission sur une telle distance est obligatoirement parasitée (notamment à cause de diverses sources de perturbations électromagnétiques). Pourtant, dans ce domaine et dans bien d'autres, il est primordial que les informations collectées par les sondes soient bien reçues. Il y a donc nécessité de « sécuriser » la transmission : c'est le rôle des codes correcteurs d'erreurs. On rajoute au message à transmettre des informations supplémentaires, qui permettent de reconstituer le message au niveau du récepteur.

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 (TEB) d'un message est le rapport du nombre de bits erronés par le nombre de bits du message.

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore, la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible. La modulation a pour rôle d'adapter le spectre du signal au canal (milieu physique) sur lequel il sera émis dans notre cas on a utilisé la modulation d'amplitude en quadrature.

En 1948, C. Shannon démontre que pour une source d'information de débit R (bit/s) qui transmis sur un canal de capacité C (bit/s), il existe si ($R < C$), un code garantissant une transmission quasi parfaite [1]. Alors cette démonstration ouvre la voie au codage de l'information et à la correction des erreurs grâce aux codes.

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 correcteur d'erreur est de minimiser le plus possible les erreurs de décodage, en assurant en même temps de très grande vitesse de transmission et de faible coût du codeur et du décodeur. Actuellement, il existe une multitude de méthodes visant à produire de bons codes correcteurs.

Un code correcteur d'erreur permet de corriger une ou plusieurs erreurs dans un mot de code en ajoutant aux informations des symboles redondants, autrement dits, des symboles de contrôle. Différents codes possibles existent les codes en bloc et les codes convolutifs mais dans notre mémoire nous traiterons seulement les codes convolutifs qui sont la base des turbo code.

En 1993, Berrou Glavieux et Thitimajshima ont développé une nouvelle approche aux codes correcteurs d'erreur : les codes turbo[2]. Il s'agit en fait de la concaténation parallèle ou série de deux codeurs convolutionnels récursifs et systématiques de faible longueur de contrainte à travers un w$entrelaceur$.

Dans les systèmes de transmission de données, la probabilité d'erreur en fonction du rapport signal à bruit E_b/N_0 du canal à l'entrée du récepteur. L'évolution des télécommunications s'accompagne d'une demande toujours plus grande de la qualité de transmission. Il faut pour cela diminuer le taux d'erreur et par conséquent accroître le rapport signal à bruit. L'augmentation de la puissance du signal d'émission et/ou la diminution du facteur de bruit du canal sont des solutions envisageables. Elles engendrent cependant des problèmes de coût ou de technologie. L'autre solution est basée sur l'utilisation des codes

correcteurs qui permettent d'augmenter les performances de transmission tout en conservant le meilleur compromis possible entre la bande passante occupée et la puissance émise.

Les codes turbo sont devenus importants pour la protection de données transmises par blocs courts (Internet, CDMA2000, 3GPP, UMTS entre autres). Pour d'autres applications (espace lointain, télédiffusion, ...), les codes turbo offrent également les meilleures performances. Ils ont par exemple fait l'objet d'une normalisation par le CCSDS (Consultative Committee for

Space Data Systems) et les agences spatiales (NASA, ESA, ...) utiliseront les codes turbo pour toutes leurs futures missions.

L'objectif de notre mémoire est d'évaluer le taux d'erreur binaire (TEB) d'une chaîne de transmission numérique, utilisant la modulation d'amplitude en quadrature à seize états (16-QAM) et le turbo codage dans un canal à bruit blanc gaussienne AWGN.

Ce mémoire est organisé en 4 chapitres :

Le **premier chapitre** est consacré à quelques généralités relatives au système de communication numérique, plus précisément on s'intéresse à l'étude d'une chaîne de transmission numérique et à la fonction de chaque élément la constituant. Avec une présentation de la modulation 16-QAM

Le **deuxième chapitre** introduit le principe du codage convolutionnel et décrit en particulier les codes convolutionnels récurrents et systématiques, qui sont à la base des turbos codes. Un rappel sur le décodage adéquat est proposé.

Le **troisième chapitre** porte sur le codage. Plus particulièrement, la nouvelle famille des codes correcteurs d'erreurs appelée turbo-codes avec ses deux types de concaténations. Nous abordons également la technique d'entrelacement utilisés en codage turbo. A la fin de ce chapitre on décrit le principe de décodage itératif en particulier celui des codes turbo.

Le **dernier chapitre** expose les résultats de simulation et analyse les performances des turbo-codes selon différents paramètres, à savoir le taux de codage $1/3$, la longueur de contrainte du codage convolutif fixé à 4, la trame d'entrée qui progresse de 200 et 3000 bits avec 4 itérations dans chaque simulation.

En fin une conclusion générale sera donnée.

Généralités sur le système de communication numérique

Chapitre 1 Généralités sur le système de communication numérique

1.1 Introduction

Le but principal d'un système de communication numérique est de transmettre l'information avec un maximum d'efficacité. Cependant, dans une telle liaison de transmission numérique, le signal reçu peut occasionnellement différer de celui transmis. Cela est dû en partie à l'existence des bruits dans les canaux de communication qui causent des erreurs de transmission. La probabilité de ces erreurs étant fonction du rapport signal à bruit. Ce problème peut être abordé de différentes façons : La première approche, sachant que cette probabilité est dépendante du rapport signal à bruit, consiste à augmenter ce rapport par exemple en ayant une puissance de signal plus importante à l'émission. Malheureusement cette solution est souvent très coûteuse. Une seconde approche, consiste à coder le message à transmettre en lui ajoutant des symboles dits de redondance selon une règle bien déterminée. Ces symboles sont nécessaires pour protéger le signal à émettre contre les erreurs de transmission [3].

Dans tout système de communication numérique, on cherche à transmettre l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme le câble ou la fibre optique avec un maximum d'efficacité et de fiabilité d'un usager à un autre, le plus souvent éloigné.

Les différents éléments d'un système de communication sont représentés à la figure 1.1 :

- La source émet un message numérique sous la forme d'une suite d'éléments binaires.
- Le codeur englobe en général deux fonctions fondamentales différentes.
La première, appelée codage en ligne, associe un support physique adéquat aux éléments abstraits émis par la source. La seconde appelée codage correcteur d'erreur, consiste à introduire de la redondance dans le signal émis en vue de le protéger contre le bruit et le perturbateur présente sur le canal de transmission.
- La modulation a pour rôle d'adapter le spectre du signal au canal milieu physique sur lequel il sera émis.

Enfin, du côté récepteur, les fonctions de démodulateur et de décodage sont les inverses respectifs des fonctions de modulation et de codage situées du côté émetteur.

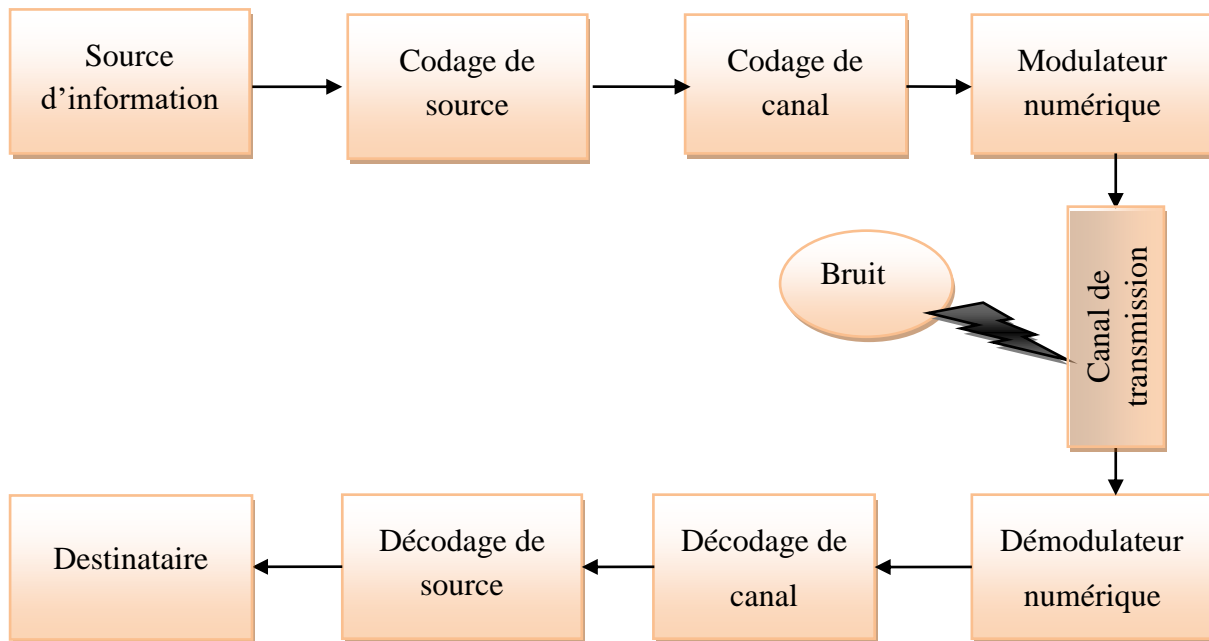


Figure 1. 1 : Principe d'une chaîne de communication numérique[4].

1.2 Les éléments d'une chaîne de communication numérique

1.2.1 La source d'information

Une source d'information délivre le message qui contient l'information à transmettre. Suivant la technique de transmission utilisée, analogique ou numérique, la structure du message est très différente. Si la source délivre un message analogique tel que le signal de parole (sortie d'un microphone) ou le signal d'image (sortie d'une caméra), il faut le numériser en échantillonnant le message analogique puis en quantifiant les échantillons obtenus. Chaque échantillon quantifié est ensuite codé sur 'n' bits.

1.2.2 Le codage de source

Consiste à supprimer la redondance contenue dans les messages de la source d'information et à transmettre en moyenne moins de symboles qu'il n'en provient de la source. Il peut être avec ou sans pertes d'information. La compression avec pertes vise les signaux numérisés (image, audio ou vidéo). Après numérisation et codage, la source de message numérique est caractérisée par son débit binaire D , défini comme le nombre d'éléments binaires émet par unité de temps. Le codage source présente quelques algorithmes de codage entropique de la source comme le code préfixe, le codage de Shannon-Fano et Hoffmann. Le codage

Hoffmann est le meilleur car il a minimisé le nombre moyen de bits utilisés pour le codage, c'est un code optimal

1.2.3 Le codage de canal

Permet l'amélioration des performances d'un système sans augmenter la puissance d'émission. Le codage de canal consiste à ajouter de la redondance au message de façon à pouvoir corriger les erreurs qui peuvent être transmises dans le canal. Ces erreurs sont le plus souvent introduites par du bruit qui pourrait faire passer un bit "0" à l'état de bit "1" ou bit "1" à l'état de bit "0". Le schéma du codeur est présenté dans la figure 1.2

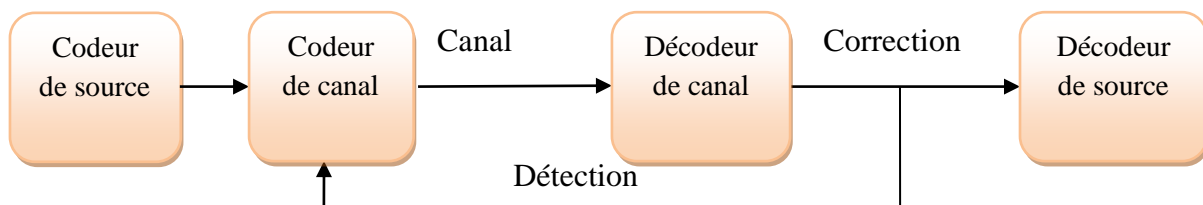


Figure 1. 2: Schéma simplifié du codeur et décodeur

Un bon code doit avoir :

- Une bonne capacité de détection et correction d'erreurs.
- Un bon rendement (taux) c'est-à-dire un grand nombre de bits d'information par rapport aux bits codés.
- Une procédure de décodage (et de codage) suffisamment simple et rapide.

1.2.4 La modulation

L'étape qui suit le codage de canal a pour fonction principale d'assurer l'adaptation du message au canal de transmission. Quel que soit le type de transmission utilisé, analogique ou numérique, le signal transmis au canal de transmission est analogique. Ce signal représentatif du message à transmettre doit posséder un spectre compatible avec la bande passante du canal de transmission et une puissance qui assure au démodulateur de travailler dans des bonnes conditions. Dans notre cas nous traitons seulement la modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature 16-QAM.

1.2.4.1 La modulation QAM

Quadrature Amplitude Modulation ou QAM est une forme de modulation qui est largement utilisée pour moduler les signaux de données sur un support utilisé pour les systèmes de

communications [6]. Il peut également être considéré comme un mélange d'amplitude et modulation de phase. Le signal modulé $m(t)$ s'écrit

$$m(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (2.7)$$

Sachant que les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ ont pour expression :

$$a(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \quad (2.8)$$

$$b(t) = \sum_k b_k g(t - kT)$$

La forme de l'onde $g(t)$ est rectangulaire, de durée T et d'amplitude égale à 1 si t appartient à l'intervalle $[0, T[$ et égale à 0 ailleurs. Dans le cas particulier mais très fréquent où M peut s'écrire $M = 2^n$, alors les a_k représentent un mot de n bits et les b_k représentent aussi un mot de n bits. Le symbole complexe $c_k = a_k + jb_k$ peut par conséquent représenter un mot de $2n$ bits. L'intérêt de cette configuration est que le signal $m(t)$ est alors obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles a_k et b_k indépendants. De plus, les symboles a_k et b_k prennent très souvent leurs valeurs dans un même alphabet à M éléments.

1.2.4.2 Constellation de la modulation

Le diagramme de constellation est une représentation graphique montrant tous les symboles de modulation possibles états ; comme un ensemble de points de constellation. La position de chaque point dans le diagramme montre l'amplitude et la phase du symbole correspondant. Chaque point de constellation correspond à un symbole de quatre bits différents, on utilise généralement le code Gray. La 16-QAM est construite à partir de symboles a_k et b_k qui prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{+d, +3d\}$ où d est une constante donnée [6-4]. La figure 1.6 montre le diagramme de constellation pour le 16-QAM.

