

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITÉ ABOU BEKR BELKAID DE TLEMCEEN
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE TELECOMMUNICATIONS
MÉMOIRE DE MASTER EN TELECOMMUNICATIONS
SPECIALITE : Réseaux et Télécommunications

**Simulation et comparaison d'une chaîne de communication
avec Turbo code et LDPC sous Simulink Matlab.**

Présenté par :

- Mlle CHIKH Sarra Hanaa.
- Mlle BRIXI Rania Amel

Soutenue le 08 juillet 2021 devant le jury :

Président:	Mr BOUACHA Abdelhafid	Prof	UABT Tlemcen
Examineur:	Mr BOUAABDALLAH Reda	MAA	UABT Tlemcen
Encadrant :	Mr IRID Sidi Mohammed Hadj	MCA	UABT Tlemcen
Co-Encadrant :	Mlle BELAROUCI Sara	Docteur	UABT Tlemcen

Année académique : 2020-2021

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. Ainsi que nos **parents** pour tout ce qu'ils nous ont donné et inculqué, par leur présence et leur soutien indéfectible, pour leur aide et encouragement continuelles le long de notre cursus sans les quels ce travail n'aurait pu être réalisé.

Nous remercions vivement notre encadreur **Mr IRID Mohammed Hadj**, de nous avoir proposé ce sujet d'actualité assez passionnant ; sa patience et ses conseils, ses orientations et toutes les informations qu'il a donné. Ses grandes qualités humaines conjuguées à son expérience. Aussi nous remercions notre co-encadreur **Mlle BELAROUCI Sara** sa patience son esprit pédagogique qui nous ont permis de surmonter de nombreuses difficultés liées à ce travail, ainsi que son intérêt porté sur le travail nous ont été d'un apport indéniable...

Nous remercions notre président du jury monsieur **Mr BOUACHA Abdelhafid** ainsi que l'honorables examinateur : **Mr BOUAABDALLAH Reda** pour leur contribution scientifique lors de l'évaluation de ce travail.

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

A nos chers frères et sœurs, famille et amis.

A toute l'équipe du centre de développement des satellites Oran.

J'exprime ainsi ma reconnaissance envers le département de Télécommunications, ses enseignants, administrateurs, et tous les employés.

Dédicaces

Je dédie ce travail à mes précieux parents, pour leur soutien indéfectible et leur présence invétérée. Je ne saurais exprimer ma gratitude pour leur investissement tout au long de mon éducation et durant mon parcours universitaire. Merci à cette compréhensive maman qui me porte toujours dans ses yeux, l'être le plus cher au monde qui n'a jamais cessé de prier pour moi et pour tout ton affection et ton amour, et à ce généreux papa qui m'a toujours mené les sentiments de la fierté et à tous les sacrifices que tu as fait pour ta petite famille que Dieu vous protège inshallah, grâce à Dieu, sont toujours à mes côtés.

À mon ange et unique frère Mehdi, à mes chères sœurs : Radjaa et Khadidja ainsi que son mari Zino qui n'ont pas cessé de me conseiller, encourager et soutenir tout au long de mes études, et à mes chères nièces Sirine et Rym à qui je souhaite un avenir radieux plein de réussite.

Enfin, je ne pourrai finir ces remerciements sans penser à ma famille dont je suis particulièrement attachée, et dont le soutien constant et l'encouragement m'ont été d'un grand réconfort et ont contribué indéniablement à l'aboutissement de ce travail.

Je dédie ce travail à :

Mes chers parents ;

Mon frère et sœurs ;

Mes nièces ;

Mes chères tantes, et en particulier Hamida ;

Toute ma famille et ma future belle famille qui me sont chers : Radhwane, Mustapha, Ismail...

À mon chère binôme Rania et sa famille, qui a eu la patience de me supporter durant tout notre parcours universitaire, et qui m'a soutenu et encouragé pendant tous les moments difficiles vécus, et toute la promotion 2021.

Enfin, à tous ceux qui m'ont aidé à réaliser cet ouvrage et supporter jusqu'à la fin.

Sarra

Dédicaces

Avec l'expression de ma reconnaissance, je dédie ce modeste travail à ceux qui, quels que soient les termes embrassés, je n'arriverais jamais à leur exprimer mon amour sincère.

A l'homme, mon précieux offre du dieu, qui doit ma vie, ma réussite et tout mon respect : mon chère père Mohammed El Amine.

A la femme qui a souffert sans me laisser souffrir, qui n'a jamais dit non à mes exigences, et qui n'a épargné aucun effort pour me rendre heureuse : mon Adorable mère Fatima Zohra.

A ma chère sœur Narimen, et son mari Zoheir, qui n'ont pas cessée de me conseiller, encourager et soutenir tout au long de mes études. Que dieu les protège et leurs offre la chance et le bonheur.

A mon cher frère Abderrahim, et sa femme Ghizlène, qui m'ont a toujours aider, encourager, motiver durant mon parcours.

A mon cher frère Hamed, qui sait toujours comment procurer la joie et le bonheur pour toute la famille.

A ma grande mère, mes oncles et mes tantes. Que Dieu leur donne une longue vie et joyeuse vie.

A tous les cousins, les voisins et les amis que j'ai connu jusqu'à maintenant. Merci pour leurs encouragements.

Pour mes très chers neveux : Wassim et Taki Eddine

Pour mes adorables nièces : Hiba, Kenza, et ghizlène.

Sans oublier mon binôme Sarra et sa famille pour leurs soutien morale, leurs patiences, et leurs compréhensions tout au long de ce projet.

Rania

ملخص: يركز هذا المشروع على دراسة وتقييم الأداء للهيكلة الأساسية للترميز التوربو من أجل تحسين تصحيح الأخطاء في أنظمة الاتصالات الرقمية. ترميز التوربو هو مجموعة من ترميزات متسلسلة الربط بشكل توالي أو توازي يرسل البيانات بإنتاجية عالية والقريبة من حدود نظرية Shannon. يقدم هذا المشروع أداء التوربو لتشفيرين متلاففين منتظمين متكررين يفصل بينهما interleaver. مع بيانات مختلفة. تم تنفيذ قناة الإرسال الرقمي على قناة Gaussien باستخدام برنامج Matlab. مع استخدام التعديل BPSK فقط في عملنا. نقدم وندرس بالتوازي عائلتين كبيرتين من رموز تصحيح الأخطاء: رموز توربو ورموز LDPC, وسنقوم بإجراء دراسة مقارنة بين هاتين المجموعتين وإجراء عمليات محاكاة لتقييم الأداء على قناة Gaussien. أظهرت نتائج المحاكاة متانة كود LDPC وكفاءته في تصحيح الخطأ.

كلمات المفاتيح: التعديل، BPSK، تشفيرين متلاففين، كود توربو، قناة Gaussien، رموز تصحيح الأخطاء، LDPC.

Résumé : Ce projet porte sur l'étude et l'évaluation des performances de la structure de base des codes turbo dans le but d'améliorer la correction des erreurs dans les systèmes de communication numériques. 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 de deux codeurs convolutionnels récurrents et systématiques séparés par un entrelaceur, avec différents paramètres. La chaîne de transmission numérique a été effectuée sur canal Gaussien AWGN en utilisant le logiciel Matlab. Dans nos simulations, seule la modulation BPSK est considérée. Nous introduisons et étudions en parallèle deux grandes familles de codes correcteurs d'erreurs : les turbo-codes et les codes LDPC et On va réaliser une étude comparative entre ces deux et faire des simulations pour évaluer les performances sur un canal gaussien. Les résultats de simulations ont montré la robustesse du LDPC code et son efficacité de correction d'erreurs.

Mots Clés : modulation BPSK, codeurs convolutionnels, Turbo-codes, canal Gaussien AWGN ,codes correcteurs d'erreur ,LDPC .

Abstract : This project focuses on the study and performance evaluation of the basic structure of turbo codes in order to improve error correction in digital communication systems. 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 code turbo of two recursive and systematic convolutional coders separated by an interleaver with different parameters. The digital transmission channel was carried out on a Gaussian channel AWGN using the Matlab software. In our simulations, only BPSK modulation is considered. We introduce and study in parallel two main families of error-correcting codes: turbo codes and LDPC codes. We will perform a comparative study between these two simulations and to evaluate the performance on a Gaussian channel. The simulation results show the robustness of the LDPC code and its error correction efficiency.

Keywords: BPSK modulation; convolutional coders; Turbo-code; Gaussian Channel AWGN; error-correcting codes ;LDPC.

Sommaire

REMERCIEMENTS	I
DÉDICACES	II
SOMMAIRE.....	V
LISTE DES TABLEAUX.....	VII
LISTE DES FIGURES	VIII
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
CHAPITRE I CHAINE DE TRANSMISSION NUMÉRIQUE	3
1. INTRODUCTION	4
2. HISTORIQUE	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
3. CHAINE DE TRANSMISSION	6
3.1. Les éléments d'une chaîne de communication numérique :	7
3.2. La modulation	9
3.3. Le canal de transmission	9
3.4. La démodulation	13
3.5. Décodage.....	14
4. MODULATIONS NUMÉRIQUES SUR PORTEUSE :	14
4.1. Modulations par Déplacement d'amplitude :	15
4.2. Modulation par Déplacement de Phase MDP :	16
4.3. Modulation à déplacement de fréquence :	17
4.4. Modulation d'amplitude en quadrature (MAQ).....	18
5. CONCLUSION.....	19
CHAPITRE II CODAGE ET MODULATION	20
1. INTRODUCTION	21
2. LE CODAGE.....	21
2.1. Problématique et Classification des codes Correcteurs	21
2.2. Utilisation des codes Correcteurs.....	22
2.3. Méthode de correction des erreurs de transmission :	22
2.4. Les familles des codes correcteurs.....	23
3. TURBO CODE.....	29
3.1. Définition :	29
3.2. Turbo-code série :	29
3.3. Turbo-codes parallèle.....	30
3.4. L'entrelacement	31
3.5. Décodage des turbos codes :	32
3.6. Applications des turbo-codes :	35
4. CODES LOW DENSITY PARITY CHECK (LDPC).....	35
4.1. Représentation des codes LDPC	35
4.2. Les codes LDPC régulière et irrégulière.....	37
4.3. Le décodage de LDPC	37
4.4. Les avantages	40

5. LA MODULATION.....	40
5.1. La modulation BPSK	40
6. CONCLUSION.....	43
CHAPITRE III : MODÉLISATION ET SIMULATION DES CODES TURBO ET LDPC	
SOUS SIMULINK.	44
1. INTRODUCTION	45
2. PRÉSENTATION DE MATLAB ET SIMULINK.....	45
3. CHAÎNE DE TRANSMISSION SANS CODAGE ET AVEC MODULATION BPSK.....	45
3.1. Simulation de la chaîne avec BPSK et sans codage :	49
4. MODÉLISATION DE LA CHAÎNE DE COMMUNICATION AVEC TURBO-CODE :	50
4.1. Simulation du Turbo code en fonction du nombre d'itérations et la longueur de données.....	53
5. COMPARAISON ENTRE UNE CHAÎNE DE TRANSMISSION SANS ET AVEC CODAGE TURBO	56
6. SIMULATION DU CODAGE LDPC	56
6.1. Etude des performances de la chaîne de communication avec codage LDPC.....	59
7. ÉTUDE COMPARATIVE ENTRE LDPC ET TURBO CODE	60
8. CONCLUSION.....	63
CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES	64
BIBLIOGRAPHIE.....	66