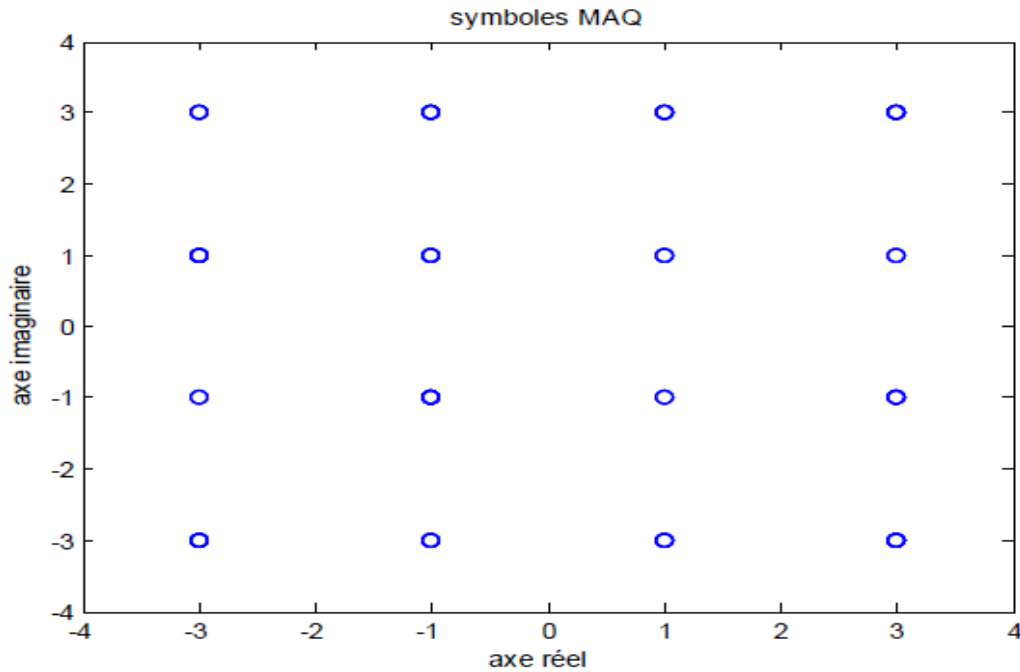


Figure 1. 3: Constellations 16-QAM.

1.2.4.3 Le schéma de modulation QAM

Lorsque le signal $m(t)$ est obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles a_k et b_k indépendants, cela simplifie le modulateur et le démodulateur. Le signal modulant est un train entrant $\{i_k\}$ facilement divisé en deux trains en $\{a_k\}$ et $\{b_k\}$ voir figure 1.4.

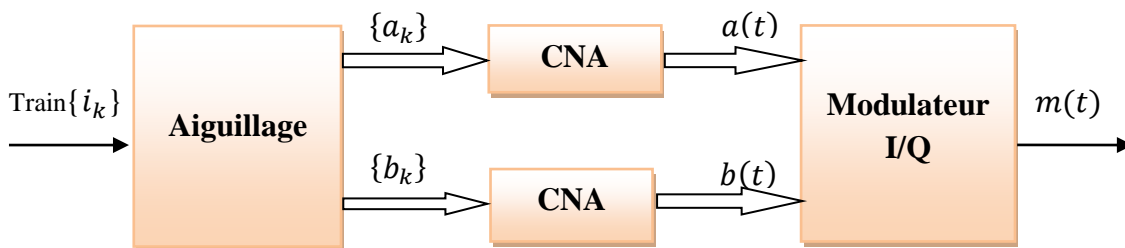


Figure 1. 4: Modulateur M-QAM [6].

1.2.5 Le canal de transmission

La voie de transmission représente le lien physique entre l'émetteur et le récepteur. Elle peut être constituée par l'espace libre entre deux antennes, par un câble coaxial ou par une fibre optique. Certains auteurs préfèrent utiliser le terme de canal de transmission, mais cette appellation peut être ambiguë. En effet, en théorie de l'information, le canal de transmission inclut le modulateur, la voie de transmission et le démodulateur. Le canal est un véritable

problème pour les transmissions de données. En effet, il est source de bruits de toutes sortes. Il existe des modèles pour identifier ce bruit à savoir le canal **AWGN** (Additive White Gaussian Noise) et le canal de Rayleigh. Nous allons décrire premier modèle [4].

1.2.5.1 Canal AWGN

Le modèle du bruit additif blanc et gaussien (AWGN) est le plus utilisé en théorie. Il fournit un modèle presque parfait pour certains systèmes de communication. Ce modèle implique que le bruit du canal est une variable aléatoire n qui s'additionne au signal modulé. Dans ce cas, la variable n est gaussien, de moyenne nulle et de variance σ^2 (Figure 1.5).

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2} \quad (1.1)$$

Si on considère la variable modulée X_k , il est possible de donner la sortie du canal comme

$$r_n = X_k + n \quad (1.2)$$

Le modèle de bruit additif blanc Gaussien est très pratique, pour les calculs théoriques. Il reflète également très bien la réalité dans les systèmes de communications [5].

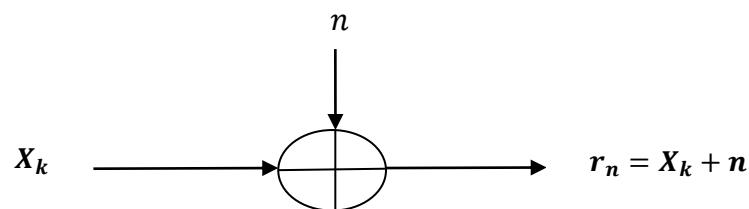


Figure 1. 5: Canal à bruit blanc gaussien additif[4].

Mathématiquement, nous pouvons écrire la densité de probabilité du bruit additif blanc gaussien comme :

$$f(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0}} \exp \frac{-n^2}{2N_0} \quad (1.3)$$

1.2.6 La démodulation QAM

La réception d'un signal MAQ fait appel à une démodulation cohérente et par conséquent nécessite l'extraction d'une porteuse synchronisée en phase et en fréquence avec la porteuse à l'émission. Le signal reçu est démodulé dans deux branches parallèles, sur l'une avec la porteuse en phase et sur l'autre avec la porteuse en quadrature. Les signaux démodulés sont convertis par deux CAN, puis une logique de décodage détermine les symboles et régénère le train de bits reçus. Voir figure 1.6

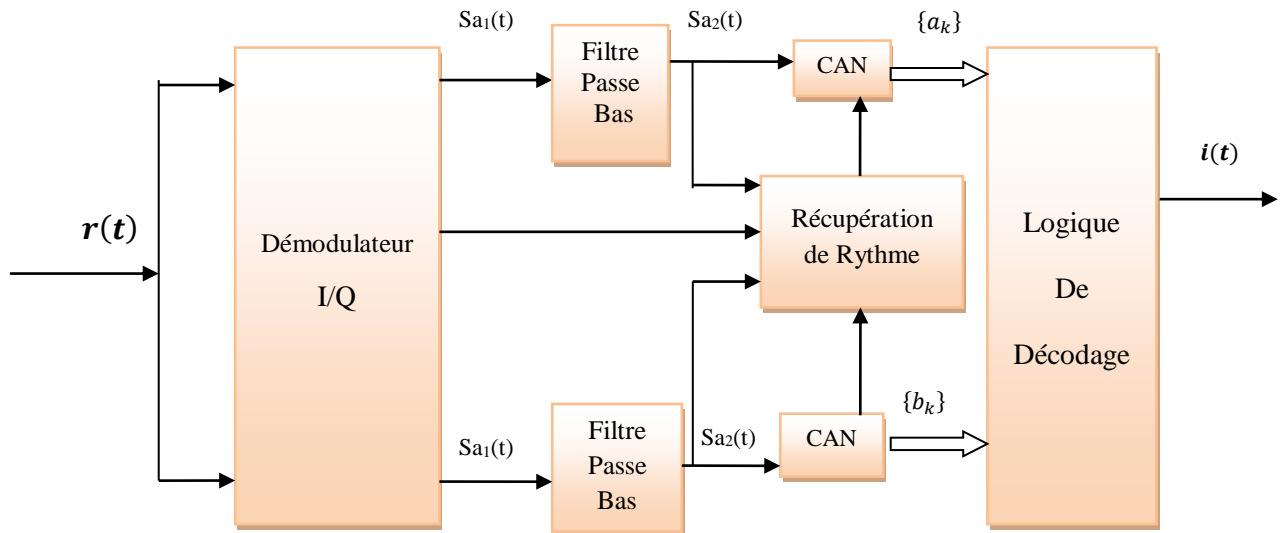


Figure 1. 6: Démodulateur M-QAM [6].

1.2.7 Le décodage canal

Le décodeur de canal utilise plusieurs stratégies, la première stratégie est de détecter les erreurs. Le décodeur observe la séquence reçue et détecte la présence des erreurs. Cette détection peut servir à contrôler le taux d'erreur (Error Monitoring) ou à mettre en œuvre des techniques de retransmission (ARQ : AutomaticRepeatRequest) le décodeur demande à l'émetteur de retransmettre la séquence dans laquelle une erreur a été détectée. Il est évident que ce type de procédé nécessite une voie de retour. Une autre technique détecte et corrige les erreurs (FEC : ForwardError Correction) .

1.2.8 Le décodage source

Il sert à récupérer la fréquence porteuse

- La récupération du rythme T et des paires en quadrature
- L'élimination du bruit et la restitution optimale du train binaire par traitement de l'IES.

1.3 Conclusion

Ce chapitre se voulait une brève description d'une chaîne de communication numérique. Il a été ainsi question de présenter les différents éléments du schéma de base de cette dernière. Nous avons décrit l'encodeur de source dont le rôle est de réduire la redondance présente dans le message d'entrée, le codage qui permet d'introduire de la redondance dans le message afin de lutter contre les erreurs et la modulation qui transforme la séquence binaire en une forme d'onde. Il sera question dans le prochain chapitre de voir les différentes stratégies de codage canal et ainsi que les codes convolutifs et leurs algorithmes de décodages en particulier l'algorithme de Viterbi.

Les codes convolutifs et leur décodage

Chapitre 2 Les codes convolutifs et leur décodage

2.1 Introduction

Pour lutter contre les erreurs de transmission, on utilise le codage canal. L'opération de codage consiste à ajouter au message numérique à transmettre des éléments binaires, dits de redondance suivant une loi donnée. La nécessité d'introduire de la redondance dans le message, pour se protéger contre les erreurs de transmission, est démontré par la théorie de l'information. L'introduction du codage conduit toujours une augmentation du débit numérique transmis et donc à un accroissement de la bande occupée pour une modulation donnée. Il existe deux grandes catégories de codes actuellement utilisées en faisant l'objet permanent de perfectionnements : les codes en bloc et les codes convolutif ; à partir de ces derniers, on peut construire les turbo-codes. Avant d'aborder la présentation des codes convolutif et leur algorithme de décodage ; nous allons d'abord préciser les notions de stratégies de codage canal.

2.2 Stratégies de codage

Les méthodes de contrôle des erreurs se regroupent principalement en deux modes d'utilisation : le « ARQ » et le « FEC ».

2.2.1 Stratégies ARQ

Les stratégies (ARQ) utilisent des codes permettant uniquement la détection d'erreur. La retransmission en cas de détection d'erreurs nécessite l'utilisation de canaux bidirectionnels et implique un dialogue entre l'émetteur et le récepteur. Ce type de système est simple à mettre en œuvre. Par contre, le dialogue instauré entre les deux équipements de transmission ne permet pas de transmission à hauts débits surtout lorsque le nombre d'erreur augmente. Les deux principales variantes des stratégies ARQ sont connues sous le nom d'ARQ avec arrêt et attente (Stop And Wait ARQ) et ARQ continue (Continuous ARQ) [7].

2.2.1.1 Systèmes « ARQ avec arrêt et attente »

Comme le montre la figure 2.1 l'émetteur attend un accusé de réception après chaque bloc transmis. Si l'accusé est positif (ACK), il transmet le bloc suivant. Dans le cas contraire, lorsqu'il reçoit un accusé négatif (NACK), il retransmet le bloc courant.

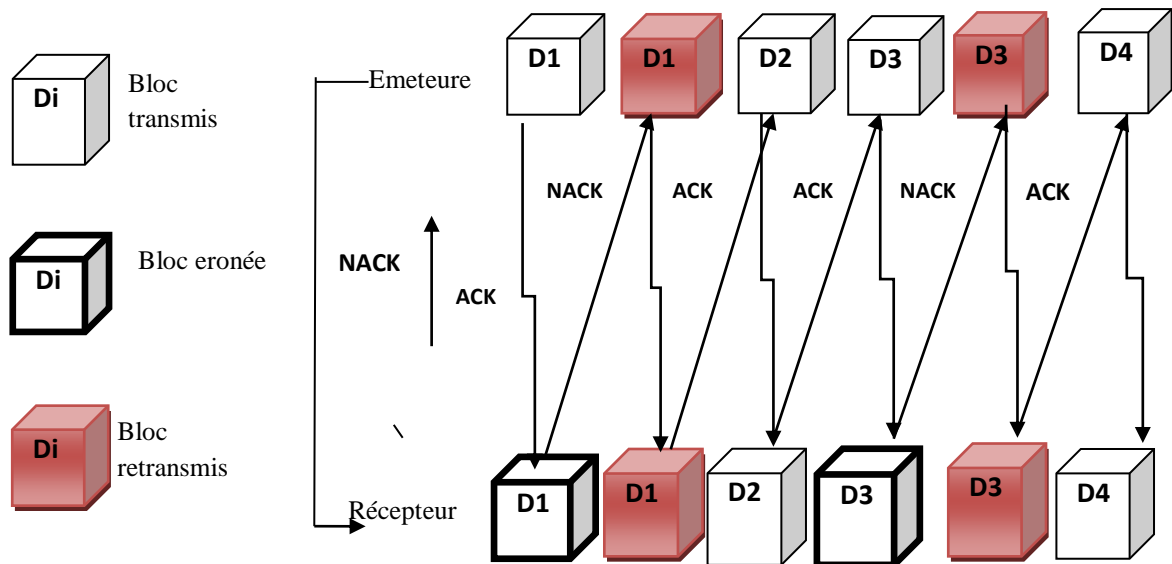


Figure 2. 1: ARQ avec arrêt et attente (Stop-and-wait ARQ) [7].

2.2.1.2 Systèmes (ARQ continue)

Dans un système ARQ continu l'émetteur envoie les blocs d'information de façon continue et reçoit les accusés de réception au fur et à mesure. Dans le cas de la réception d'un (NACK) la retransmission s'effectue deux façons :

- Le bloc détecté comme erroné ainsi que tous les blocs qui le suivent sont retransmis ; dans ce cas, la technique est appelée « Go-back-N ARQ »

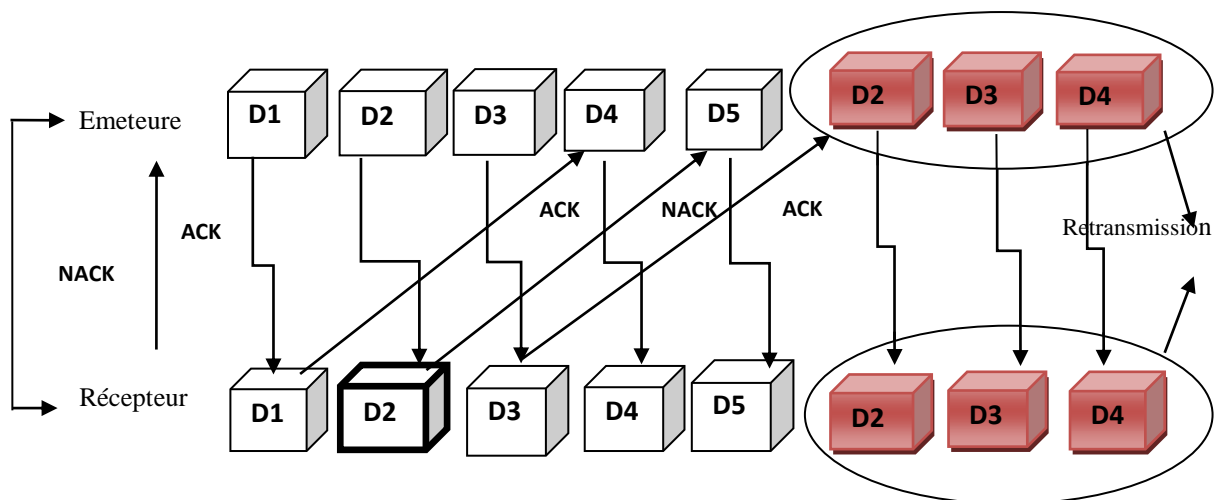


Figure 2. 2: -GO-back-N ARQ [7].

Seul le bloc erroné est retransmis ; dans ce cas la technique est appelée « SelectiveRepeat ARQ » (figure2.3).L'approche«<Selective-Repeat ARQ>> est plus efficace que la

technique « Go-back-NARQ » mais elle est plus complexe à mettre en œuvre car le récepteur doit être capable de réordonner les blocs de manière cohérente.

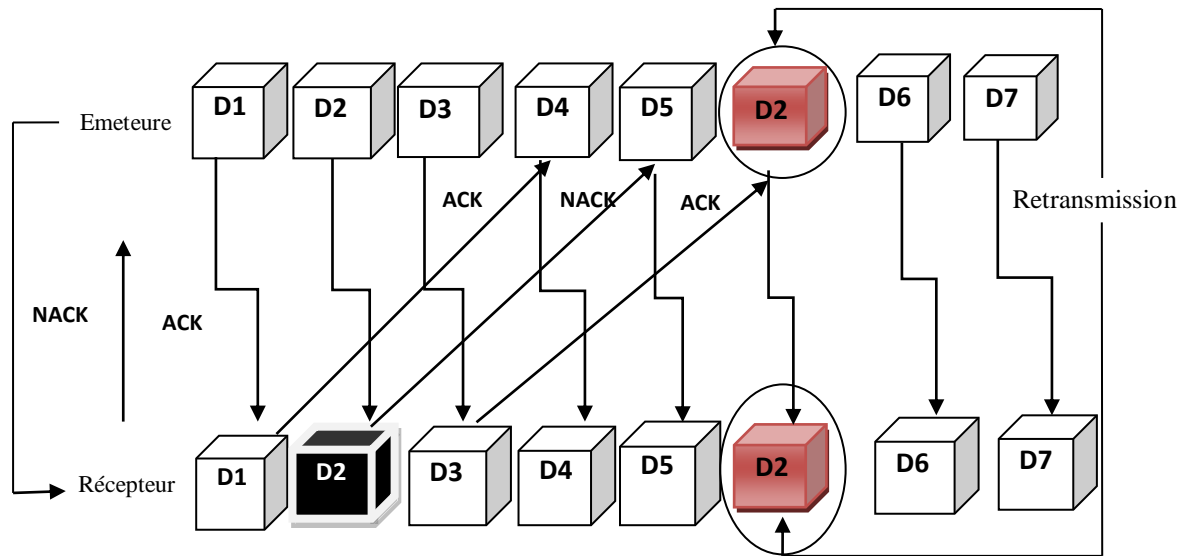


Figure 2. 3 :ARQ de réception sélective. « Selective-Repeat ARQ »[7].

2.2.2 Stratégies FEC

Les stratégies FEC se basent sur l'utilisation de codes permettant la détection, la localisation et la correction des erreurs sans retransmission. Cette technique est largement utilisée dans les canaux unidirectionnels, sa capacité de correction en ligne en fait la plus adaptée aux transmissions orientées hauts débits. Il existe plusieurs types de codes, structures de codeur et stratégies de décodage qui ont été adoptés selon le type d'application envisagé. Les différents codages FEC sont : les codes en bloc ; les codes convolutifs et les turbo-codes[8].

2.2.3 Stratégies hybride ARQ/FEC

Les stratégies hybrides ARQ/FEC sont des systèmes intermédiaires. En effet, leur capacité de correction est supérieure aux stratégies FEC pures et leur débit de traitement supérieur aux stratégies ARQ. Les systèmes ARQ en présence d'un canal très bruité, la retransmission des blocs erronés dégrade considérablement le débit. Une solution consiste à intégrer un code correcteur d'erreur dans le système permettant d'améliorer le débit tout en gardant la même capacité de correction [8].

2.3 La Comparaison des stratégies de codage canal

Le tableau 1.2 présente un bref comparatif des systèmes dédiés au codage canal. A noter que le choix d'une technique dépend des caractéristiques du canal de transmission (capacité, largeur de bande, type de transmission, type d'erreur, etc.) et du cahier des charges imposées par l'application (débit, coût, complexité, tau de correction, etc.).

| Système | ARQ | FEC | Hybride |
|---------------|---|--------------------------------------|--------------------------------|
| Avantages | Réalisation simple. Système hautement faible | Débits constants. Haute débit. | Débit >ARQ. Complicité <FEC |
| Inconvénients | Débit variable Dialogue | Décodage complexe Système onéreux | Débit variable Dialogue |
| Transmission | Bidirectionnelle | Unidirectionnel | Bidirectionnelle |

Tableau 2. 1 : Stratégies de codage canal.

2.4 Les Codes convolutifs

En 1955 Elias inventé les codes convolutifs. Ils forment une classe extrêmement souple et efficace de codes correcteurs d'erreurs. Ce sont les codes les plus utilisés dans les systèmes de télécommunications fixes et mobiles, où une faible probabilité d'erreur par bit est requise. Théoriquement, ils ont les mêmes caractéristiques que les codes en blocs sauf pour la valeur de leur dimension et leur longueur. Les codes convolutifs s'appliquent sur des séquences infinies de symboles d'information et génèrent des séquences infinies de symboles codés. Les codes convolutionnels sont basés sur l'introduction de la redondance à l'aide de registres à décalage [9].

2.4.1 Principe de codage convolutif

Le principe du codage convolutif est illustré par le schéma de la figure 2.4. Le codage convolutionnel consiste à émettre, à partir de la source, des symboles d'information binaires et les transmettre en série dans des séquences assez longues. Au début du codage, toutes les bascules de l'encodeur sont initialisées à zéro. Au niveau du codeur ces symboles sont séquentiellement décalés dans k registres à décalage et chaque registre contient K bascules. K est appelée la longueur de contrainte du code. Les K bascules de chaque registre sont connectées aux entrées d'un certain nombre V d'additionneurs modulo 2 [4-10]. Les trois principaux paramètres qui caractérisent un codeur convolutionnel sont :

- La longueur de contrainte.
- Le taux de codage.
- Le polynôme générateur.

Pour illustrer mieux cette nouvelle famille de codes nous allons présenter sur la figure 2.5 un exemple de codeur convolutif de rendement $R = 1/2$ et de longueur de contrainte $K = 3$.

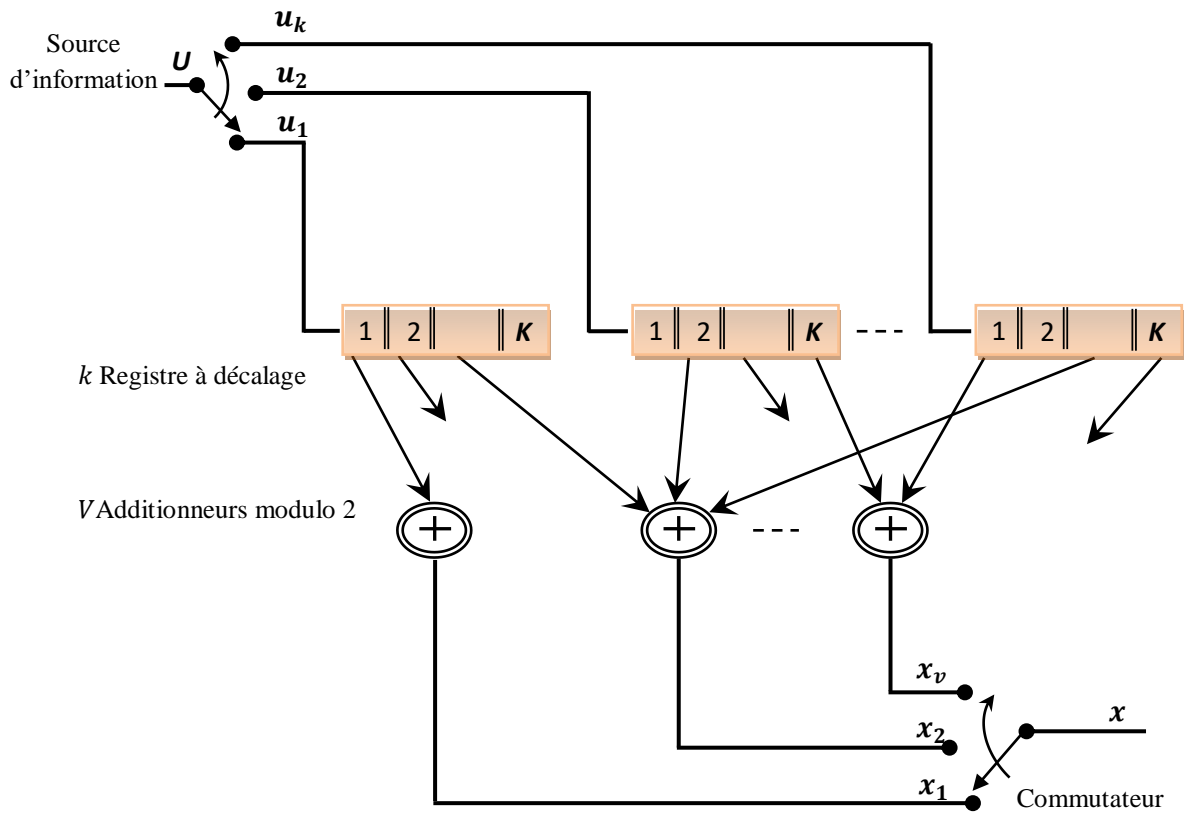


Figure 2. 4: Principe du codeur convolutif [16].

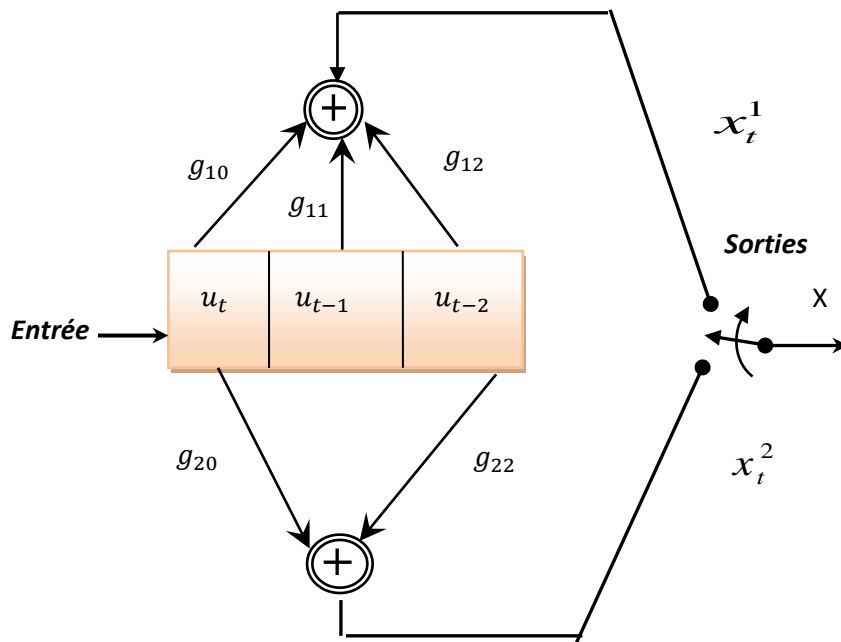


Figure 2. 5: Exemple de codeur convolutif ($R=1/2 ; m=2$).