Liste des Tableaux

TABLEAU II. 1 : NOTION UTILISÉE POUR LES ALGORITHMES DE DÉCODAGE LDPC.	38
Tableau III. 1: Paramètres de la chaîne de transmission avec modulation BPSK.....	49
TABLEAU III. 2: PARAMÈTRES D'UNE CHAÎNE DE TRANSMISSION AVEC CODAGE TURBO.	52
TABLEAU III. 3: PARAMÈTRES D'UNE CHAÎNE DE TRANSMISSION DE LDPC.....	59
TABLEAU III. 4: TAUX D'ERREUR BINAIRE EN FONCTION DU SNR POUR LES CODES TURBO ET LDPC.	62

Liste des Figures

FIGURE I. 1: SCHÉMA D'UN SYSTÈME DE TRANSMISSION..... 4

FIGURE I. 2: PRINCIPE D'UNE CHAÎNE DE TRANSMISSION NUMÉRIQUE. 7

FIGURE I. 3: SCHÉMA SIMPLIFIÉ DU CODEUR ET DÉCODEUR. 9

FIGURE I. 4: PROPAGATION EN ESPACE LIBRE..... 10

FIGURE I. 5: SYSTÈME DE COMMUNICATION AVEC UN CANAL À BRUIT ADDITIF. 10

FIGURE I. 6: PHÉNOMÈNES DE RÉFLEXION, DIFFRACTION ET DIFFUSION. 11

FIGURE I. 7: SYSTÈME DE COMMUNICATION AVEC UN CANAL RÉEL. 12

FIGURE I. 8: MODEL DE CANAL GAUSSIEN..... 13

FIGURE I. 9 : CONSTELLATION DE LA MODULATION D'AMPLITUDE À 4 ÉTATS. 15

FIGURE I. 10: CONSTELLATION DE LA MODULATION DE PHASE MDP-2. 17

FIGURE I. 11: CONSTELLATION DE LA MODULATION QAM-16..... 19

FIGURE II. 1: LA HIÉRARCHIE DES CODES CORRECTEURS 22

FIGURE II. 2: STRATÉGIES DE PROTECTION CONTRE LES ERREURS DE TRANSMISSION. 23

FIGURE II. 3 : SCHÉMA DE CODAGE CONCATÉNÉ. 27

FIGURE II. 4: PRINCIPE D'UN CODEUR CONVOLUTIONNEL 28

FIGURE II. 5: SCHÉMA DE PRINCIPE TURBO-CODE SÉRIE. 29

FIGURE II. 6: SCHÉMA DE PRINCIPE D'UN ENCODEUR TURBO PARALLÈLE [1]. 30

FIGURE II. 7: ILLUSTRATION D'UN EXEMPLE D'ENTRELACEUR. 31

FIGURE II. 8: PRINCIPE DE DÉCODAGE ITÉRATIF [30]. 32

FIGURE II. 9: SCHÉMA DE PRINCIPE D'UN DÉCODEUR 34

FIGURE II. 10 : LE GRAPHE DE TANNER..... 37

FIGURE II. 11: PRINCIPE DE LA MODULATION BPSK. 42

FIGURE III. 1: CHAÎNE DE TRANSMISSION SANS CODAGE AVEC MODULATION BPSK. 46

FIGURE III. 2 : REPRÉSENTATION DES DONNÉES D'ENTRÉE ET DE SORTIE..... 50

FIGURE III. 3 : SIMULATION DE LA MODULATION BPSK. 50

FIGURE III. 4 : MODÉLISATION DE LA CHAÎNE DE TRANSMISSION NUMÉRIQUE AVEC UN CODAGE TURBO CODE 51

FIGURE III. 5: EVALUATION DU BER D'UN TURBO CODE ET DÉMONSTRATION DU CARACTÈRE ITÉRATIF..... 53

FIGURE III. 6 : EVALUATION DU BER D'UN TURBO CODE ET DÉMONSTRATION DU CARACTÈRE ITÉRATIF..... 54

FIGURE III. 7 : EVALUATION DU BER D'UN TURBO CODE ET DÉMONSTRATION DE L'EFFET DE LA LONGUEUR DES DONNÉES. 54

FIGURE III. 8 : EVALUATION DU BER D'UN TURBO CODE ET DÉMONSTRATION DE L'EFFET DE LA LONGUEUR DES DONNÉES. 55

FIGURE III. 9: CHAÎNE DE TRANSMISSION SANS ET AVEC CODAGE TURBO..... 56

FIGURE III. 10 : MODÉLISATION DE LA CHAÎNE DE TRANSMISSION NUMÉRIQUE AVEC UN CODAGE LDPC. 57

Liste des Figures

FIGURE III. 11: CHAINE DE TRANSMISSION COMPARATIVE ENTRE TURBO CODE ET LDPC.....	61
FIGURE III. 12 : COMPARAISON ENTRE TURBO-CODE ET LDPC AVEC UNE MODULATION BPSK.	62

Introduction Générale

L'évolution du traitement du signal et de l'informatique ont favorisé la conversion des signaux analogiques en signaux numériques. Les premières données ont été numérisées par l'intermédiaire d'un code binaire (le bit généralement noté 0 ou 1). Cette solution a vite été adoptée car, contrairement à un signal électrique, elle peut être reproduite indéfiniment, stockée plus rigoureusement et modifiée beaucoup plus facilement [1].

L'évolution des systèmes des communications amène leurs concepteurs à devoir traiter des volumes d'information en constante augmentation pour assurer à l'utilisateur une qualité de service acceptable. Cette évolution motive la recherche de nouvelles techniques de communications, performantes et peu coûteuses. Parmi ces techniques, on s'intéresse au codage correcteur d'erreur on a plus spécifiquement mené l'étude sur la technique de codage turbo, qui permet d'avoisiner la limite théorique de correction [2].

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) ou Bit Error Rate (BER en anglais) d'un message est le rapport du nombre de bits erronés par le nombre de bits du message.

Un code correcteur d'erreur permet de corriger une ou plusieurs erreurs dans un mot binaire donnée d'une certaine dimension en ajoutant aux informations des symboles redondants, autrement dits, des symboles de contrôle. Différents codes existent on peut citer : les codes en bloc et les codes convolutifs.

Dans ce travail, on s'intéresse aux turbo codes, en premier temps, qui sont devenus importants pour la protection de données transmises par blocs courts. Conjointement à leurs excellentes performances de décodage, la complexité calculatoire modérée des turbo décodeurs a permis leur inclusion dans de nombreux standards de communications numériques (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 [3].

En deuxième temps, pour le même système de communication, nous avons étudié les codes LDPC qui ont présenté des performances remarquables par rapport à leurs homologues les turbo codes.

L'objectif de notre mémoire est de faire une étude et une simulation d'un code correcteur qui est le Turbo code et LDPC avec modulation BPSK sous Simulink Matlab .il consiste à simuler la

structure de base des Turbo-codes et LDPC et comparer leurs performances dans une chaîne de transmission numérique.

Ce mémoire est organisé en trois 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.

Le **deuxième chapitre** introduit le principe du codage et on définit deux grandes familles des codes correcteurs ; les Turbos codes pour les codes convolutifs et le LDPC pour les codes en blocs par la suite, on présente le principe de la modulation BPSK.

Le **troisième chapitre** expose les résultats de simulation et analyse en comparant les performances des simulations Turbo codes et LDPC.

En fin une conclusion générale est présentée.

Chapitre I

Chaine de transmission Numérique

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 parfois différer de celui transmis. Cela est dû en grande partie à l'existence des bruits dans les canaux de communication qui causent des erreurs de transmission. La probabilité d'occurrence 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 [4]. Dans ce chapitre, on va présenter et étudier une chaîne de communication numérique.

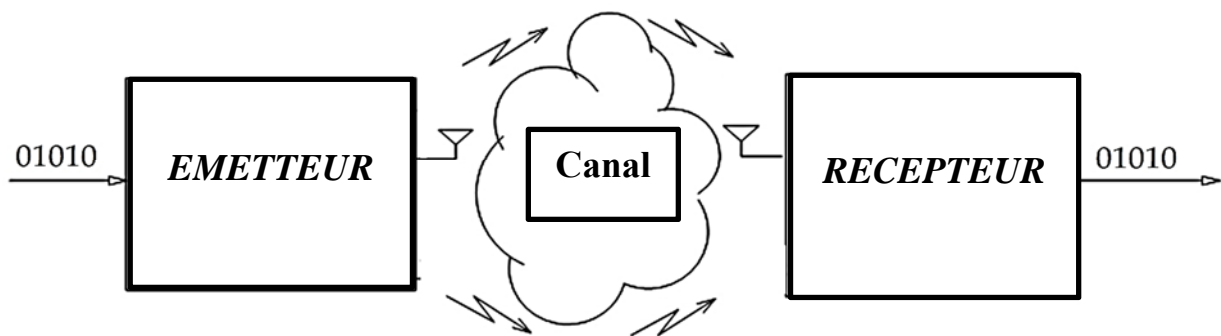


Figure I. 1: Schéma d'un système de transmission.

2. Historique

L'année 2016 marque le centenaire de la naissance de Claude Shannon. Ingénieur en génie électrique et mathématicien, il est le père de la théorie de l'information. L'origine de cette discipline – se plaçant à l'intersection des mathématiques, des statistiques, du traitement du signal et de l'électronique – remonte à la publication de l'article fondateur "A mathematical Theory of Communication" [5], paru en 1948 dans la revue interne des laboratoires Bell. Quelques mois auparavant, au même endroit, le transistor est inventé par John Bardeen, Walter Brattain et William Shockley. Ces deux avancées scientifiques, concomitantes, ont en moins de 70 ans amplement modifié nos sociétés et leurs manières d'interagir entre elles. Via la formalisation de l'information de manière abstraite et mathématique, le sens d'un message n'importe plus. Il est désormais possible de mesurer et de quantifier l'information.

Dans son article, Shannon montre que chaque canal de transmission peut faire transiter une quantité maximale d'information de manière fiable. De fait, en raison du bruit inhérent aux canaux de transmission, des erreurs peuvent apparaître lors de la réception du message. Afin de palier cela, Shannon démontre qu'il existe un système de codage correcteur d'erreurs, basé sur l'envoi d'informations redondantes permettant lors de la réception de corriger complètement les effets des distorsions et ainsi, de reconstituer parfaitement le contenu du message émis. Cependant, Shannon ne fournit aucune indication quant à la façon de concevoir un tel code correcteur d'erreurs.

Face à l'enjeu que représente la transmission fiable de l'information, la communauté scientifique s'est consacrée à la construction de tels codes. Tout d'abord, en 1950, Richard Hamming invente un code éponyme permettant de corriger tous les messages contenant une unique erreur binaire [6]. S'en est suivi quinze années de découvertes successives avec les codes de Reed-Muller [7, 8] en 1954, puis les codes convolutifs par Peter Elias en 1955 est cité dans [6], les codes de BCH en 1959 [9, 10], les codes LDPC par Robert Gallager en 1962 [11]. Ces différentes familles de codes correcteurs d'erreurs permettent de corriger de 1 à n erreurs de transmission dans un message en fonction de la quantité d'information redondante ajoutée lors de l'émission du message. Enfin, en 1966, David Forney introduit le principe de la concaténation de codes correcteurs d'erreurs [12]. Cependant, à partir de 1966, les avancées sur la construction de codes correcteurs d'erreurs se font rares. Cela fait alors dire à Robert McEliece en 1971 que « Le codage de canal est mort » [13]. C'était sans compter sur la découverte deux décennies plus tard des turbo codes par Claude Berrou et Alain Glavieux [14]. Grâce à leurs performances, cette nouvelle famille de codes correcteurs d'erreurs se place en rupture avec les schémas de codage alors existants. Dès leur introduction, les turbo codes sont employés dans différents standards de communications numériques adressant des contextes applicatifs divers et variés.