Pour le codeur de la figure 2.5 ; les sortie $x_t^i ; i = 1,2$ étant égales à :

$$x_t^i = \sum_{j=0}^2 g_{ij} u_{t-j} \quad (2.1)$$

Un codeur convolutionnel est caractérisé par ses séquences génératrices ($G_i, 1 \leq i \leq V$) qui spécifient les connexions entre les étages de registre et les V additionneurs modulo-2 :

$$\text{Si } g_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{Alors Il y a connexion entre le } i\text{ème additionneur et la } j^{\text{ème}} \text{ cellule} \\ 0 & \text{Alors Pas de connexion} \end{cases}$$

Dans notre exemple de la figure 2.5, nous avons alors :

$$\begin{aligned} G_1 &= g_{10} + g_{11} + g_{12} = (111) \\ G_2 &= g_{20} + g_{21} + g_{22} = (101) \end{aligned} \quad (2.2)$$

On générale on exprime les séquences génératrices en octal et ainsi, pour le codeur de la figure 2.5 nous avons :

$$\begin{aligned} G_1 &= (111) = 7_{(octal)} \\ G_2 &= (101) = 5_{(octal)} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Les codes convolutifs sont aussi définis à partir de leurs polynômes générateurs exprimés en fonction de la variable D (delay). En considérant toujours l'exemple de la figure 2.5, les polynômes générateurs de ce code ont pour expression :

$$G_1(D) = g_{10} + g_{11}D + g_{12}D^2 \quad (2.4)$$

$$G_2(D) = g_{20} + g_{21}D + g_{22}D^2 \quad (2.5)$$

Soit en encore :

$$G_1(D) = 1 + D + D^2 \quad (2.6)$$

$$G_2(D) = 1 + D^2 \quad (2.7)$$

Exemple d'application

Considérons le codeur convolutionnel de la figure 2.5, et supposons que la séquence d'information soit : $u = 1011001$. Le registre est initialisé à zéro en début ; Voici les étapes de codage de la séquence u :

| Bit d'entrée K | Etat du registre (u_{t-1}, u_{t-2}) | Sortie (x_t^1, x_t^2) |
|----------------|--|----------------------------|
| 1 | 00 | 11 |
| 0 | 10 | 10 |
| 1 | 01 | 00 |
| 1 | 10 | 01 |
| 0 | 11 | 01 |
| 0 | 01 | 11 |
| 1 | 00 | 11 |

Tableau 2. 2: Les étapes de codage d'une séquence d'information donnée.

Le mot de code trouvé s'écrit : $c = [11\ 10\ 00\ 01\ 01\ 11\ 11]$

2.4.2 Représentations graphiques

La représentation des codes convolutifs par une matrice génératrice ou de polynôme générateur n'est pas réellement adaptée au décodage. La représentation la plus visuelle est aussi la mieux adaptée aux élaborations d'algorithmes de décodage. Incontestablement la représentation graphique se forme en arbre, treillis et d'états. La représentation en treillis est très efficace pour le décodage. Pour introduire ces différentes représentations nous allons utiliser le codeur convolutif représenté sur la figure 2.5.

2.4.2.1 Diagramme en arbre

L'arbre est un graphe de hauteur et de largeur infinie. Un sommet dans l'arbre représente un état possible du codeur. Sur ce diagramme le temps s'écoule de la gauche vers la droite ; l'arbre se divise en deux branches, la branche montante correspond à un bit d'entrée à 0 et la branche descendante correspond à 1. Le couple binaire en sortie du codeur (noté entre parenthèses) est porté par une branche montante et descendante du diagramme en arbre. Les deux branches sont séparées en un point appelé nœud [4-9-10].

Les quatre états possibles de ce codeur sont : 00 ; 01 ; 10 ; 11.

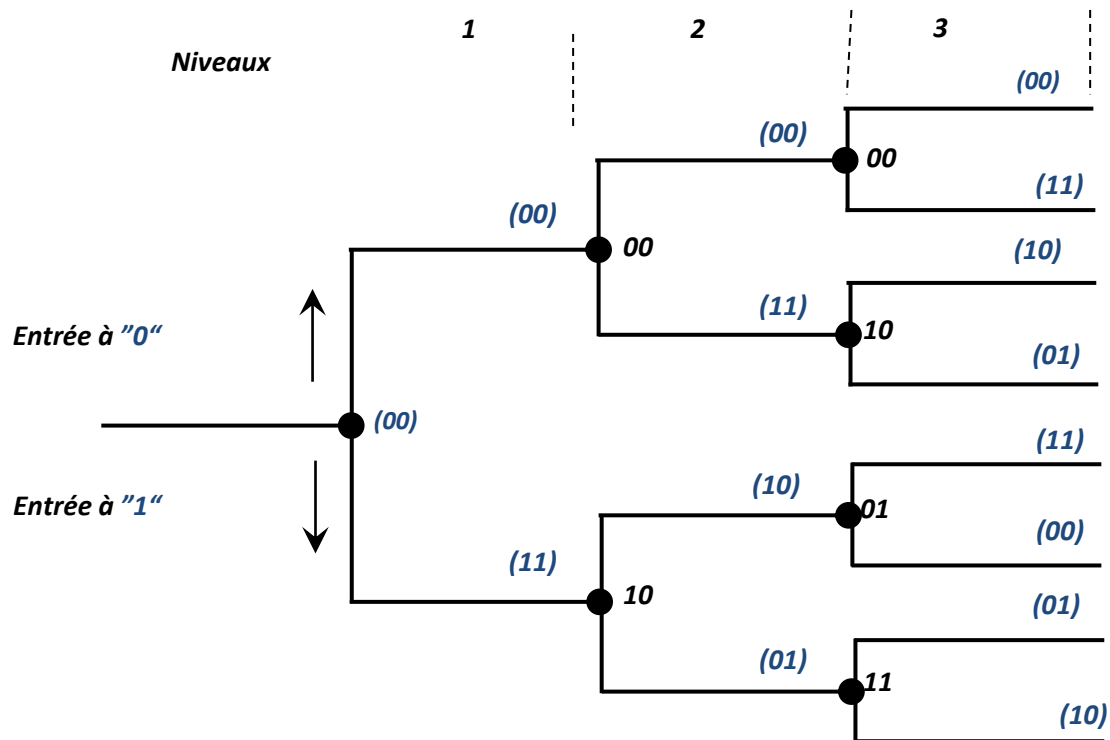


Figure 2. 6: diagramme en arbre du codeur convolutif de la figure 2.5.

2.4.2.2 Diagramme en treillis

La représentation en arbre est très redondante. En effet, pour représenter le fonctionnement d'un codeur convolutif, on peut employer un diagramme de transitions d'état, développé en fonction du temps. Ce temps, discrétisé, est appelé niveau de nœud. L'état est décrit par la mémoire du codeur : pour un codeur de mémoire de taille m , 2^m états sont accessibles [4-9-10].

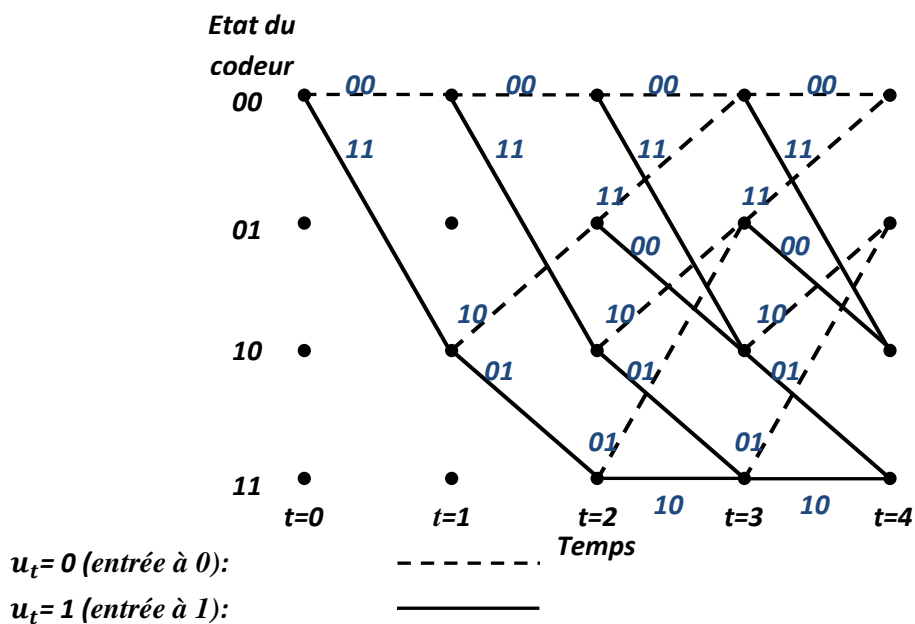


Figure 2. 7: Diagramme en treillis de l'encodeur de la figure 2.5.

La branche en traits pointillés correspondants à la présence d'un élément binaire d'information égale à 0 à l'entrée du codeur et les branche en traite pleine à un élément binaires égale à 1. Le couple binaire mentionné sur chaque branche correspond à la sortie du codeur.

2.4.2.3 Diagramme d'état

Diagramme d'état : Le diagramme d'état est une autre représentation du fonctionnement d'un codeur convolutif ne faisant pas apparaître explicitement le temps. Ce diagramme est un graphe dont les sommets sont les états et les flèches orientées, qui relient ces derniers, représentent les différentes transitions possibles entre eux [4-9-10]. Les mots inscrits sur les transitions représentent les sorties. Tandis que ceux qui sont encerclés représentent les états.

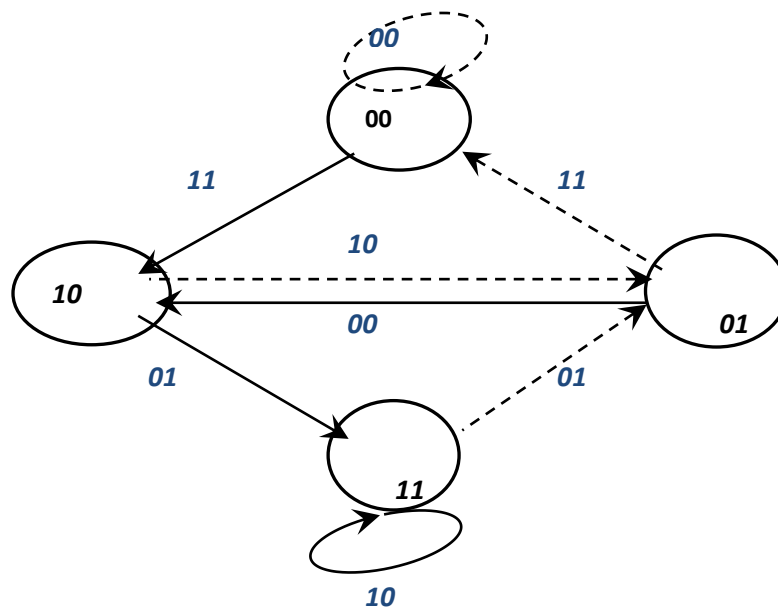


Figure 2. 8: Diagramme d'état de l'encodeur de la figure 2.5.

2.4.3 Les types de code convolutif

Il existe deux types de codeurs convolutionnels : codeur convolutionnel systématique non récursif et codeur convolutionnel récursif et systématique.

2.4.3.1 Codeur convolutionnel systématique non récursif

Un codeur convolutionnel est dit systématique si les symboles codés comportent une réplique exacte des bits d'information de l'entrée. Autrement dit laisse passer directement un bit d'information de l'entrée à la sortie comme symbole systématique. Les autres symboles à la sortie de l'encodeur sont appelés symboles de parités [11-9]. Le principe de fonctionnement d'un codeur convolutionnel systématique non récursif est illustré à la figure 2.9.

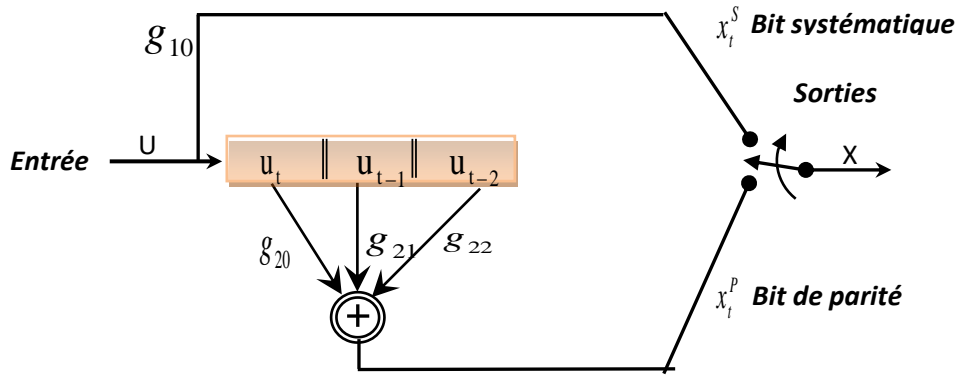


Figure 2. 9: Codeur convolusionnel systématique non récurrent[11-9].

2.4.3.2 Les Codes Systématiques Récurrents (CSR)

Il existe un autre type de codeur, à savoir les codeurs récurrents et systématiques (RSC) est obtenu par les deux propriétés : La récursivité est caractérisée par le fait que la sortie de l'encodeur sont fonctions des entrées et des sorties précédentes ; et la propriété systématique, que nous avons déjà mentionné, qu'il s'agissait de transmettre les bits d'information dans les symboles codés. Le principe de fonctionnement du codeur CSR est illustre dans la figure 2.9. Le contenu de la première cellule de registre à décalage ne dépend pas seulement du bit d'information à l'entrée mais aussi du contenu des cellules de registre.