L'une des métriques de performance d'un code correcteur d'erreurs est sa capacité de correction en fonction de la qualité de transmission. Pour un turbo code et d'autres familles de codes correcteurs d'erreurs, une telle courbe de performance est divisée en deux parties. Dans la première, nommée région de convergence, un faible incrément de la qualité de transmission résulte en une amélioration importante des performances de décodage. En revanche, dans la région du plancher d'erreurs, l'augmentation de la qualité de transmission ne résulte qu'en une amélioration marginale des performances de décodage. Cette région est alors particulièrement limitante pour des applications nécessitant de très faibles taux d'erreurs. Par exemple, pour le stockage de masse, les taux d'erreurs cibles sont de plus en plus critiques et atteignent actuellement 10^{-18} . Dans un contexte de lien optique en espace libre, correspondant à des communications satellitaires par faisceau optique, un plancher d'erreurs situé sous les 10^{-9} est recherché. Le même ordre de

grandeur est attendu pour le standard CCSDS-2 (Comité Consultatif pour les Systèmes de Données Spatiales).

Enfin les applications de télémétrie ou de contrôle-commande d'aéronef sans humain à bord nécessitent elles aussi des taux d'erreurs particulièrement faibles. Dès lors, une amélioration des performances de décodage, et notamment la réduction du plancher d'erreurs est primordiale. D'autre part, lorsqu'un turbo code est retenu pour un standard de communications numériques, ses performances sont adaptées aux contraintes applicatives correspondant au cas d'emploi de ce standard.

Cependant, les besoins applicatifs évoluent au cours du temps et peuvent diverger de ceux originellement considérés. Ainsi, des exigences de plus faibles taux d'erreurs pour une qualité de transmission constante peuvent apparaître. Deux solutions sont alors envisageables. La première consiste à repenser le code correcteur d'erreurs afin d'atteindre ces nouveaux besoins. Néanmoins, cette approche est particulièrement coûteuse. De fait, l'ensemble de l'infrastructure devient obsolète et un nouveau déploiement d'équipements, que ce soit pour la transmission ou la réception, s'avère nécessaire. Cette solution est par exemple difficilement envisageable pour un contexte de communications satellitaires. Une autre solution consiste à modifier uniquement la partie réception. Dans ce contexte, les modifications des performances se situent au niveau des fonctions de réception.

Ainsi, ces dernières années, la communauté scientifique a proposé différentes approches permettant d'améliorer les performances de décodage des turbo codes. Néanmoins, ces approches sont coûteuses à mettre en œuvre. C'est pourquoi les implémentations matérielles de telles solutions sont rares[15].

3. Chaîne de transmission

Une chaîne de transmission est l'ensemble des dispositifs permettant le transfert de l'information entre un émetteur et un récepteur.

Le rôle d'une chaîne de transmission de l'information numérique est de transmettre l'information d'un émetteur vers un récepteur en passant par un canal en utilisant un support physique comme le câble ou la fibre optique ou l'air avec un maximum d'efficacité et de fiabilité ; pour cela on a besoin de deux blocs, le premier est un émetteur qui permet de coder l'information aussi adapter à la transmission , le second est un récepteur qui permet de capter et décoder l'information [16].

Les différents éléments d'un système de communication sont représentés à la figure1.2 :

- La source émet un message numérique sous la forme d'une suite d'éléments binaires.
- Le codeur englobe en général deux fonctions fondamentale différentes. La première, appelée codage en ligne, associe un support physique adéquat aux éléments abstraits émis par la source. La second 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.

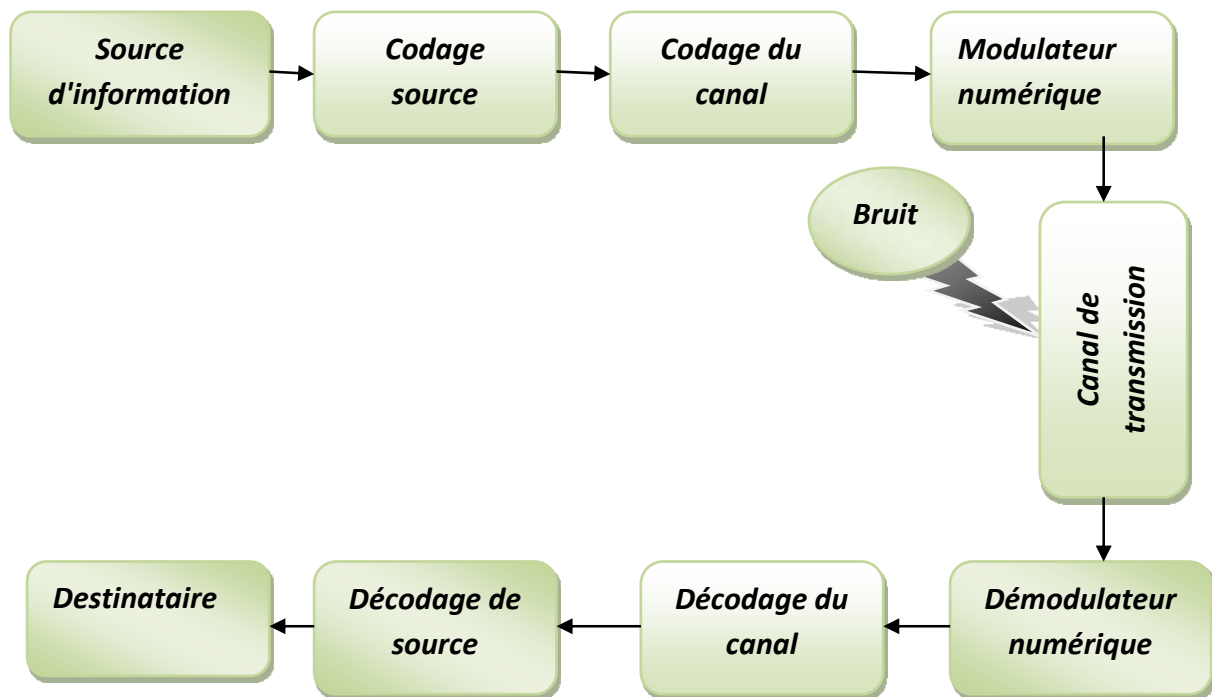


Figure I. 2: Principe d'une chaîne de transmission numérique.

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

3.1. Les éléments d'une chaîne de communication numérique :

- **Émission :**

3.1.1. La source d'information :

La source d'informations délivre un message contenant les informations à envoyer. Ce qui suit La technologie de transmission utilisée (analogique ou numérique), structure du message est Si la source du signal émet des messages analogiques tels que des signaux vocaux (sortie Microphone) ou signal d'image (sortie de la caméra), qui doit être .numérisé en échantillonnant le message

analogique puis en quantifiant les échantillons obtenus. Chaque échantillon quantifié est ensuite codé sur "n" bits [3].

3.1.2. Le codage :

Le processus de codage dans un système de communication numérique s'effectue en deux étapes : codage de source (compression de données) et codage de canal.

3.1.3. Le codage de source

La première opération qui est effectuée sur la source des données est le codage de source, ou la compression des données qui est principalement utilisée pour réduire la redondance dans la séquence d'information issue de la source numérique [2]. Cette compression 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 préfixale codage de Shannon- Fanon et Hoffmann.

3.1.4. Le codage de canal

Le codage de canal s'appelle aussi codage correcteur d'erreurs est utilisé pour protéger l'information contre les erreurs introduites par le canal de communication bruité, c'est pour transmettre l'information avec un maximum de fiabilité. Le principe consiste à insérer dans le message des éléments binaires sont les bits de redondant pour permettre à la réception de détecter et éventuellement corriger les erreurs de transmission. Cette opération conduit à une augmentation de débit binaire de transmission [2]

Il existe deux catégories de code ; la première est celle des codes en blocs ou une séquence de K bits d'informations est codée dans un bloc de n symboles $n > K$. la deuxième est celle des codes convolutionnels utilisés pour la transmission des symboles d'information qui arrivent en série sans structure en bloc.

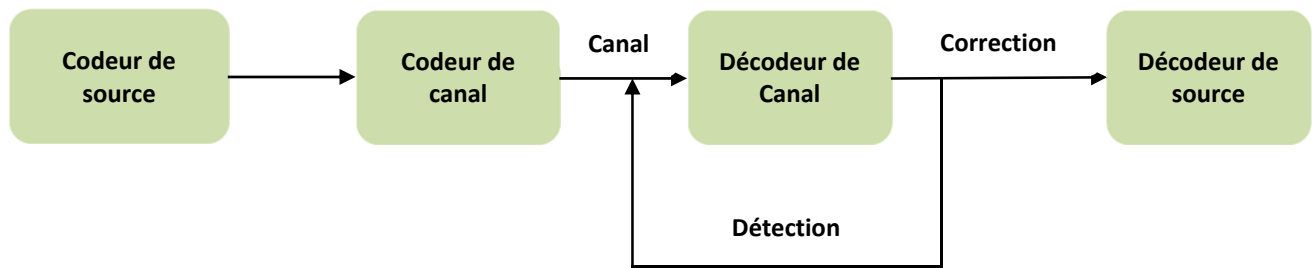


Figure I. 3: Schéma simplifié du codeur et décodeur.

3.2. 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 transmit 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 ce projet, nous allons utiliser la modulation BPSK.

Le signal modulé est un signal sinusoïdal dont l'équation mathématique suivante :

$$s(t) = A \cos(\omega_0 t) + \varphi_0 \quad (1.1)$$

Et les paramètres modifiables sont :

- L'amplitude : A .
- La fréquence : $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$.
- La phase: φ_0 .

3.3. 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 mathématiques pour estimer les niveaux de ce bruit à savoir le canal AWGN (Additive White Gaussian Noise) et le canal de Rayleigh.

3.3.1. Perturbations du canal radio mobile

Les perturbations du canal électromagnétique peuvent être de trois formes : Le bruit radioélectrique [17], l'affaiblissement de propagation en espace libre et les évanouissements de propagation multi trajet.

3.3.1.1. Propagation en espace libre

Dans un cas idéal de propagation libre ou se produit lorsque l'émetteur a une vue directe et dégagée de tout obstacle du récepteur. Ce type de propagation est appelé également, par propagation en vue de ligne visuelle directe ou LOS (Line Of Sight).

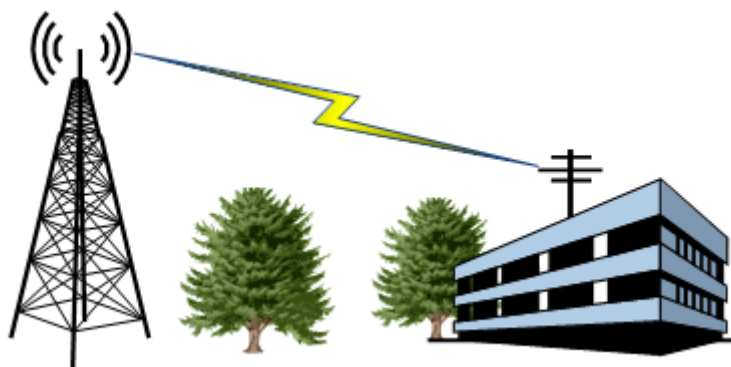


Figure I. 4: Propagation en espace libre.

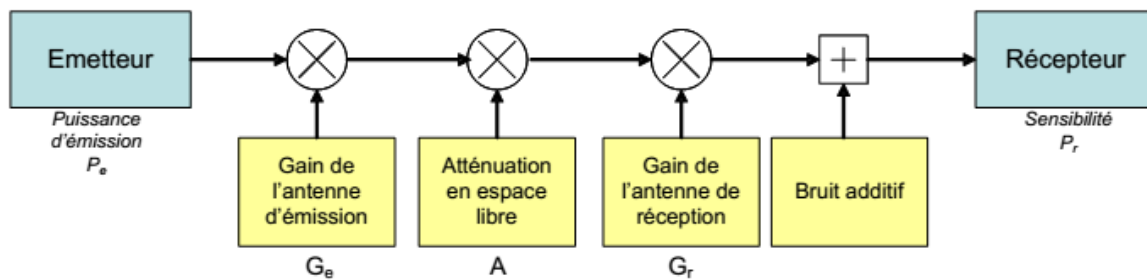


Figure I. 5: Système de communication avec un canal à bruit additif.

Le signal reçu est inversement proportionnel au carré de la distance et est donné par (équation de FRIIS):

$$p_r = p_e \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_e G_r \tag{1.2}$$

Où p_e est la puissance rayonnée émise, p_r est la puissance reçue, λ c'est la longueur d'onde de la fréquence porteuse, G_e et G_r sont les gains d'antennes de l'émetteur et du récepteur respectivement et d est la distance entre les deux antennes d'émission et de réception.

3.3.1.2. Propagation multi-trajet

Dans la plupart des cas réels, la propagation n'a pas lieu en espace libre car de nombreux obstacles naturels se trouvent sur le trajet des ondes électromagnétiques. Dans la plupart du temps le trajet direct n'existe pas, il est obturé par des obstacles. En milieu urbain, il y a de nombreux obstacles entre l'émetteur et le récepteur. L'onde reçue est diffusée en une somme d'un nombre fini d'ondes secondaires en raison des phénomènes correspondants à l'onde électromagnétique, telles que la diffraction et la réflexion par la surface de la terre et les obstacles artificiels (bâtiments élevés, tunnel, ...) ou naturels (montagnes, forêts...). La différence des réponses du signal arrivant au récepteur à des instants différents est l'origine de la notion des trajets multiple (multipaths) qui est la caractéristique principale du canal de propagation radio mobile (figure 1.6). Dans le cas où le trajet est en visibilité directe (Line Of Sight : LOS) n'est pas toujours disponible, par contre il existe d'autres trajets de non-visibilité directe, ou Non Line Of Sight (NLOS), qui permettent la communication radio. Les signaux issus des différents trajets subissent des atténuations, des retards et des déphasages [17].

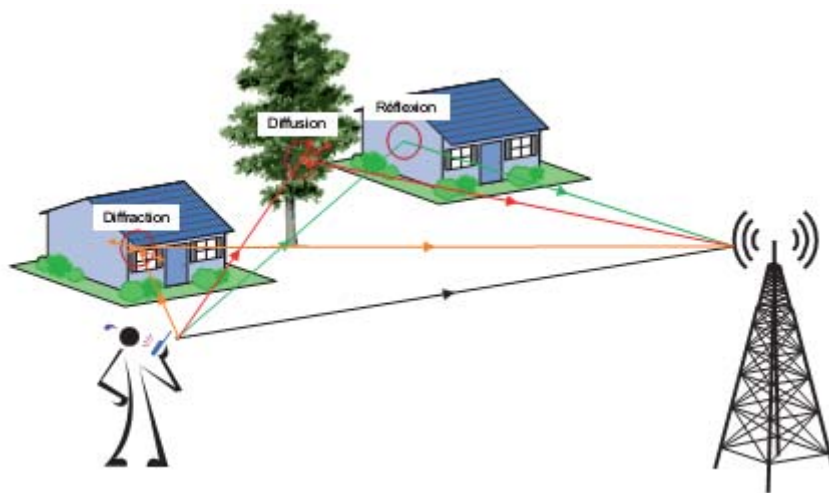


Figure I. 6: Phénomènes de réflexion, diffraction et diffusion.

En général, la propagation des ondes radio se compose de trois principales caractéristiques : la réflexion, la diffraction et la diffusion.

Réflexion : elle se produit quand une onde électromagnétique rencontre un obstacle, généralement plane de grande dimension comparée à la longueur d'onde (λ) du signal [18].

Diffraction : elle se produit lorsque l'onde rencontre un obstacle dense (de dimensions très grandes par rapport à sa longueur d'onde(λ) sur les coins irréguliers. Ce phénomène permet à une partie de l'énergie des ondes d'être reçue dans une zone derrière l'obstacle qui est normalement devrait être dans l'ombre. Par exemple, cela permet à un récepteur radio de recevoir un faible signal même s'il est derrière une montagne.

Diffusion : la présence d'obstacle dont la surface présente des irrégularités avec des dimensions comparables ou inférieures à la longueur d'onde, donne naissance au phénomène de diffusion. L'énergie incidente sera rayonnée dans toutes les directions [18].

Au niveau de la réception, les trajets arrivent avec une certaine atténuation en amplitude et une rotation de phase ainsi qu'avec un certain retard qui dépendent de la longueur du trajet parcouru. Ils se recombinaient, ensuite, au niveau du récepteur pour constituer le signal reçu total.

Un système de communication peut être schématisé dans le cas d'une propagation en environnement réel comme le montre la figure I.7.

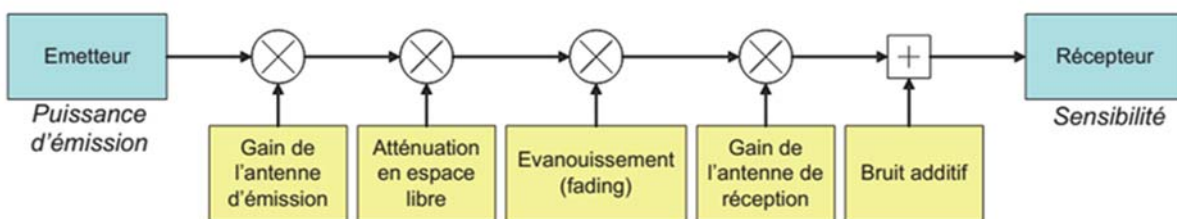


Figure I. 7: Système de communication avec un canal réel.

3.3.1.3. Le canal à Bruit Blanc Additif Gaussien (BBAG):

Le modèle le plus fréquemment utilisé par la simulation des transmissions numériques est le canal à bruit blanc additif Gaussien (BBAG ou AWGN : Additif White Gaussian Noise) est un canal à entrée binaire et sortie analogique, qui est représenté par la figure I.2. Ce bruit indique les bruits d'origine interne (bruit thermique bruit dû aux imperfections des équipements) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne), le signal reçu s'écrit alors :

$$y(t) = s(t) + b(t) \quad (1.3)$$

Où :

$b(t)$ Représente le bruit blanc additif gaussien caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle $\mu = 0$, de variance σ_b^2 et de densité spectrale de puissance $\Phi_{nn} = \frac{N_0}{2}$.

La densité de probabilité de $b(t)$ est donnée par l'expression [18] :

$$f(b) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_b} e^{-\frac{(b-\mu)^2}{\sigma_b^2}} \quad (1.4)$$

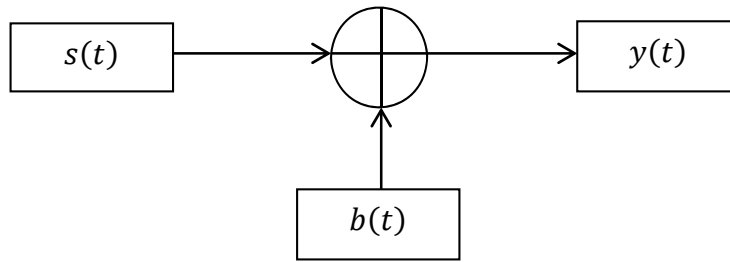


Figure I. 8: Model de Canal Gaussien.

Le modèle de bruit blanc additif gaussien est très pratique, pour les calculs théoriques, Il reflète également très bien la réalité dans les communications spatiales .

- **Réception**

3.4. La démodulation

Le démodulateur de signal : se basant sur l'observation bruitée du signal, il doit décider quel message a été émis. La procédure de détection dépend des techniques de mise-en-forme utilisés, aussi que du canal de communication.

La démodulation permet de récupérer chaque symbole émis à partir de chaque signal modulé reçu de durée τ_m . Le démodulateur fournit une tension continue ou un symbole binaire dans le cas où sa sortie est quantifiée. La valeur fournie par le démodulateur peut être modélisée par une variable aléatoire gaussienne de moyenne $\mu = \sqrt{E_c}$ et d'écart type $\sigma = \sqrt{N_0/2}$ où E_c est l'énergie du symbole transmis et N_0 l'énergie du bruit. Donc, La tension fournie par le démodulateur peut être modélisée par deux fonctions gaussiennes f_0 dans l'hypothèse où un 0 est émis (équation. (1.5)) et f_1 dans celle où un 1 est émis (équation. (1.6)) .

$$f_0(x) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \cdot e^{-\frac{(x + \sqrt{E_c})^2}{N_0}} \quad (1.5)$$

$$f_1(x) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \cdot e^{-\frac{(x - \sqrt{E_c})^2}{N_0}} \quad (1.6)$$

3.5. Décodage

Dans cette deuxième partie l'élément le plus important est l'algorithme de décodage, car c'est ce dernier qui permet en grande partie de minimiser la probabilité d'erreur par bit (TEB :taux d'erreur binaire).

3.5.1. 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 ou à mettre en œuvre des techniques de retransmission (ARQ : Automatic Repeat Request) 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 : Forward Error Correction). [3].

3.5.2. Le décodage source

Il sert à :

- Récupérer la fréquence porteuse.
- La récupération du rythme T et des paires .
- L'élimination du bruit et la restitution optimale du train binaire par traitement de l'IES (Interférences Entre Symboles) .

4. Modulations numériques sur porteuse :

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles. Dans les procédés de modulation M -aire, l'information est transmise à l'aide d'un symbole qui prend sa valeur parmi $M = 2^n$ réalisations possibles, ce qui permet d'associer à un état de modulation un mot de n éléments binaires. L'ensemble de ces symboles est appelé alphabet et forme une constellation caractéristique pour chaque modulation. Supposons que la source délivre des éléments binaires toutes les T_b secondes, la période symbole est définie par $T_s = n T_b$ et le débit binaire s'exprime $D_b = 1/T_b$.

La rapidité de modulation $R = 1/T_s \Rightarrow R = D_b / \log_2 M$ s'exprime en bauds et correspond au nombre de changements d'états par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément. Un changement de phase du signal porteur, une excursion de fréquence ou une variation d'amplitude sont par définition des changements d'états, et aussi La qualité d'une liaison

est liée au taux d'erreur par bit : $T.E.B$ c'est le nombre de bits faux divisé par le nombre de bits transmis, et l'efficacité spectrale d'une modulation se définit par le paramètre $\eta = D_b/B$ et s'exprime en bit/seconde/Hz. La valeur B est la largeur de la bande occupée par le signal modulé [19].