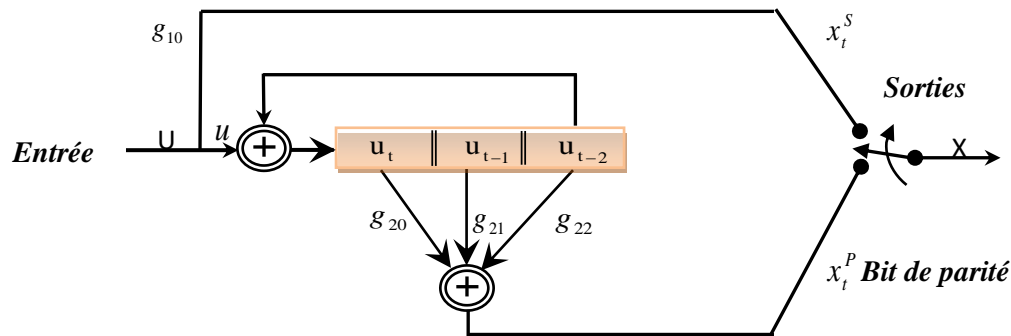


Figure 2. 10: Codeur convolusionnel systématique récurrent[11-9].

2.5 Le décodage des codes convolutifs

Le décodage d'un code convolutif consiste à chercher, dans l'arbre ou dans le treillis, la séquence binaire (correspondant à un chemin particulier) la plus proche de la séquence reçue. Cette séquence sera appelée séquence la plus vraisemblable. Les techniques de décodage des codes convolutifs tendent de plus en plus à être regroupées sous les deux termes génériques de : décodage séquentiel et décodage de Viterbi.

2.5.1 Le décodage séquentiel

Utilise la structure en arbre du code convolutionnel pour chercher de façon séquentielle le chemin correspondant à la séquence la plus vraisemblable à celle émise par la source d'information. Ce type de décodage est plutôt réservé au décodage des codes convolutif a grande longueur de contrainte (>8).L'algorithmme le plus répandu et utilisé est celui de Viterbi.

2.5.2 Algorithme de Viterbi

Cet algorithme repose sur la représentation en treillis. Il permet de trouver, à partir de la séquence des symboles reçus, la séquence d'états dans le treillis la plus probable. L'algorithme de Viterbi est la méthode la plus couramment utilisée pour le décodage à maximum de vraisemblance ("ML : Maximum Likelihood ") des codes convolutifs de faible longueur de contrainte (typiquement ≤ 7).Le principe de l'algorithme de Viterbi consiste à chaque instant, deux branches appartenant à deux chemins différents convergent vers chaque nœud du treillis. De ces deux chemins l'un est plus vraisemblable, c'est à dire de trouve à une distance plus petite de la séquence reçus que l'autre chemin. Ladistance étant additive,il est possible de ne conserver en chaque nœud que les chemins le plus vraisemblable appelé **survivants**. Si deux chemins sont aussi vraisemblables un seul chemin est toutefois conservé et le choix peut être arbitraire[4].

2.7 Conclusion

Ce chapitre a introduit les trois stratégies de codage canal. Les stratégies ARQ sont simples à mettre en œuvre et permettent une correction totale des informations altérées. Cependant ce sont des systèmes qui ne permettent pas d'atteindre de très hauts débits, la limitation étant due au dialogue nécessaire entre l'émetteur et le récepteur. Les Stratégies à base de codes correcteurs d'erreurs(FEC) offrent la possibilité de transmettre à de hauts débits en effectuant une correction en ligne sans interruption. On a décrit les notions liées aux codesconvolutionnelsavec leurs différentes représentations. Les codes convolutif sont très utilisés en télécommunication, soit comme entités indépendantes, soit dans des structures concaténées avec d'autres codes ; soit encore comme éléments constituants de turbo-codes. Nous avons ainsi décrit le décodage à maximum de vraisemblance et en plus particulier le décodage de Viterbi.

Le chapitre suivant aura la tâche de décrire le principe de fonctionnement du turbo code.

Les Turbo-codes

Chapitre 3 : Les Turbo-codes

3.1 Introduction

Les turbos codes sont une classe de codes correcteurs d'erreurs approchant la limite théorique de capacité formulée par Shannon. Conjointement à leurs excellentes performances de décodage, la complexité calculatoire modérée des turbos décodeurs a permis leur inclusion dans de nombreux standards de communications numériques. En 1993, Dans un laboratoire de l'Ecole nationale supérieure des télécommunications (ENST) de Bretagne, Claude-Berrou et Glavieux ont inventés et présentés les turbos code. Il s'agit en fait de la concaténation parallèle série ou hybride d'un ou de plusieurs codes convolutifs séparés par des blocs d'entrelacements. Leur décodage est effectué de façon itérative.

Dans ce chapitre on va voir les turbo-codes convolutifs et leur principe de fonctionnement, ainsi que le principe du décodage itératif.

3.2 Les turbo-codes

Les turbo-codes utilisent la composition avec entrelacement de deux codes. Il s'agit souvent de codes systématiques récurrents (RSC) dans lesquels des bits de sortie sont réinjectés en entrée du codeur ; le décodage tire parti de cette propriété, d'où le nom turbo. Le fait de réinjecter des bits de sortie dans les bits d'entrée est un procédé itératif et la correction se fait alors par tour, dans chaque tour les erreurs sont de plus en plus corrigées. Plus précisément, les corrections portent seulement sur peu de bits sont effectuées à chaque tour. Le mot corrigé étant alors réinjecté par le turbo. A partir de ce dernier une nouvelle passe de correction est initiée. Comme le mot a été déjà corrigé, les anciennes erreurs peuvent dorénavant porter sur moins de bits et être mieux corrigées. Pratiquement le nombre d'erreurs mal corrigées ou même non détectées est drastiquement réduit. Si des mots très particuliers peuvent toujours échapper à la correction, le système d'entrelacement permet de répartir les erreurs de manière Pseudo – aléatoire, uniformément dans les mots code. Ainsi, le comportement pratique en moyenne des turbo-codes sur des entrées quelconques est très bon [12].

3.3 Les type de turbo-codes

3.3.1 Turbo code serie

David Forney a proposé durant sa thèse de doctorat en 1965 la concaténation série de deux codes convolutifs séparés par des entrelacements α_i . En effet, il a montré que les codes concaténés en séries permettent d'obtenir des probabilités d'erreurs qui décroissent exponentiellement pour un décodeur dont la complexité calculatoire croît pronominalement avec la taille du code. Sur la figure 3.1 qui décrits les codes concaténés en série, un code externe ajoute de la redondance aux K bits d'information et le mot de code résultant est permuté par un entrelaceur. La séquence permutée servira comme message au second code, dit interne, qui génère le mot de code final. En pratique, le code externe C_1 peut être un code RSC ou NRNSC ; quant au code interne C_2 il doit toujours être RSC[13].

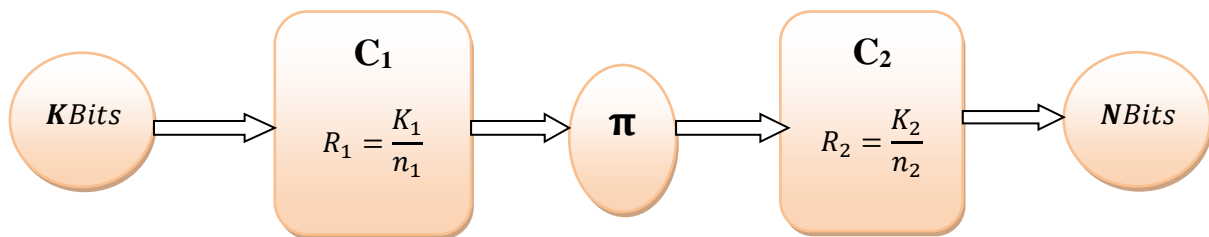


Figure 3. 1: Turbo code série.

En considérant que $R_1 = \frac{K_1}{n_1}$ et $R_2 = \frac{K_2}{n_2}$ sont les rendements respectifs des code externe et interne c_1 et c_2 . Sachant que K est le nombre de bits d'informations entrent dans le codeur et que N est le nombre de bits codés en sortent du codeur. Le rendement global du turbo code convolutif concaténé en série est équivalent à :

$$R = \frac{K}{N} = R_1 \times R_2 \quad (3.1)$$

3.3.2 Turbo-codes parallèle

La structure des turbo-codes parallèle a été originalement introduite par Berrou, Glavieux et Thitimajshima. L'encodeur turbo est constitué de deux ou plusieurs codeurs convolutionnels systématiques récursifs (CSR) concaténés en parallèle et séparés par un ou plusieurs entrelaceurs. La différence avec la concaténation série, c'est que cette fois, les codeurs utilisés sont en parallèle. Le terme concaténation en parallèle provient du fait que les codeurs utilisent la même séquence d'information mais dans un ordre temporel différent alors que dans le cas de la concaténation en série, un codeur au moins doit utiliser la sortie codée de l'autre[14-

15]. Les codes turbo que nous considérons dans ce mémoire sont constitués de deux codeurs identiques de type récurrents et systématiques séparés par un entrelaceur. Pour mieux illustrer l'encodeur turbo, nous allons expliquer ces derniers à partir de la Figure(3.2).

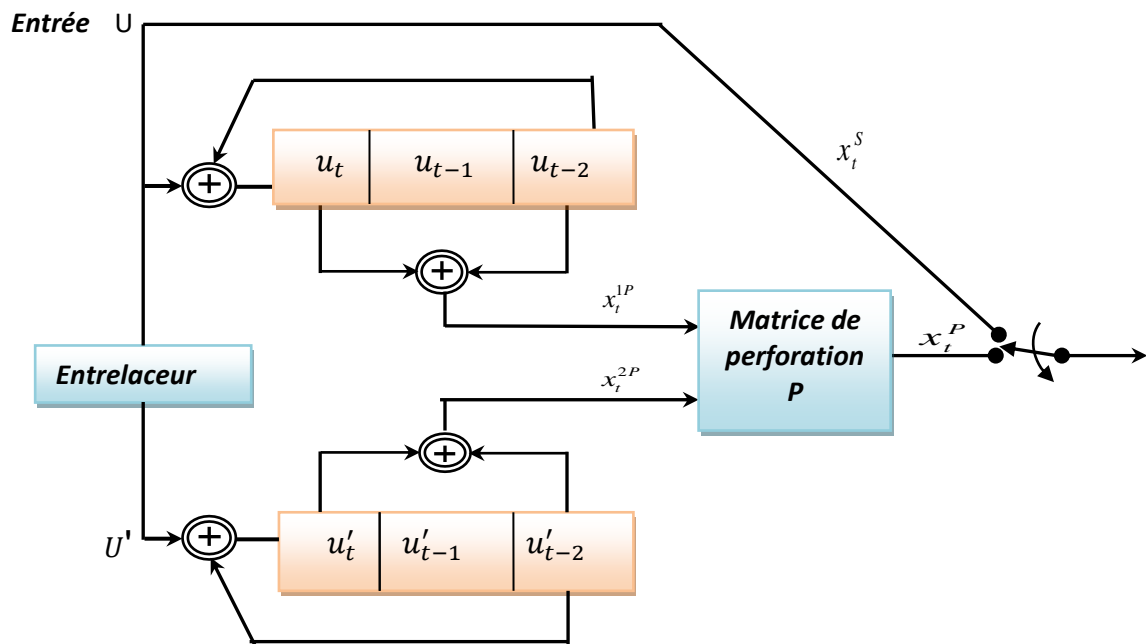


Figure 3. 2: Schéma de principe d'un encodeur Turbo parallèle [14].

Nous observons que ce codeur possède deux étages. Le premier étage correspond à la transmission de l'information d'entrée, c'est-à-dire que les bits sont transmis sans aucun changement. Ce que nous appelons le deuxième étage correspond à la génération des symboles de parité permettant la correction des erreurs. Cet étage produit deux symboles de parité pour chaque symbole d'information transmis.

La perforation est un processus consiste à élimination systématique de certains symboles de la séquence codée à la sortie d'un encodeur. De cette façon, le rapport du nombre des bits d'information qui entrent dans le codeur et le nombre des symboles codés qui subsistent après la perforation, présente un taux résultant supérieur au taux de codage de l'encodeur non perforé. La perforation a été appliquée dans le cas des codes turbo pour introduire moins de redondance [15].

En examinant la figure 3.2, un bloc de bits d'information qui se présente à l'entrée de l'encodeur turbo (U) sera directement passé à sa sortie comme un bloc de symboles systématiques x_t^S . Le codeur supérieur de l'encodeur turbo reçoit les symboles U , dont leur

ordre initial, et génère les symboles de parité x_t^{1p} , tandis que le codeur inférieur reçoit des symboles U' , issues de l'entrelaceur, pour produire les symboles de parité x_t^{2p} .

Si nous considérons la concaténation parallèle de deux codeurs systématiques dont les taux de codage sont $R_1 = \frac{b}{n_1}$ et $R_2 = \frac{b}{n_2}$ où :

- n_1 : est le nombre de bits à la sortie du 1^{er} codeur,
- n_2 : est le nombre de bits à la sortie du 2^{ème} codeur,
- b : l'information d'entrée.

Le taux de codage global du codeur turbo est :

$$R_t = \frac{b}{n_1 + n_2 - b} = \frac{b}{\frac{b}{R_1} + \frac{b}{R_2} - b} \quad (3.2)$$

La soustraction, au dénominateur, de K est due au fait que les symboles systématiques ne sont transmis qu'une seule fois. Cette dernière équation peut s'écrire comme :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} - 1 \quad (3.3)$$

Ou encore :

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2 - R_1 R_2} \quad (3.4)$$

Le taux de codage global de la figure 3.2 est égal à $R = \frac{1}{3}$.

Le taux de codage après perforation de la figure 3.2 est égal à $R = \frac{1}{2}$.

3.4 L'entrelacement

C'est une technique qui prend les symboles d'information d'un alphabet fixe à l'entrée et qui reproduit les mêmes symboles mais dans un ordre temporel différent. On peut dire alors qu'un entrelaceur est un système qui permute les éléments d'une séquence, sans aucune répétition. Cette technique permet d'améliorer la capacité de correction du code et de lutter contre les paquets d'erreurs [14].

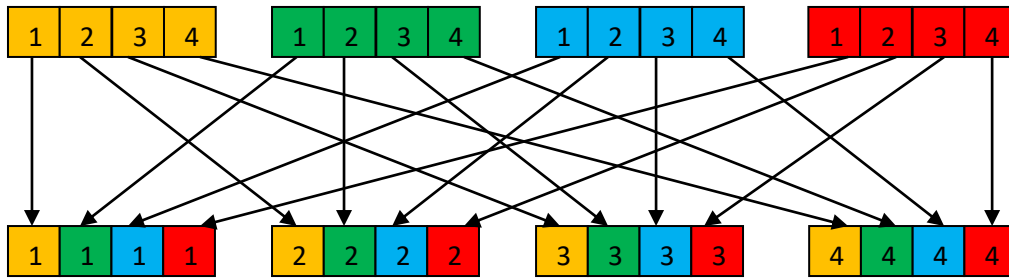


Figure 3. 3: Illustration d'un exemple d'entrelaceur.

Il existe deux types d'entrelaceur : l'entrelaceur bloc et entrelaceur convolutionnel.

3.4.1 Entrelaceur bloc

Entrelaceur bloc, vient du fait qu'il effectue une permutation sur un bloc de symboles. La famille d'entrelacement bloc regroupe plusieurs types d'entrelacement comme l'entrelacement bloc classique, entrelacement pseudo-aléatoire ; entrelaceur en matrice, entrelaceur aléatoire.

3.4.2 Entrelaceur convolutionnel

Ce type d'entrelacement s'effectue également sur un bloc de bits, mais à la différence des entrelaceurs blocs, sa caractéristique est l'introduction de délais (des registres à décalages). Dans la transmission.

3.5 Décodage des turbos codes

3.5.1 Principe de décodage itératif

Le principe de décodage itératif est illustré à la figure 3.4 ci-dessous :

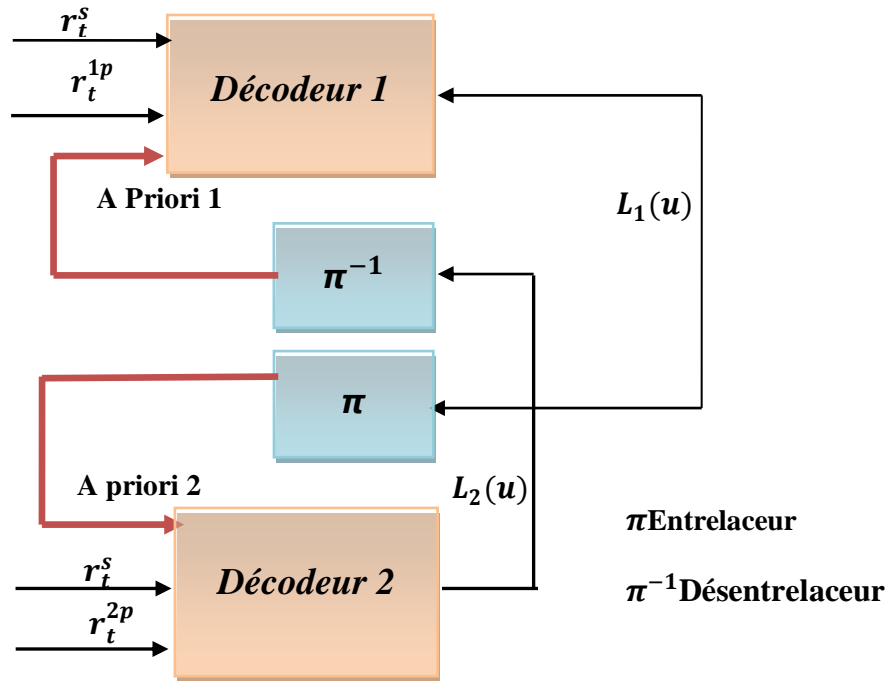


Figure 3.4: Schéma de principe du décodage itératif.

La technique de décodage illustrée par cette figure est simple. Elle se fait par itérations de deux étapes. Il s'agit des blocs (décodeurs) qui sont en série et non en parallèle. Il va donc de soi que chaque décodeur agit l'un après l'autre. L'information échangée par les décodeurs est appelée information extrinsèque et liée au logarithme du rapport de vraisemblance. En effet, comme nous le voyons, le décodeur 1^{er} décode la séquence reçue (r_t^s et r_t^{1p}) transmet une information $L_1(u)$. Cette information peut être vue comme une évaluation de la fiabilité du décodage de 1^{er} décodeur. Le 2^{ème} décodeur dispose de cette information de fiabilité ainsi que les symboles de parité du 2^{ème} codeur. La séquence d'information supplémentaire échangée qui se présente à l'entrée de l'un des deux décodeurs s'appelle séquence d'information à priori. Un entrelaceur et désentrelaceur sont aussi nécessaires pour réordonner et non regroupés ensemble les symboles erronés. Considérons maintenant l'information extrinsèque entre les deux décodeurs [15]. L'information extrinsèque $L_1(u)$ est alors en fonction de $\{r_t^s\}$ et $\{r_t^{1p}\}$. De la même façon, la génération de l'information extrinsèque $L_2(u)$ du 2^{ème} décodeur est fonction de $\{r_t^s\}$, $\{r_t^{2p}\}$ et de $L_1(u)$.

3.5.2 Logarithmes de Rapport de Vraisemblance

Avant de présenter le turbo décodage et l'algorithme de décodage du turbo code, il est nécessaire de donner la notion de LRV. Pour la variable aléatoire binaire $u \in \{0,1\}$, le logarithme de rapport de vraisemblance (LRV) est donné comme suit :

$$L(u) = \log \frac{p(u=1)}{p(u=0)} \quad (3.5)$$

Il faut noter que si le LRV est positif, la valeur de $u = 1$ est plus probable que celle de $u = 0$ et inversement. Cette propriété sera exploitée plus tard dans le décodeur[2-13]. De la même façon, le LRV conditionnel de u en fonction d'une autre variable aléatoire y peut être défini comme :

$$L(u/y) = \log \frac{p(u=1/y)}{p(u=0/y)} \quad (3.6)$$

Les probabilités conditionnelles $p(u=1/y)$ et $p(u=0/y)$ sont connues comme étant des probabilités à posteriori du bit décodé u .

3.5.3 Le turbo décodage

La structure du décodeur turbo se compose de deux décodeurs MAP en concaténation série qui travaillent conjointement. Comme l'indique le schéma de la figure 3.5.

L'algorithme MAP (Maximum A Posteriori) a été proposé pour la première fois en 1974 par Bahl et Al. Il calcule les probabilités de justesse a posteriori APP (Probabilité a posteriori) des bits du message reçu.

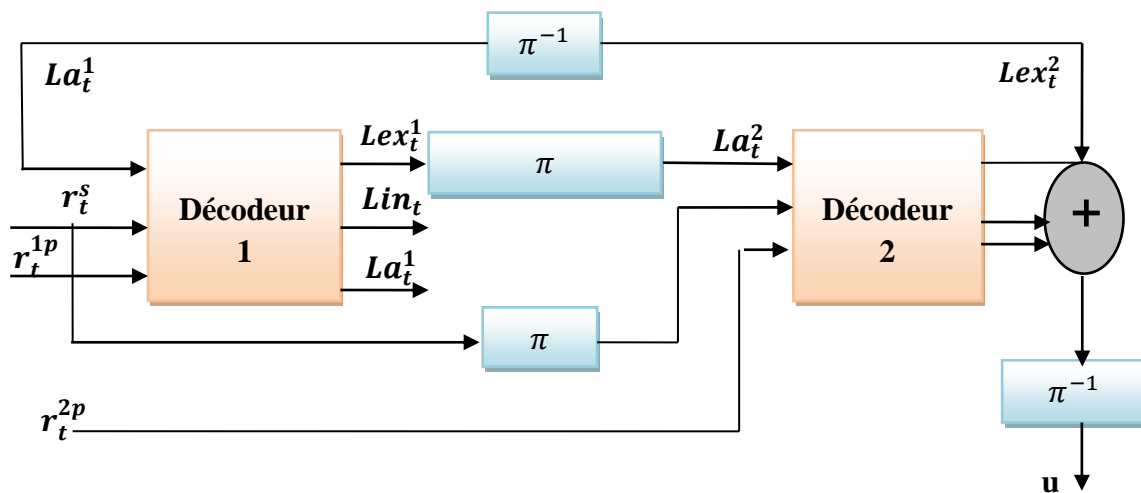


Figure 3.5: Schéma d'un décodeur turbo[16].

Chaque décodeur génère, pour chaque symbole, une valeur appelée probabilité a posteriori (APP) en utilisant la sortie de l'autre décodeur comme entrée a priori. Cette procédure se répète jusqu'à atteindre une condition prédéterminée qui représente le critère d'arrêt de la procédure de décodage. A la $i^{\text{ème}}$ itération, le DEC1 reçoit l'information systématique r_t^s , la 1^{ère} information de parité r_t^{1p} et l'information a priori $La_t^1 = Lex_t^2(i-1)$ pour générer les informations extrinsèque $Lex_t^1(i)$ qui seront entrelacées avant d'être transmises au DEC2 comme entrée a priori $La_t^2(i)$. A la première itération, le premier décodeur n'a aucune information à priori. Donc la sortie à l'instant t du premier décodeur est égal à :

$$LRV_t^1(i) = Lin_t + La_t^1(i) + Lex_t^1(i) \quad (3.8)$$

Ensuite le 2^{ème} décodeur commence à fonctionner. Il reçoit $Lex_t^1(i)$ qui représente l'information extrinsèque entrelacée ; et la séquence systématique entrelacée r_t^s ; les bits de parité du deuxième encodeur r_t^{2p} , pour générer l'information extrinsèque $Lex_t^2(i)$ qui sera délacée à son tour, puis retournée, via la boucle de retour vers le DEC1. La sortie du 2^{ème} décodeur est égale à :

$$LRV_t^2(i) = Lin_t + La_t^2(i) + Lex_t^2(i) \quad (3.9)$$

Ce processus itératif continu jusqu'à obtenir une information sur le bit qui va être décodé, le deuxième décodeur va pouvoir corriger un nombre d'erreurs que le premier décodeur n'a pas pu faire. Quand la série d'itérations s'arrête, après un nombre fixé de celles-ci, la sortie du turbo décodeur sera donnée par le dé-entrelacement des $LRV_t^i(i)$ à posteriori du deuxième décodeur. Donc la décision finale sur les bits du message est basée sur les LRV_t^i [2-12-16].

3.6 Conclusion

Ce chapitre a été un prétexte pour étudier la concaténation en parallèle de deux codes CSR ou, plus communément, les turbo-codes. La structure de l'encodeur a été décrite. Par la suite nous avons décrit le principe du décodage itératif et son application dans le cas du turbo-codes. L'atout de cette technique est l'information extrinsèque qui peut améliorer les performances d'un tel décodeur sous certaines conditions.

Simulation et résultats

Chapitre 4 : simulation et résultats

4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous n'avons inclus aucun résultat, alors que suite à la description du concept des codes turbo parallèle, il aurait été logique d'en présenter. Néanmoins, Comme nous avons décidé d'expliquer ces résultats au moyen des entrelaceurs aléatoires, nous les présentons maintenant. Les codes turbo sont surtout caractérisés par leur taux de codage et la longueur de contrainte. Le but de ce chapitre est de montrer la capacité de correction des erreurs des codes turbo. Il est important de noter que les simulations sont exécutées pour un canal AWGN. Cette étude nous permet d'analyser et d'évaluer l'influence ou l'effet des paramètres suivant :

- Le nombre d'itérations.
- La longueur de bloc d'information.