Les types de modulation les plus fréquemment rencontrés sont les suivants :

- Modulation par Déplacement d'Amplitude MDA (Amplitude Shift Keying ASK).
- Modulation par Déplacement de Phase MDP (Phase Shift Keying PSK).
- Modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature MAQ (Quadrature Amplitude modulation QAM).
- Modulation par Déplacement de Fréquence MDF (Frequency Shift Keying FSK).

4.1. Modulations par Déplacement d'amplitude :

Les Modulations par Déplacement d'amplitude (MDA) sont aussi souvent appelées par leur abréviation anglaise : ASK pour "Amplitude Shift Keying". Dans ce cas, la modulation ne s'effectue que sur la porteuse en phase $\cos(\omega t + \varphi_0)$. Il n'y a pas de porteuse en quadrature. Cette modulation est parfois dite mono dimensionnelle. Le signal modulé s'écrit alors :

$$s(t) = a(t) \cdot \cos(\omega t + \varphi_0) \quad \text{Avec} \quad a(t) = \sum_k a_k \cdot g(t - kT) \quad (1.7)$$

Où $g(t)$ est un filtre de mise en forme des impulsions, par exemple une porte ($g(t) = 1$ si $t \in [0; Ts$ [et 0 ailleurs), est une phase de référence et $\{a_k\}$ la suite des symboles M -aires. Ce type de modulation est simple à réaliser mais est assez peu employé pour $M > 2$ car ses performances sont moins bonnes que celles d'autres modulations, notamment en ce qui concerne sa résistance au bruit [19].

La figure I.9 montre sur un plan complexe la constellation avec les 4 symboles. Ici les symboles sont réels.

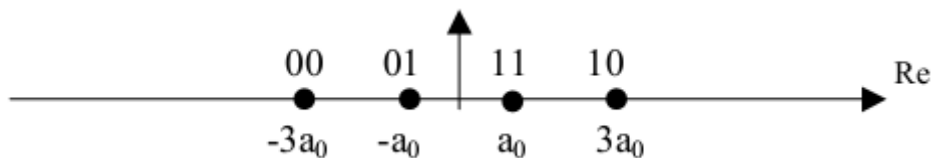


Figure I. 9 : Constellation de la modulation d'amplitude à 4 états.

4.2. Modulation par Déplacement de Phase MDP :

Les Modulations par Déplacement de phase (MDP) sont aussi souvent appelées par leur abréviation anglaise : PSK pour "Phase Shift Keying ». Le seul paramètre susceptible de varier est la phase de l'onde porteuse.

On a toujours :

$$s_k = a_k + jb_k \text{ ou } s_k = e^{j\varphi_k} \quad (1.8)$$

$$\text{Donc : } a_k = \cos \varphi_k \quad \text{et} \quad b_k = \sin \varphi_k \quad (1.9)$$

Le signal modulé devient :

$$s(t) = \text{Re} \left[\sum_k e^{j\varphi_k} \cdot g(t - kT) \cdot e^{j(\omega t + \varphi_0)} \right] = \text{Re} \left[\sum_k g(t - kT) \cdot e^{j(\omega t + \varphi_0 + \varphi_k)} \right] \quad (1.10)$$

Soit, plus simplement, en ne considérant que l'intervalle de temps $[kT, (k + 1)T[$:

$$s(t) = \text{Re} \left[\sum_k A \cdot e^{j(\omega t + \varphi_0 + \varphi_k)} \right] \quad (1.11)$$

$$s(t) = A \cos(\omega t + \varphi_0) \cdot \cos \varphi_k - \sin(\omega t + \varphi_0) \cdot \sin \varphi_k \quad (1.12)$$

Où A représenté l'amplitude constante de l'onde porteuse et φ_k la valeur de la phase pendant un intervalle de temps $kT, (k + 1)T[$. Pour une modulation MDP-M φ_k prend ses valeurs dans un alphabet de M éléments :

$$\varphi_k = \frac{\pi}{M} + k \frac{2\pi}{M} \quad \text{Lorsque } M > 2 \text{ et } \varphi_k = 0 \text{ ou } \pi \text{ lorsque } M = 2 \quad (1.13)$$

Dans un plan complexe, les états de la MDP sont situés sur un cercle trigonométrique traces sur la figure I.10. Il est à noter que pour cette modulation, l'enveloppe du signal est constante.

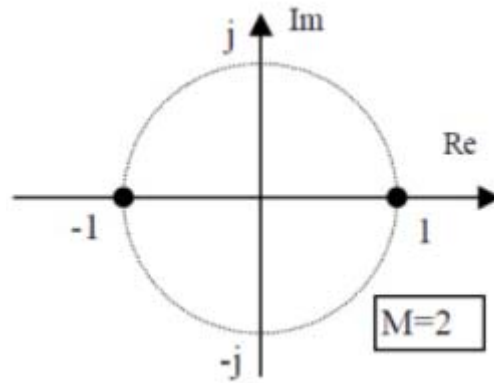


Figure I. 10: Constellation de la modulation de phase MDP-2.

4.3. Modulation à déplacement de fréquence :

Les Modulations par Déplacement de fréquence (MDF) sont aussi souvent appelées par leur abréviation anglaise : FSK pour "Frequency Shift Keying". C'est la fréquence instantanée, dérivée de la phase instantanée, qui peut prendre plusieurs valeurs associées aux états possibles. Après modulation, le signal a pour expression [19]:

$$s(t) = \text{Re} \left[\sum_k e^{j\varphi(t)} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_0)} \right] \quad (1.14)$$

L'expression du signal modulé par déplacement de fréquence s'écrit aussi plus simplement, et en prenant $\varphi_0 = 0$, par :

$$s(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) = \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \quad (1.15)$$

La fréquence instantanée $f(t)$ du signal $m(t)$ est obtenue par dérivation de la phase

$2\pi f_0 t + \varphi(t)$ Par rapport au temps :

$$f(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (1.16)$$

Appelons Δf la différence de la fréquence instantanée correspondant à l'émission de deux symboles adjacents ; Et soit a_k un symbole appartenant à l'ensemble $\{ \pm 1, \pm 3, \dots, \pm (M - 1) \}$.

La déviation de fréquence s'écrit alors, suivant la valeur à transmettre :

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \pi \Delta f \sum_k a_k g(t - kT) \quad (1.17)$$

4.4. Modulation d'amplitude en quadrature (MAQ)

Les modulations d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ) sont aussi appelées par leur abréviation anglaise : QAM pour "Quadrature Amplitude modulation". C'est une modulation dite bidimensionnelle.

La MDA et la MDP ne constituent pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l'énergie émise lorsque le nombre de points M est grand. En effet, dans la MDA les points de la constellation sont sur une droite, et dans la MDP les points sont sur un cercle. Or, la probabilité d'erreur est fonction de la distance minimale entre les points de la constellation, et la meilleure modulation est celle qui maximise cette distance pour une puissance moyenne donnée. Un choix plus rationnel est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan [19].

Pour ce faire, on écrit le signal modulé $s(t)$ sous la forme suivante :

$$m(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_k g(t - kT) \cdot e^{j(\omega t + \varphi_0)} \right] \quad (1.18)$$

On sait que :

$$s_k = a_k + j b_k = A_k e^{j\varphi_k} \quad (1.19)$$

Donc le signal devient :

$$m(t) = A_k \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k) \quad (1.20)$$

$$m(t) = A_k \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cdot \cos(\varphi_k) - A_k \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \cdot \sin(\varphi_k) \quad (1.21)$$

On prend : $a_k = A_k \cdot \cos \varphi_k$ et $b_k = A_k \cdot \sin \varphi_k$ (1.22)

Le signal modulé s'écrit aussi plus simplement :

$$m(t) = \sum_k a_k(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \sum_k b_k(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (1.23)$$

Ou encore :

$$m(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (1.24)$$

En posant :

$$a(t) = \sum_k a_k(t) \quad \text{Et} \quad b(t) = \sum_k b_k(t) \quad (1.25)$$

Le signal $a(t)$ module en amplitude la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ et le signal $b(t)$ module en amplitude la porteuse en quadrature $\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$.

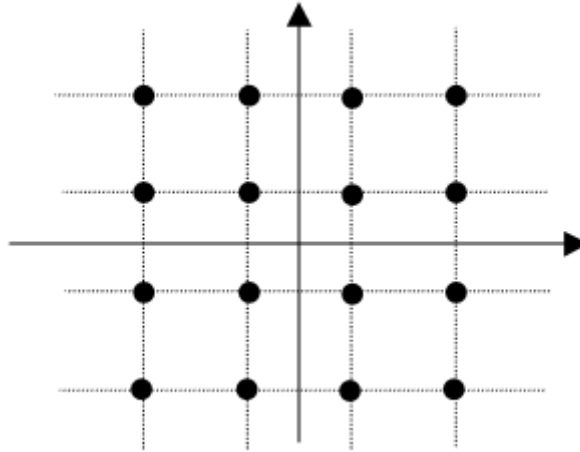


Figure I. 11: Constellation de la modulation QAM-16

5. Conclusion

Ce chapitre est une brève description d'une chaîne de transmission numérique. Il a été ainsi question de présenter les différents éléments du schéma de base de cette dernière. Nous avons défini 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 et de la modulation et ainsi que les codes correcteurs : les codes en blocs et les codes convolutifs en particulier Turbo code et le LDPC.

Chapitre II

Codage et Modulation

1. Introduction

Dans tout système de communication numérique, on cherche à transmettre l'information provenant d'une source vers un récepteur à travers un canal de transmission. Le terme numérique est relatif à la séquence des symboles qu'il utilise pour représenter l'information. En général, pour les communications numériques l'alphabet utilisé est binaire. Ce genre de transmission des données est très intéressant dans le sens où il permet l'utilisation de nombreuses techniques de manipulation de l'information. Parmi celles-ci, nous pouvons penser à la compression de l'information, au cryptage de cette dernière et aussi aux codes correcteurs d'erreurs. Ce sont ces derniers qui font l'objet de beaucoup de recherches actuellement. Les perturbations intervenant sur le canal de transmission 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. Le codage de canal est basé sur l'insertion parmi les éléments d'information d'éléments supplémentaires (la redondance) qui suivent une loi connue.

2. Le Codage

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 [20]. 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 assurent en même temps de très grande vitesse de transmission et de faible cout du codeur et du décodeur. Actuellement, il existe une multitude de méthode visant à produire de bons codes correcteurs.

2.1. Problématique et Classification des codes Correcteurs

Les concepteurs de réseaux ont développé deux stratégies dans le domaine des erreurs de transmission. La première consiste à inclure dans les blocs de données suffisamment de redondance pour que le récepteur soit capable de restituer les données originales à partir des données reçues.

La deuxième consiste à ajouter juste assez de redondance dans les données pour que le récepteur puisse juste détecter les erreurs et demande alors la retransmission des trames erronées.

La figure ci-dessous présente un résumé de la grande famille de codage. Dans la première classe (à droite sur la figure), on trouve les codes la classe des codes en blocs, comme les codes BCH, Reed Muller, Reed Solomon et Goppa, Golay et Hamming. La deuxième classe (à gauche de

la figure) représente les codes en treillis qui présente plus de souplesse par le choix des paramètres et des algorithmes de décodage disponibles. Par exemple, les codes convolutifs binaires systématiques récursives qui sont très utilisés dans les modulations codées (TCM) et les codes concaténés parallèles (Turbo Codes).