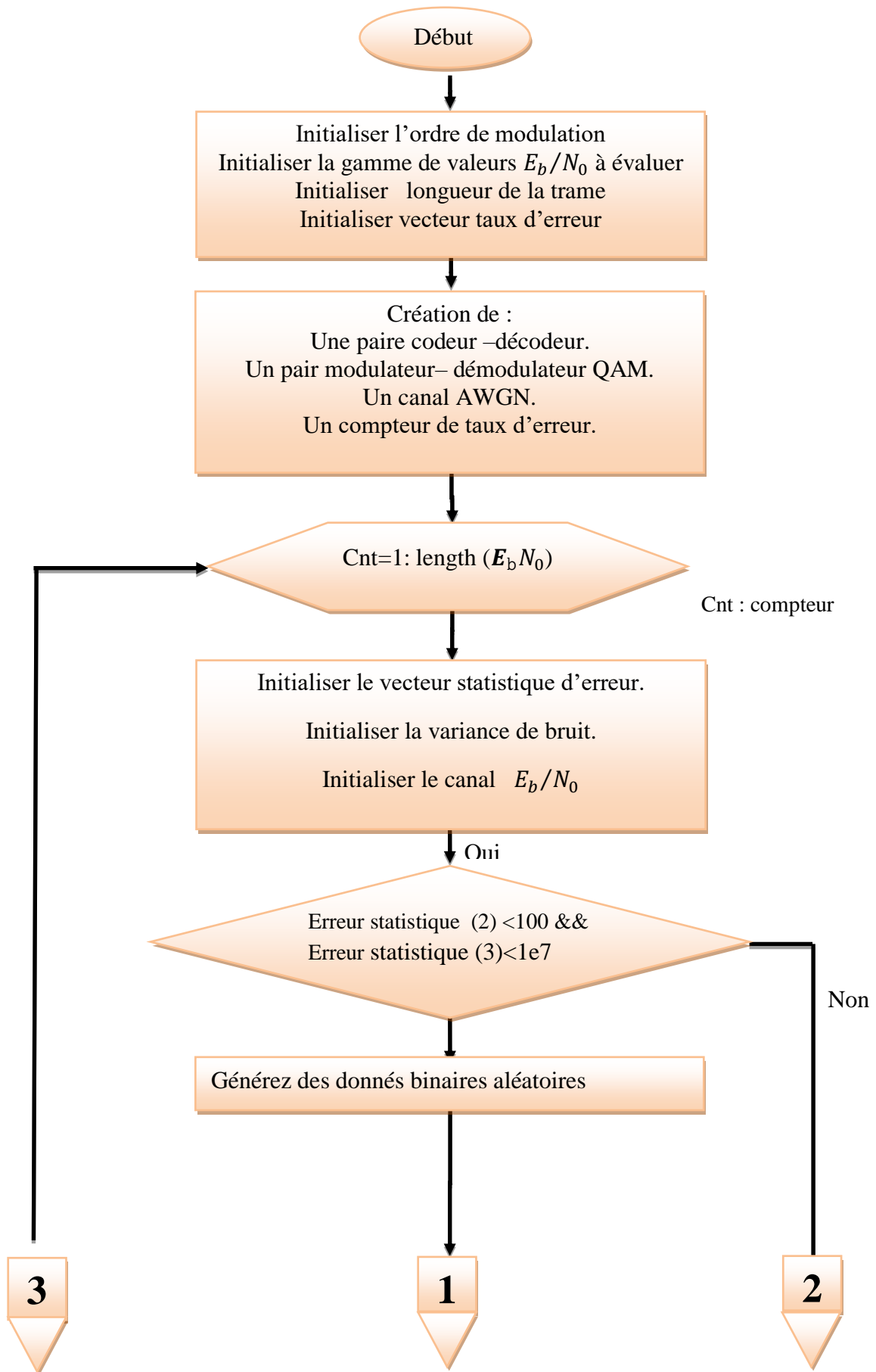
4.2 Outil informatique utilisé

4.2.1 MatLab

En ingénierie, la simulation est un moyen efficace et économique, couramment utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement (Conception), qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes. Actuellement, plusieurs outils de simulation, parmi lesquels MATLAB/SIMULINK™, sont utilisés dans l'industrie et dans les milieux universitaires et de recherche. Dans ce travail, nous présenterons l'évaluation des performances des Turbo-codes parallèle dans une chaîne de transmission numérique.

4.2.2 Test et résultats

A l'aide d'une simulation sur MatLab, il nous sera possible d'étudier les performances d'un turbo-codes parallèle sur un canal Gaussien ; en vue du taux d'erreurs binaire TEB. Notre travail consiste à réaliser un turbo-codes de forts taux de codage dans le but d'augmenter l'efficacité spectrale. Notre simulation sera illustrée par un organigramme expliquant son déroulement.



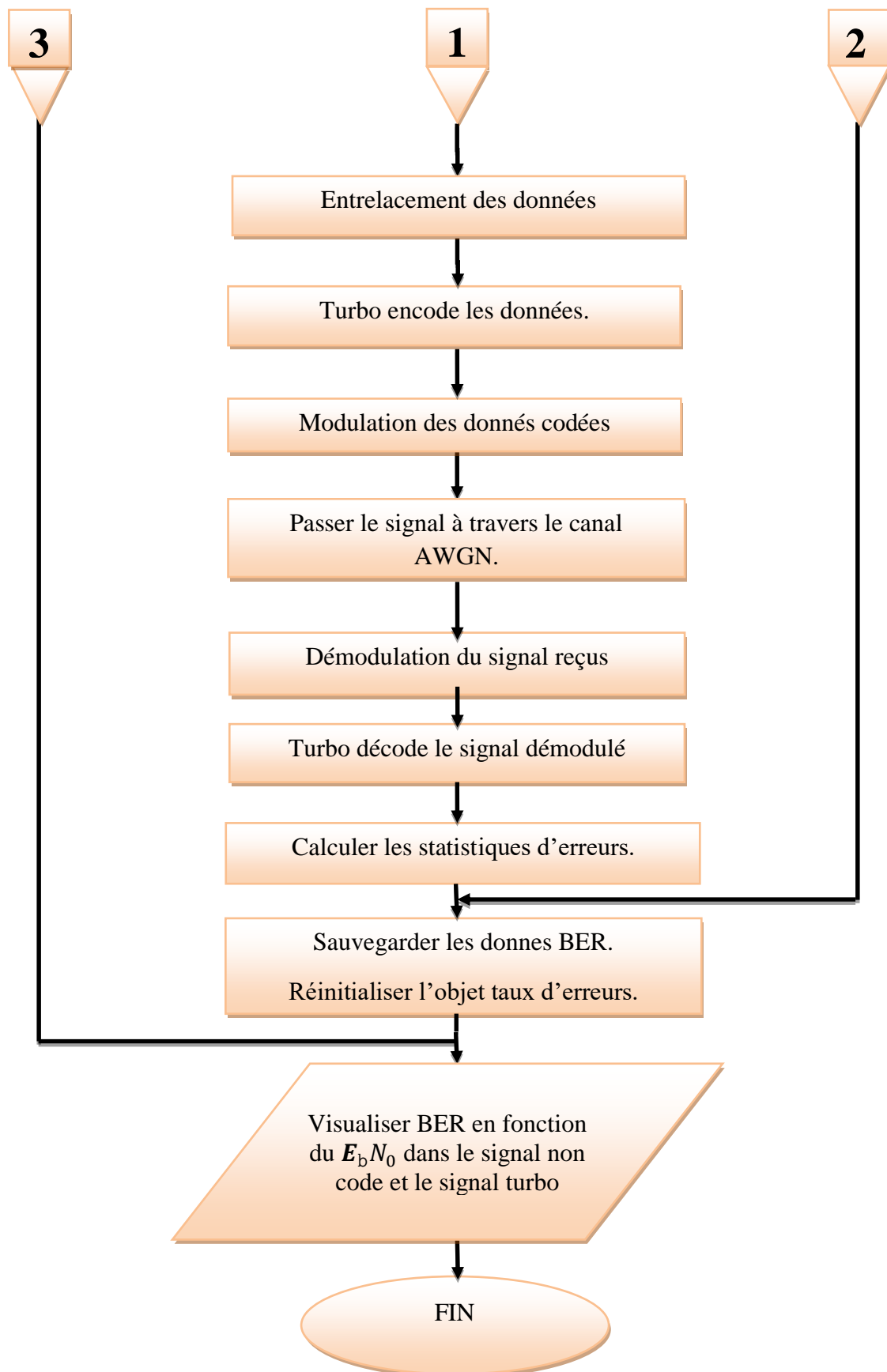


Figure 4. 1 : Organigramme fonctionnelle d'un turbo code parallèle sur un canal AWGN

4.3 La simulation

Cette partie est composée de trois sous parties distinctes, à savoir l'encodeur, le canal, et le décodeur. La simulation de l'encodeur CSR est basée sur sa description en chapitre 2, tandis que celle de l'encodeur turbo est basée sur sa description en chapitre 3. L'encodeur simulé d'un code turbo se compose de deux encodeurs identiques CSR. Ces deux encodeurs sont séparés par un entrelaceur. Le décodeur turbo utilise l'algorithme de décodage MAP.

4.3.1 Paramètres de simulation

Les différents paramètres utilisés dans la simulation sont représentés dans le tableau ci-dessous

| Références | Paramètres de simulation |
|-------------------------|--|
| Signal d'entrée | Signal aléatoire : (Bruit blanc) La trame : (200 ;400 ;1000 ;3000) La gamme de valeurs E_b/N_0 à évaluer :(0 :6) |
| Type de modulation | 16-QAM |
| Type de canal | Canal gaussien |
| Type de Code convolutif | Systématique récursive (SRC) Structure en treillis :poly2trellis(4, [13 15], 13). Taux de codage 1/2. Longueur de contrainte :4 Décodage VITERBI |
| Type d'entrelacement | Entrelacement aléatoire |
| Type de Turbo code | Turbo code parallèle Décodage MAP Taux de codage 1/3. |
| Bruit | Bruit additif blanc et gaussien. |

Tableau 4. 1: paramètres utilisés dans la simulation

4.4 Performance des turbo-codes dans un canal AWGN

4.4.1 Efficacité de correction des turbo-codes

Les résultats des performances des turbo-codes sont donnés en termes de taux d'erreur binaires appelée "Bit Error Rate" (BER) variant entre 10^{-7} et 10^0 en fonction de E_b/N_0 (DB) dans nos différentes simulations (figure 4.1).

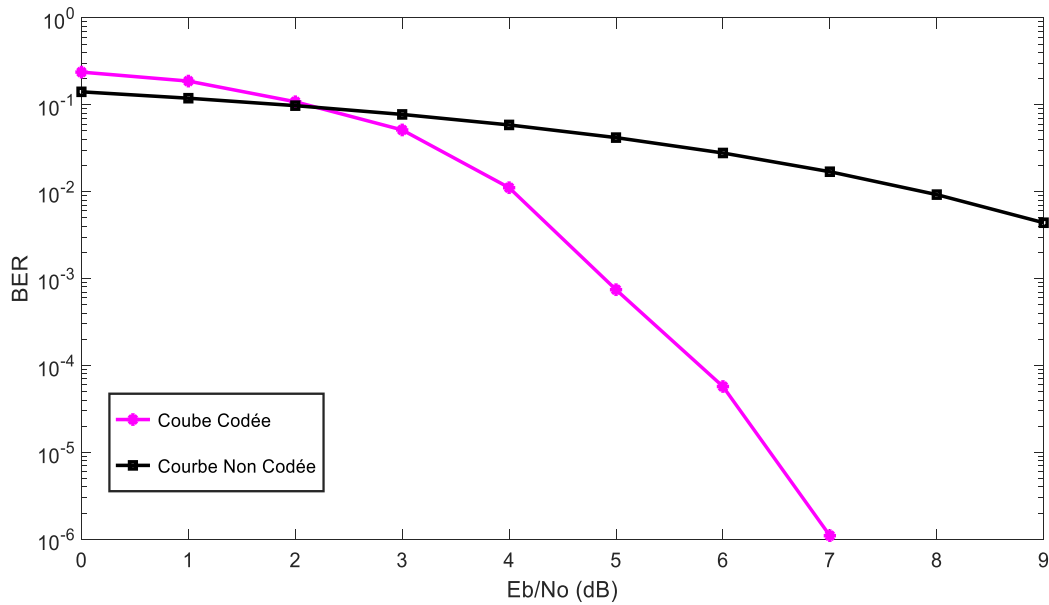


Figure 4.1: Performance des turbo-codes dans un canal AWGN.

Comparés au cas des transmission non protégées(sans codage de canal), Ces résultats montrent clairement l'amélioration des performances des transmissions travers un canal bruité apportée par l'application d'un turbo code. On constate que le turbo code implémenté a bien corrigé les erreurs

4.4.2 Turbo code de taux $R= 1/3$ et $K = 4$

En observant les figures ci-dessous, nous constatons une amélioration de la BER lorsque la taille du bloc croît (donc la taille de l'entrelaceur car nous avons pris la taille de l'entrelaceur identique à celle de la longueur du bloc d'information). Par exemple, à $E_b/N_0 = 3$ DB et pour la 4^{ème} itération, les valeurs de la BER pour les figures 4.2, 4.3, 4.4 et 4.5 suivantes sont respectivement 5×10^{-3} , 2×10^{-3} , 5×10^{-5} , 10^{-6} .

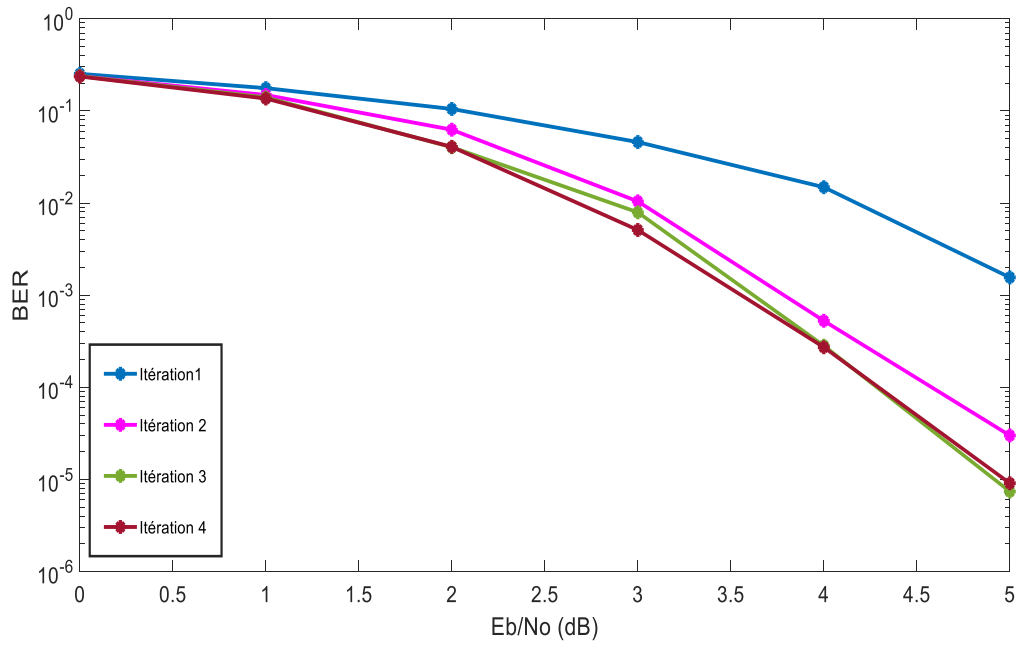


Figure 4.2: Turbo-code, $R=1/3$, $N=200$, $K=4$, Entrelaceur aléatoire, Canal AWGN.