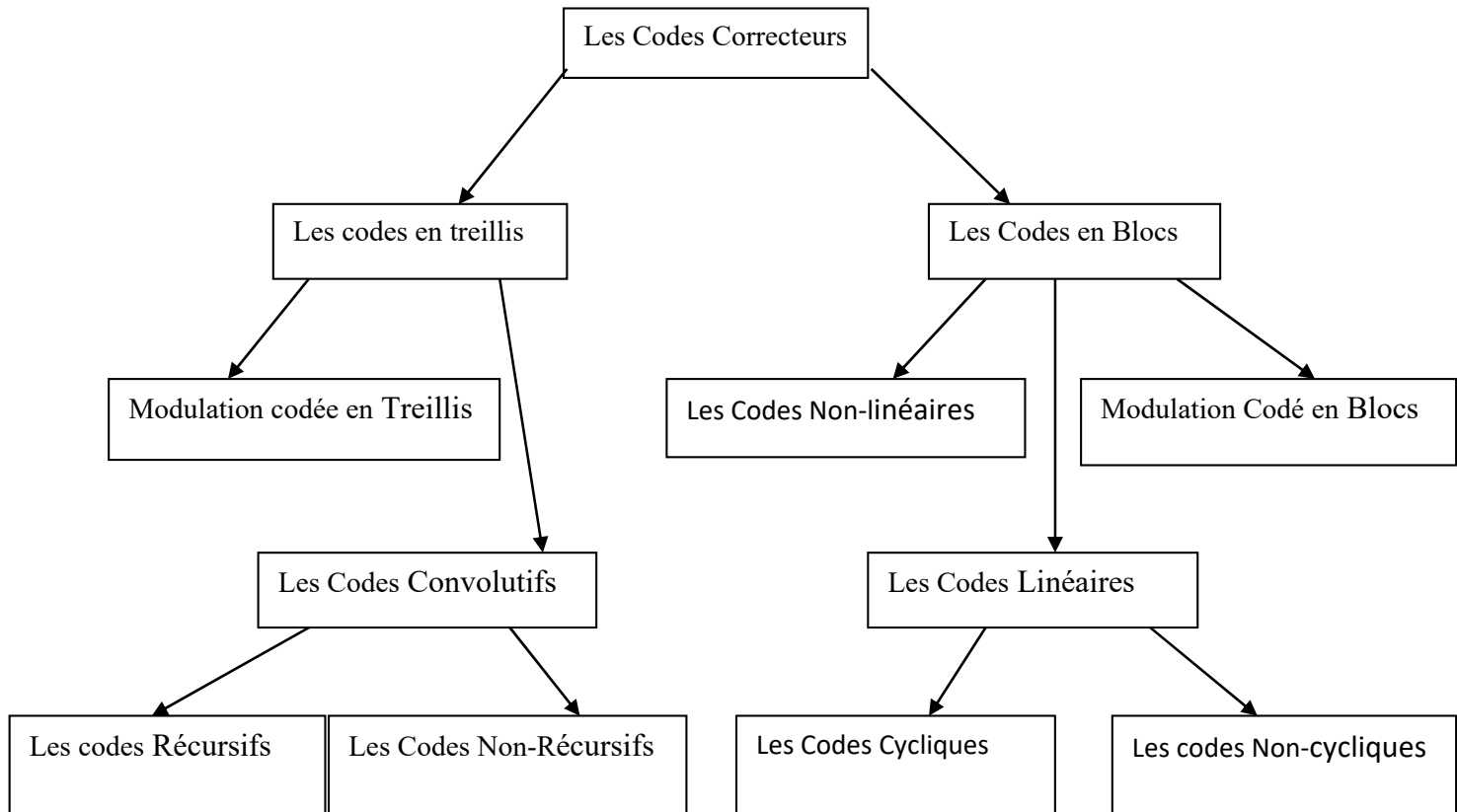


Figure II. 1: La hiérarchie des codes correcteurs.

2.2. Utilisation des codes Correcteurs

Les codes correcteurs d'erreurs sont utilisés pour la transmission (par satellite, téléphonie, disque laser, TV haute définition), qui luttent contre le bruit, traitement d'image et de la parole, cryptographie (signature, carte à puce), compression de données, etc....

2.3. Méthode de correction des erreurs de transmission :

Ces bruits produisent un grand nombre d'erreurs groupées et pour cela des systèmes de détection et de correction d'erreurs ont été développés pour protéger l'intégrité de l'information binaire émise. Ces systèmes sont basés sur un codage supplémentaire de l'information.

On distingue deux stratégies en cas de détection d'erreurs par le récepteur :

- Soit une demande de réémission des bits erronés : c'est la stratégie ARQ (Automatic Repeat Request).

- Soit une correction par décodage canal, on parle de FEC(Forward Error Correction).

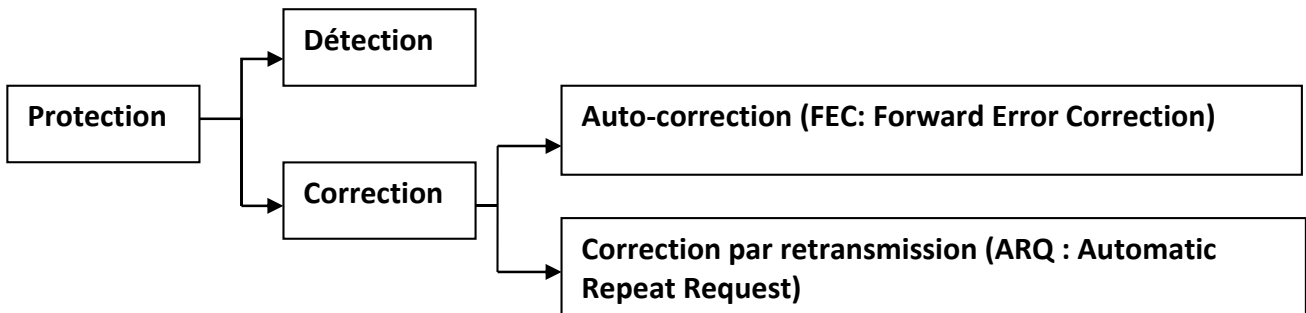


Figure II. 2: Stratégies de protection contre les erreurs de transmission.

2.4. Les familles des codes correcteurs

Les codes correcteurs d'erreurs utilisés dans les standards de communications numériques sont habituellement classifiés en deux familles distinctes. Il s'agit des codes en blocs et des codes convolutifs. Par définition, les codes convolutifs calculent la redondance de manière continue à mesure que le flot de données arrive alors que les codes en blocs génèrent la redondance par blocs de données [21].

2.4.1. Les codes en blocs :

Un code par blocs codant tous les mots de longueur k par certains mots de longueur n , supérieur à k , sera noté $C_{n,k}$. Le nombre n est appelé longueur du code. Toute suite binaire de longueur n peut apparaître à la réception, nous lui réserveront dorénavant le terme de message, qu'elle représente ou non un mot de code.

Bien qu'absolument nécessaire, la redondance alourdit la transmission en temps et charge la mémoire du système, il est donc important d'évaluer le rendement nommé encore taux de transmission du code donné par le rapport :

$$R = \frac{K}{N} \quad (2.1)$$

Et puisqu'il faut utiliser n bits pour k bits d'information à communiquer, le coût du codage est donc proportionnel à $1/R$.

Il est évident que tout codage doit être « injectif », c'est-à-dire que chaque mot de code ne peut coder qu'un seul mot d'information.

On note que pour un code en blocs $C_{N,k}$ il y'a :

- 2^k : Mots d'information de k bits à coder
- 2^N : Messages reçus possibles, de longueur n, dont :
- 2^k : Sont des mots du code.

Après l'encodage, le décodage est nécessaire au niveau de récepteur, cette opération consiste à calculer les distances entre c (le mot de code reçu) et tous les mots du code. Le rapport d / n renseigne donc sur la fiabilité du code [14,22].

2.4.1.1. Codes systématiques

Il est pratique de construire un mot de code de longueur n en ajoutant à la suite des k bits ($i_1 \dots i_k$) d'information, r = (n-k) bits, les r bits appelées les bits de contrôle ou de redondance, formant la clé de contrôle. On obtient le mot de code :

$$c_1 \dots c_k c_{k+1} \dots c_n = i_1 \dots i_k \dots r_1 \dots r_r \quad (2.2)$$

Ce codage est dit systématique ainsi que tout code que l'on peut obtenir par un tel codage et qui est donc un code par bloc particulier.

Le contrôle est alors simple, toute suite de longueur k étant un mot d'information, le récepteur calcule la clé correspondant au mot formé par les k premiers bits du message. Si cette clé est différente de celle qui se trouve en fin du mot reçu, il y a anomalie, signe d'erreur au cours de la transmission. [23].

2.4.1.2. Code linéaire :

Un code linéaire sert à faire correspondre à chaque mot d'information un mot de code, par une fonction linéaire, facilite la construction du code aussi bien que le contrôle des messages reçus.

2.4.1.3. Code de parité

Dans ces genres de codes, intéressons-nous à la transmission des caractères du texte ; un caractère (une lettre ou un signe) est conventionnellement une suite de 7 chiffres binaires. Un texte exprimé sous forme binaire est découpé en mots d'information qui sont ici des caractères.

Le codage appelé par bits de parité consiste à ajouter à la suite de chaque mot d'information, un nouveau bit, de telle sorte que le nombre total de chiffres 1 soit alors de parité fixé (paire ou impaire). Il s'agit d'un code systématique dont la clé de contrôle ne possède qu'un seul bit [20].

2.4.1.4. Code de Hamming :

Un code de Hamming est un code correcteur linéaire. Il permet la détection et la correction automatique d'une erreur si elle ne porte que sur une lettre du message.

Un code de Hamming est parfait, ce qui signifie que pour une longueur de code donnée, il n'existe pas d'autre code plus compact ayant la même capacité de correction. En ce sens, son rendement est maximal.

Le code de Hamming est de paramètres $(2^m - 1, 2^m - m - 1, 3)$, il permet de détecter 3 erreurs et de corriger une seule. Plusieurs méthodes permettent de construire un code de Hamming. Une approche consiste à rechercher les codes cycliques de distance minimale égale à trois, le code apparaît alors comme un cas particulier de code BCH. [20].

2.4.1.5. Codes de Reed-Solomon

Les codes de Reed-Solomon sont des codes cycliques q -aires de longueur $n=q-1$. Le polynôme générateur d'un code de Reed-Solomon est de la forme.

$$g(x) = \prod_{i=1}^{d-1} (x - \alpha^i). \quad (2.3)$$

Où α est un élément primitif du corps fini à q éléments. Il a pour degré $d-1$. Le code correspondant au polynôme générateur ci-dessus a pour longueur $n = q-1$.

Pour distance minimale d et pour dimension $k = n - d + 1$. Nous avons donc affaire à des codes $[n, k, n - k + 1]$.

Ces codes sont efficaces dans la correction d'erreurs par paquet du fait de leur structure. Ils ont été employés dans les communications spatiales et restent encore utilisées dans les codes concaténés.

Un code de Reed-Solomon est un code BCH de longueur $q - 1$ sur F_q .

2.4.1.6. Codes de Reed-Solomon généralisés :

Les codes de Reed-Solomon généralisés, appelés GRS, sont très voisins des codes de Reed-Solomon. Ils sont obtenus en multipliant chaque coordonnée par une constante non nulle dans le corps à q éléments (les constantes peuvent être différentes pour chaque coordonnée). Les paramètres sont ceux des Reed-Solomon.