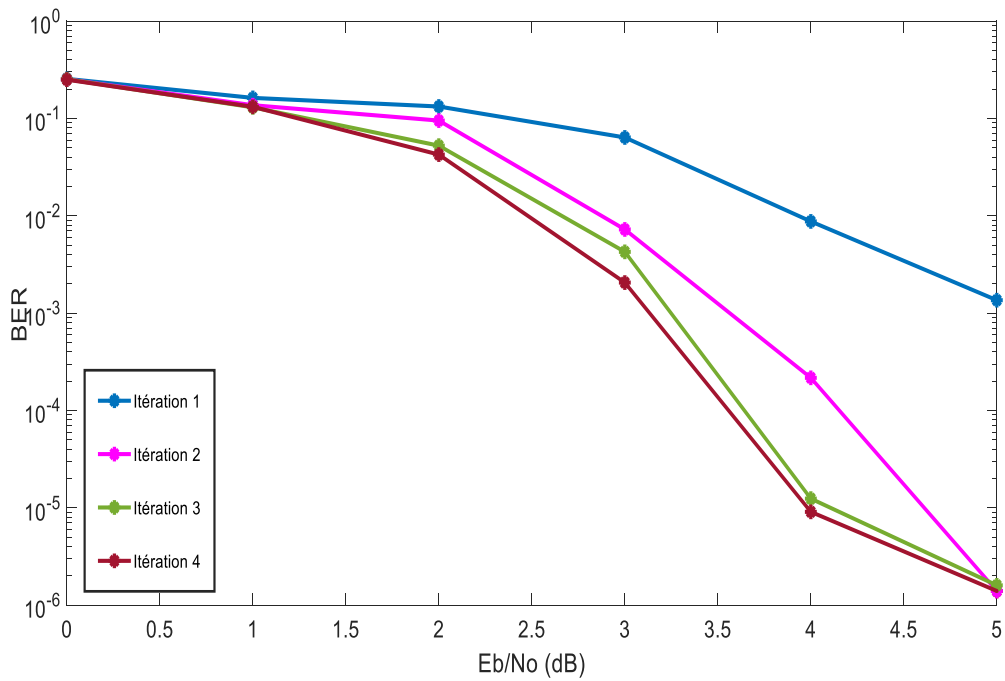


Figure 4.3: Turbo-code, $R=1/3$, $N=400$, $K=4$, Entrelaceur aléatoire, Canal AWGN.

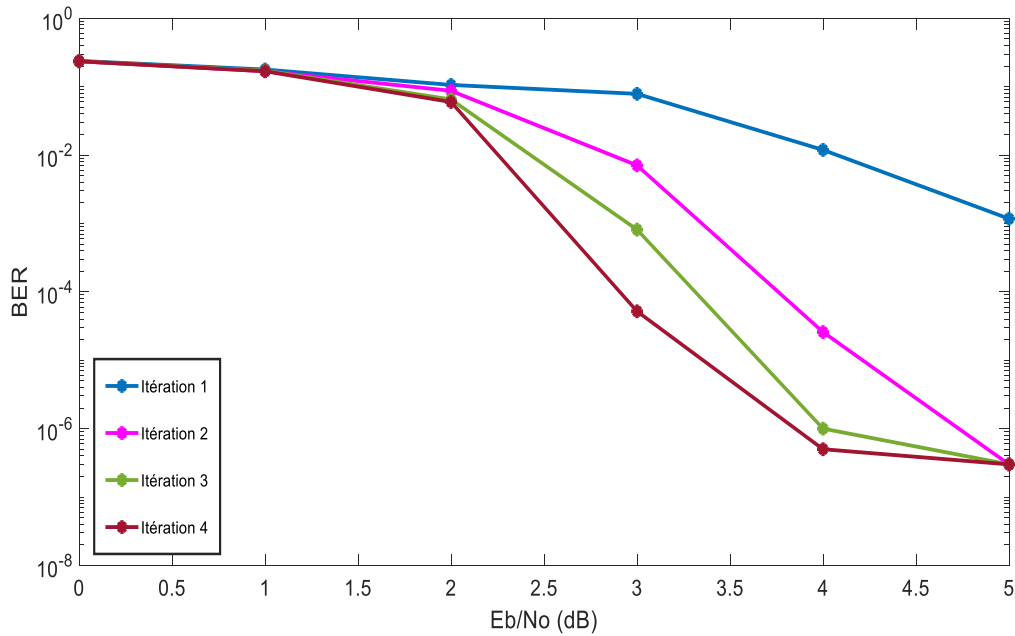


Figure 4.4: Turbo-code, $R=1/3$, $N=1000$, $K=4$, Entrelaceur aléatoire, Canal AWGN.

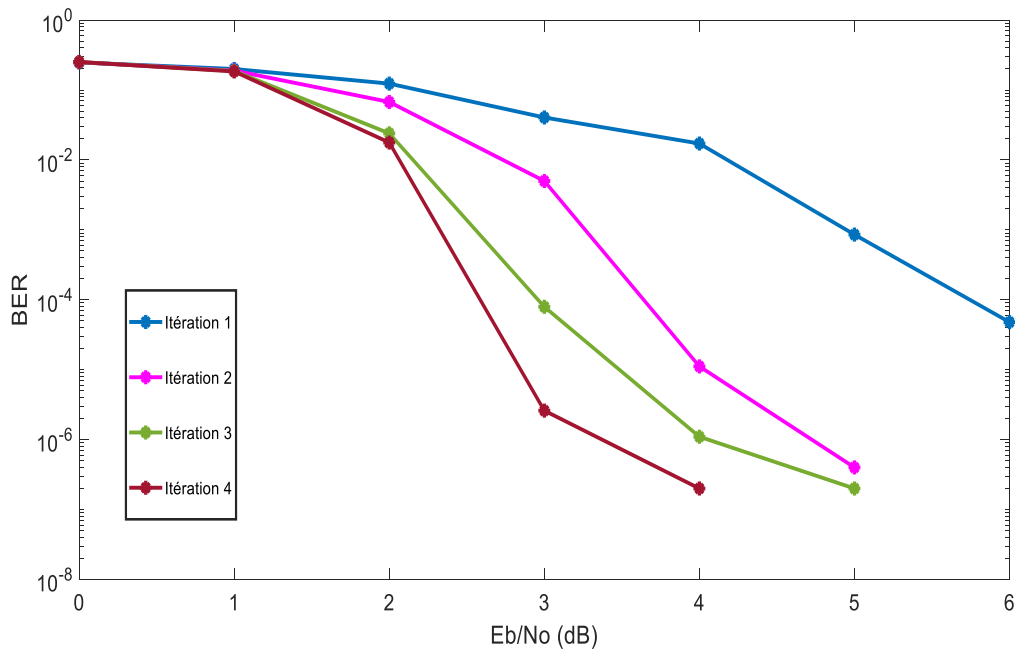


Figure 4.5: Turbo-code, $R=1/3$, $N=3000$, $K=4$, Entrelaceur aléatoire, Canal AWGN.

Les figures : 4.2, 4.3, 4.4, 4.5, présentent aussi les performances d'un turbo-code en fonction du nombre d'itérations (de 1 à 4), afin de vérifier l'utilité des itérations. Les performances sont proportionnelles au nombre d'itérations. Le gain entre deux itérations consécutives décroît avec le nombre d'itérations. En effet, si nous prenons $N = 400$, à une BER de 10^{-2} , nous constatons que le E_b/N_0 de la première itération est d'environ 4 DB. Celui de la 2^{ème} est environ

de 3 DB, la 3^{ème} de l'ordre de 2.6 DB, la 4^{ème} est de 2.4. Les gains entre chaque itération sont donc respectivement de 1 DB, 0.4 DB, 0.2 DB. Entre la première et la deuxième itération, le gain est donc considérable. Entre la 2^{ème} et la 3^{ème}, il est encore conséquent. Toutefois, les gains suivants ne sont pas importants. On peut dire que les codes turbo ont tendance à saturer à plus grande valeur de E_b/N_0 . Ceci amène aussi à penser que dans certains cas, ajouter de la complexité (nombre d'itérations) n'apporte pas toujours un bon gain. Dans le cas des turbo-codes, il faut donc savoir-faire un compromis entre complexité et gain. Le nombre d'itérations requis décroît lorsque E_b/N_0 croît. Par exemple, à $E_b/N_0 = 3 \text{ DB}$ et pour $N = 1000$ (figure 4.5), nous avons besoin d'au moins quatre itérations afin de se rapprocher de la limite de la BER, par contre pour le cas de la figure 4.6, trois itérations sont largement suffisantes.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a évalué les performances d'une transmission numérique en termes d'augmenter l'efficacité spectrale et la correction d'erreurs, en utilisant les turbo-codes parallèles à rendements élevés. Vu les résultats obtenus, Le turbo-codes parallèle nous a offert des performances tout à fait satisfaisantes, avec une efficacité spectrale élevée. Afin que ces codes conservent leurs excellentes capacités de correction, on a montré qu'il est possible d'adopter certaines techniques spécifiques telles que l'augmentation de la longueur de bloc. En outre, Les résultats obtenus permettent d'affirmer que les turbo-codes sont des codes correcteurs d'erreurs extrêmement attractifs à forts rendements par la robustesse et la capacité de correction qu'ils ont montrée.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Les codes correcteurs d'erreurs englobent des concepts très divers. Des codes linéaires aux turbos codes, la mise en avant de différences structurelles permet de mieux comprendre toutes les difficultés liées au décodage, qui rendent l'approche de la limite de Shannon à la fois surprenante et inespérée. Ce mémoire a été consacré à l'étude des codes turbo qui sont actuellement parmi les codes les plus performants connus à ce jour. Dans un premier temps, nous avons concentré notre étude sur des généralités et des rappels de la théorie du codage convolutionnel afin de constituer la base pour tout ce qui suit. Plus particulièrement, nous nous sommes intéressés tout d'abord aux notions fondamentales qui se rattachent aux codes Turbo. Nous avons présenté les codeurs convolutionnels systématiques récurrents ou non et leurs propriétés respectives. Par la suite, nous avons examiné les différents éléments qui composent la partie codage des codes turbo. La concaténation parallèle des codes convolutionnels systématiques et récurrents, à la base des codes turbo, a été introduite. Nous avons présenté ce qui fait la spécificité des codes turbo : le décodage itératif turbo. Par la suite nous avons examiné l'importance de l'information échangée entre les décodeurs du système turbo. Les résultats de simulation obtenus montrent que les turbo-codes parallèles offrent de meilleures performances en vue de TEB avec l'augmentation du nombre d'itérations ainsi que le bloc d'information. Les codes turbo représentent une avancée incontournable pour les systèmes de codage d'information. En effet, cette technologie est devenue une technique importante pour fiabiliser les transmissions numériques de données, grâce à son pouvoir de correction très élevé.

Bibliographie & Webographie

- [1] KhadidjaSERIR, « Application des codes correcteurs d'erreurs Reed Muller », Mémoire de fin d'études , Université Abou Bakr Belkaid– Tlemcen, 2010 – 2011
- [2] https://perso.esiee.fr/~jardin/pdf/turbo_codes.PDF.
- [3] Haithem Ben Chikha, « Etude et amélioration de turbo-codage distribué pour les réseaux coopératifs » , thèse de doctorat, université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis et l'école nationale d'ingénieurs de Tunis, Tunisie, Avril 2012.
- [4] Michel Joindot, Alain Glavieux, « introduction au communication numérique » , IUT Ecole d'ingénieur , Edition DUNOD , page 2 -7, page 90-91, page 254,-261, novembre 2007 .
- [5] Mechri Nawal, « Simulation et performance des codes concaténés sur une liaison WIMAX » , projet de fin d'études, Université Saad Dahleb, Blida, département d'électronique, octobre 2010.
- [6] <ftp://ftp-developpez.com/kadionik/reseau/modulations-numeriques.pdf>.
- [7] Felkaoui Abdelhakim, « Codage par descriptions multiples », Thèse de Doctorat, UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIF 1-, 24/12/2014.
- [8] Mohamed El Amine M'SIR, « TELECOMMUNICATION : Application Aux TURBO-CODES », Thèse de Doctorat, Université de Metz, Soutenue le 19 Septembre 2003.
- [9] http://wcours.gel.ulaval.ca/2016/h/GEL4200/default/7references/codage_convolutif.pdf.
- [10] Amin Zribi, « Décodage conjoint source/canal des codes entropiques. Application à la transmission d'images », Thèse de Doctorat, Université européenne de Bretagne, 07 Décembre 2010.
- [11] Grégory Rover, « Évaluation des entrelaceurs au sein des Codes Turbo par simulations », DIPLÔME DE MATRISE ES SCIENCES APPLIQUÉE, Université de Montréal, NOVEMBRE 2000.

- [12] Jean-Guillaume Dumas, Jean-Louis Roch, Eric Tannier, Sébastien Varrette, « Théorie Des Codes : compression, cryptage, correction », Edition Dunod, page 271-273, Paris 2007.
- [13] Hadj Guenaoui Hafsa, slama amina, « performance d'un turbo- code parallèle à rendements élevé », projet de fin d'études, Université Saad Dahleb Blida, département d'électronique, juin 2011.
- [14] Claude Berrou, « code et turbo-codes », livre, école nationale supérieure des télécommunications de Bretagne, Edition Springer ,page 211-216-227, France 2007.
- [15] Thibaud Tonnellier, « Contribution à l'amélioration des performances de décodage des turbo codes : algorithmes et architecture » Université de Bordeaux, Électronique, 5 Juillet 2017
- [16] Iftene Essedik, étude des structure d'entrelaceurs pour le codage turbo du canal pour l'optimisation des systèmes de communication par satellite ,Diplome de magister , université des science et la technologie d'oran Mohamed Boudiaf. 2016