2.4.1.7. Les codes BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem)

Les codes BCH binaires sont des codes de Reed-Solomon binaires. Lorsque le cardinal de l'alphabet sur lequel un code de Reed-Solomon est défini est une puissance de 2, alors il est possible de définir son sous-code binaire (les mots de code ayant des coefficients 0 ou 1). Ce sous-code est stable par addition (la somme de deux mots binaires est un mot binaire) et donc linéaire. Un code de Reed-Solomon $[n, k, d]$ avec $q = 2^m$ fournira un code BCH binaire $[n, k', d']$. La longueur est conservée, en revanche la distance minimale peut augmenter, et la dimension diminue fortement. Les valeurs exactes de d et k' sont dépendantes de la structure du corps fini et ne peuvent être décrites par des formules closes simples. Si $g(x)$ est le polynôme générateur du Reed-Solomon, alors, le code BCH aura pour générateur le polynôme binaire de plus bas degré multiple de $g(x)$. Le décodage d'un code BCH sera très similaire au décodage du code de Reed-Solomon dont il est issu.

2.4.1.8. Codes produits, codes concaténés

A. Codes produits

Le produit de deux codes linéaires en bloc sur un même alphabet q -aire est défini comme l'ensemble des matrices génératrices dont toutes les lignes sont dans un code et toutes les colonnes dans un autre code. Il s'agit de l'une des premières constructions de codes disposant d'un algorithme de décodage itératif.

B. Codes concaténés

Les codes concaténés ont constitué, et constituent toujours, l'une des constructions les plus utilisées pour obtenir une protection contre des niveaux de bruit importants. Ils risquent d'être supplantés dans les années à venir par les turbo-codes et les codes LDPC.

Dans un schéma concaténé, l'information est codée deux fois séquentiellement. Tels qu'ils ont été décrits initialement par Forney [24] ils utilisent deux codes en bloc. Le premier, le code externe, est défini sur un alphabet de grande taille q et le second, le code interne, binaire en général, codera chaque symbole q -aire afin de fournir une protection supplémentaire. Par la suite, le code interne a été remplacé par un code convolutif. Ce schéma concaténé avec un code convolutif interne et un code de Reed-Solomon externe a été standardisé pour les communications spatiales.

Si l'on se place à la sortie du canal, tout se passe comme si la séquence codée provenait du code interne seul. Ce codeur permet une forte résistance au bruit. L'ajout de redondance sur un code

en possédant déjà avec le premier codeur offre la possibilité de retrouver l'information l'a où un seul codeur n'aurait pas suffi pour la retrouver.

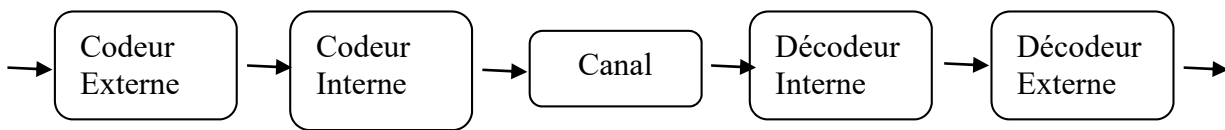


Figure II. 3 : Schéma de codage concaténé.

Comme le montre le schéma de codage d'un code concaténé (figure. II.3) le décodage s'effectue dans l'ordre inverse du codage. Chacun des codes utilisera un algorithme ad hoc (mode de communication qui permet aux ordinateurs de communiquer directement entre eux sans routeur). La construction est efficace car les codes sont complémentaires. Schématiquement, le code interne va corriger les erreurs isolées et le code externe les rafales. De plus, dans les décodeurs les plus élaborés, le résultat du décodage interne pourra être assorti d'une information de fiabilité qui améliore (marginale) les performances du décodeur externe (plus le décodeur interne à corriger d'erreurs, moins l'information fournie est fiable) [24].

2.4.2. Les codes convolutifs

Les codes convolutionnels sont basés sur l'introduction de la redondance à l'aide de registres à décalage [25].

2.4.2.1. Principe de base

Un codeur convolutionnel constituée d'un registre à décalage de $m+1$ étages, de n additionneurs modulo 2 qui sont reliés à certaines des cellules de registre et d'un commutateur qui sélectionne séquentiellement les sorties des n additionneurs.

La valeur $m+1$ est appelée la longueur de contrainte du codeur. Le mot de code dépend ainsi non seulement du message d'information à son entrée k , mais aussi des états de l'encodeur (les bits de message qui ont déjà été codés) et qui sont stockés dans les registres à décalage donc les code convolutifs introduisent par conséquent un effet de mémoire d'ordre m [25].

Le principe d'un codeur convolutionnel est illustré par le schéma de la figure II.4

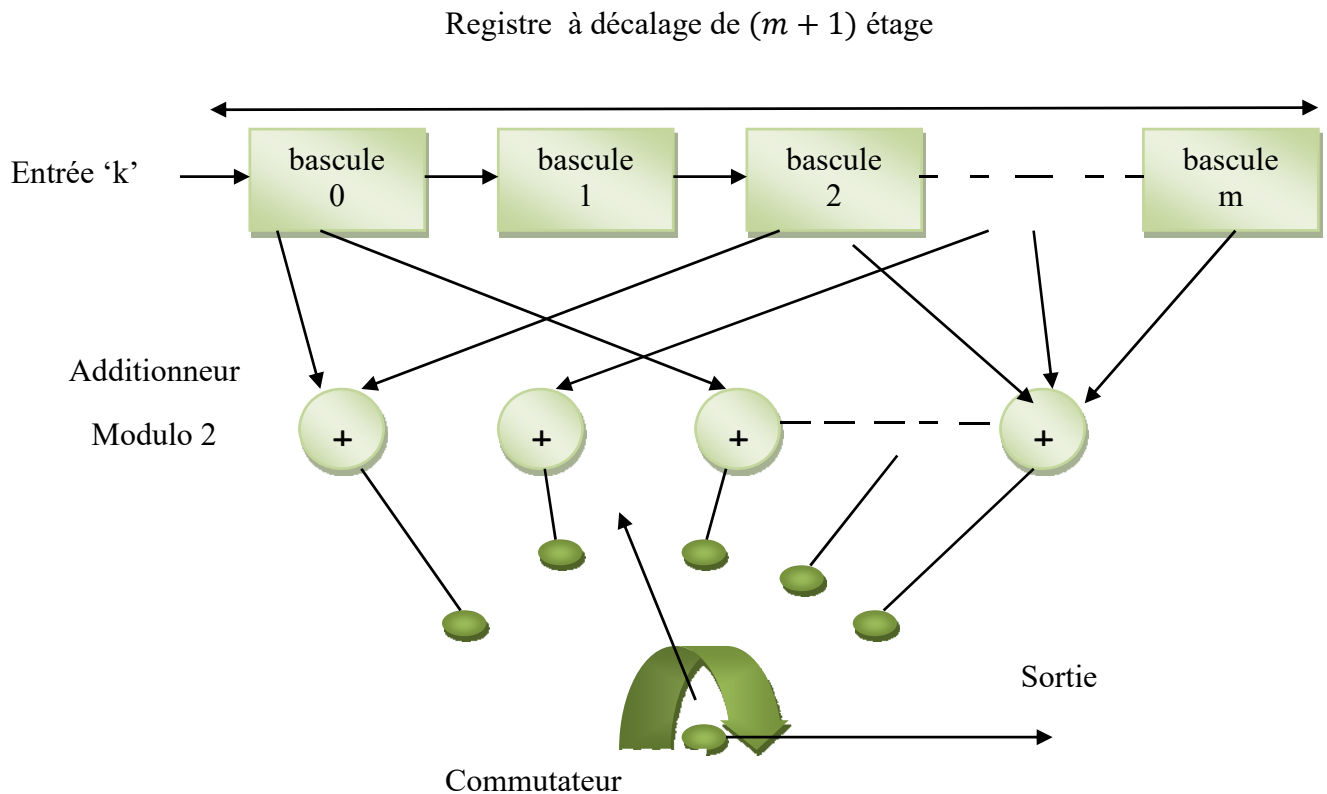


Figure II. 4: Principe d'un codeur convolutionnel .

Il transmet les symboles d'information en série et au début du codage, toutes les cellules de l'encodeur sont initialisées à zéro. Les bits d'information sont introduits dans le registre un par un et la sortie de l'encodeur est égale au produit de convolution entre le symbole d'information présent à l'entrée du codeur convolutionnel et les $(k-1)$ symboles qui précèdent ce dernier (d'où l'expression 'convolutif').

Les trois principaux paramètres qui caractérisent un codeur convolutionnel sont :

- La longueur de contrainte $+1$.
- Le taux de codage $= k/n$.
- Le polynôme générateur.

Chaque polynôme générateur est défini par le paramètre binaire g_{ij} .

avec : $\begin{cases} 1 & \text{s'il y a une connexion à l'additionneur.} \\ 0 & \text{s'il y en a pas.} \end{cases}$ (2.4)

En pratique, on trouve deux types de code convolutif : les codes non systématiques (CNS) et les codes systématiques récurrents (CSR).

3. Turbo code

Les turbo-codes ont été inventés en 1991 par des chercheurs européens, et présentés à la communauté scientifique en 1993, par une équipe de l'École Nationale Supérieure des Télécommunications (l'ENST) de Bretagne dirigée par Claude Berrou et Alain Glavieux [14].

Les turbo-codes sont des codes correcteurs d'erreurs qui permettent d'avoisiner la limite théorique (s'approchera le plus de la limite de Shannon.) de correction sont une concaténation de deux ou plusieurs codes convolutifs de faible complexité. Leur décodage fait appel à un processus itératif « ou turbo », séparés par des blocs d'entrelacements [26].

3.1. Définition :

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 [27].

3.2. Turbo-code série :

David Forney a proposé durant sa thèse de doctorat en 1965 la concaténation série de deux codes convolutifs séparés par des entrelacements (figure II.9). Cette concaténation-là plus classique consiste à relier un codeur de Reed Solomon avec un codeur convolutionnel, séparés par un entrelaceur où un codeur au moins doit utiliser la sortie codée de l'autre. Elle a permis une décroissance exponentielle de la probabilité d'erreur au déprimant d'une complexité accrue de décodage [16][26].



Figure II. 5: Schéma de principe 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 :

$$R = \frac{K}{N} = R_1 \times R_2 \tag{2.5}$$

3.3. 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 convolutifs systématiques récurrents (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 [27][29]. 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 (II.6).

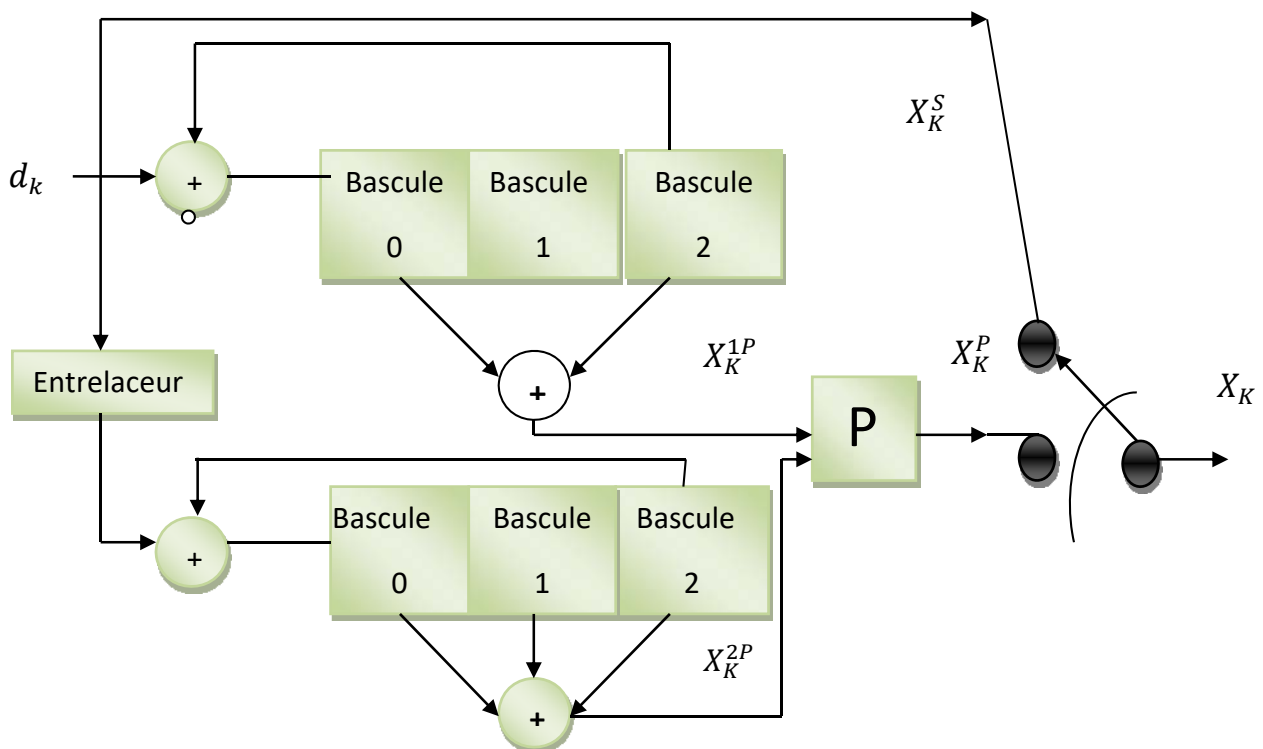


Figure II. 6: Schéma de principe d'un encodeur Turbo parallèle [1].

Lorsqu'une séquence de symboles d_k arrive au codeur, elle passe par deux étapes parallèles. La première correspond au premier codeur de l'étage supérieur. Cette étape est simplement le codage convolutionnel de cette séquence. Elle produit alors une séquence de symboles de parité X_k^{1P} . La séquence d'entrée passe en parallèle par le codeur inférieur après avoir été entrelacée. Ce deuxième codeur produit une séquence de symboles de parité X_k^{2P} . Une fois ces deux symboles de parité générés, ils peuvent être perforés ou non afin de produire la séquence de parité $X_k^P = (X_k^{1P}, X_k^{2P})$ qui sera multiplexé avec les symboles d'information X_k^S . [28]

Le but de la perforation est de supprimer certains symboles de parité afin de faire varier le taux de codage [1]. Le taux de codage, noté R , de l'encodeur turbo obtenu à la suite d'une concaténation parallèle d'un premier codeur de taux de codage R_1 et d'un deuxième codeur de taux de codage R_2 vérifie la relation :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} - 1 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2 - R_1 R_2} \tag{2.6}$$

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 [26].

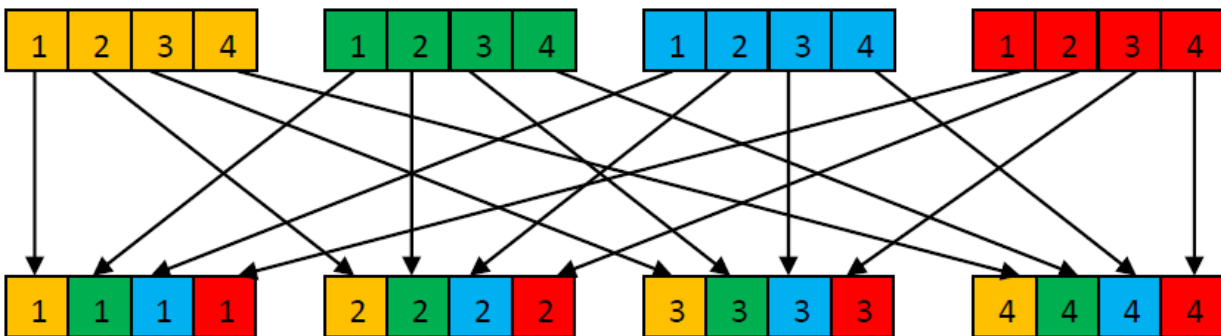


Figure II. 7: Illustration d'un exemple d'entrelaceur.

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 [2].

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 du délai (des registres à décalages). Dans la transmission [2].

3.5. Décodage des turbos codes :

Le décodage d'un turbo-code binaire utilise la technique de décodage itératif présenté sur le schéma de principe de la figure (II.8).

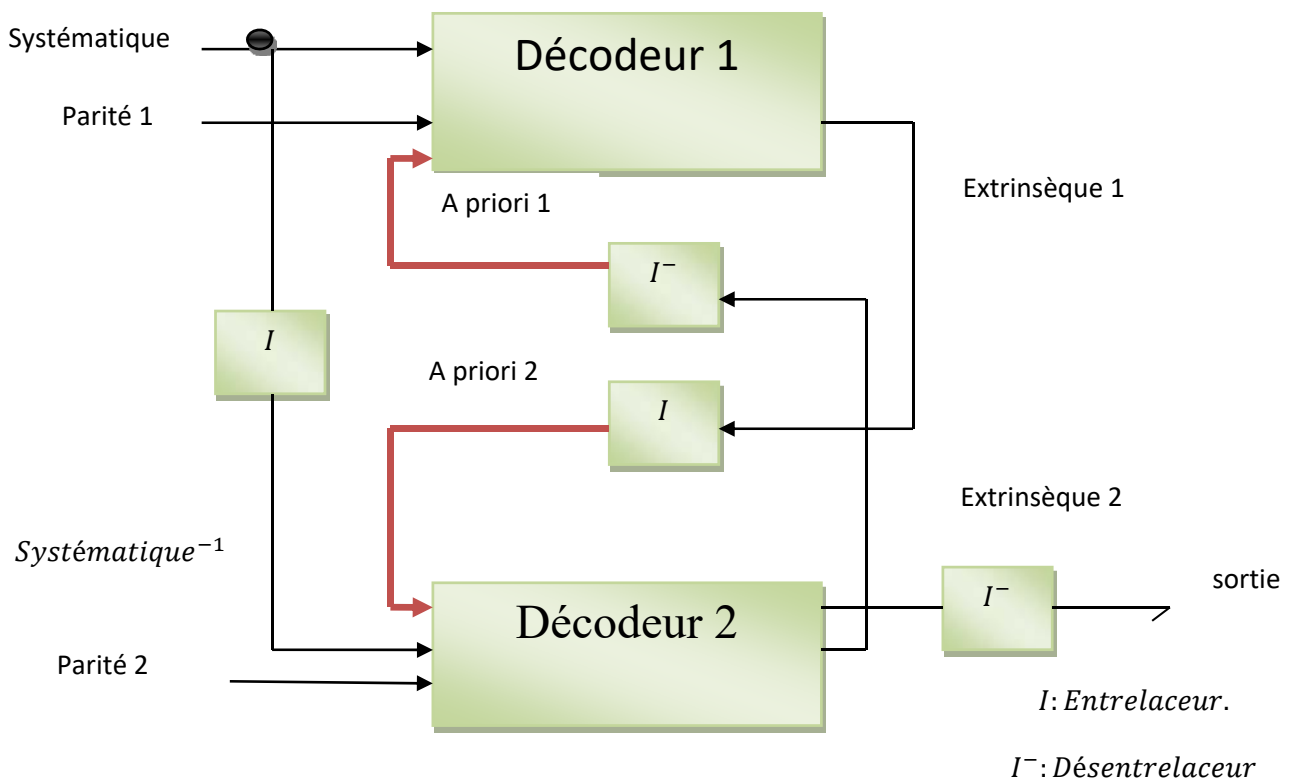


Figure II. 8: Principe de décodage itératif [30].

La boucle permet à chaque décodeur de tirer profit de l'ensemble des informations disponibles. Les grandeurs considérées à chaque nœud du montage sont des LRV (Logarithmes de Rapport de Vraisemblance), les opérations de décodage étant effectuées dans le domaine logarithmique [26].

En 1966, Chang et Hancock ont développé un algorithme minimisant la probabilité d'erreur par symbole. Cet algorithme est appelé MAP (Maximum a Posteriori), qui utilise de la règle du maximum a posteriori c.à.d. De prendre le maximum des probabilités a posteriori (APP) du symbole ou bit envoyé dans le canal. Le calcul de l'APP se base sur l'observation de la séquence reçue, d'où la nomination "a posteriori" [29].

➤ **Logarithmes de Rapport de Vraisemblance :**

Ce rapport LRV est donné par la relation suivante

$$L(d_k) = \log \frac{p(d_k = 1)}{p(d_k = 0)} \quad (2.7)$$

Avec :

$$d_k = \begin{cases} 1, & L(d_k) \geq 0 \\ 0, & L(d_k) < 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

Il faut noter que si le LRV est positif, la valeur de $d_k=1$ est plus probable que celle de $d_k = 0$, et inversement. Le LRV conditionnel de d_k en fonction de la la séquence reçue y peut être défini comme:

$$L(d_k / y) = \log \frac{p(d_k = 1/y)}{p(d_k = 0/y)} \quad (2.9)$$

Les probabilités conditionnelles $p(d_k = 1/y)$ et $p(d_k = 0/y)$ sont connues comme étant des probabilités à posteriori du bit décodé d_k [15].

➤ **Principe de décodage itératif :**

La technique de décodage illustrée par la figure (II.8) se fait par itérations de deux étapes. En Contrairement au codage, les blocs décodeurs sont en série et non en parallèle. Chaque décodeur agit l'un après l'autre. A partir des séquences reçues le 1^{er} décodeur décode le bloc reçu, il transmet une information extrinsèque liée au logarithme du rapport de vraisemblance. Cette information est une évaluation de la fiabilité du décodage du 1^{er} décodeur. Le 2^{eme} décodeur disposant de cette information de fiabilité, ainsi que les symboles de parité issu du deuxième codeur. Si certaines erreurs ne sont pas corrigées par le 1^{er} décodeur, elles peuvent être corrigées par le 2^{eme}. Ces deux étapes se répètent par une boucle de contre réaction [1].

Le décodage itératif fonctionne au niveau des bits d'information et non au niveau des mots de code. L'objectif est l'estimation de l'APP de chaque bit d'information [15].

➤ **Structure d'un turbo décodeur**

Le décodage d'un turbo-code binaire s'appuie sur le schéma de principe de la figure II.9. Le LRV en sortie d'un décodeur du code systématique peut être vu comme la somme de deux termes :

- L'information intrinsèque (en provenance du canal de transmission).

- L'information extrinsèque.

L'information extrinsèque obtenue à la sortie d'un décodeur devient une information à priori pour l'autre décodeur après avoir été entrelacée (figure II.8).

- A la i^{eme} itérations : Pour générer les informations extrinsèques qui seront entrelacées avant d'être transmises au DEC2 comme entrée a priori. Le DEC1 reçoit l'information systématique, les informations de parité 1 et a priori.
- A la première itération : Nous n'avons pas besoin d'ajouter l'information a priori.

Le DEC2 reçoit l'information extrinsèque entrelacée, de l'information systématique entrelacée, et de la parité du 2^{eme} codeur pour générer la 2^{eme} information extrinsèque qui sera délacée à son tour, puis retournée, via la boucle de retour vers le DEC1 [1].

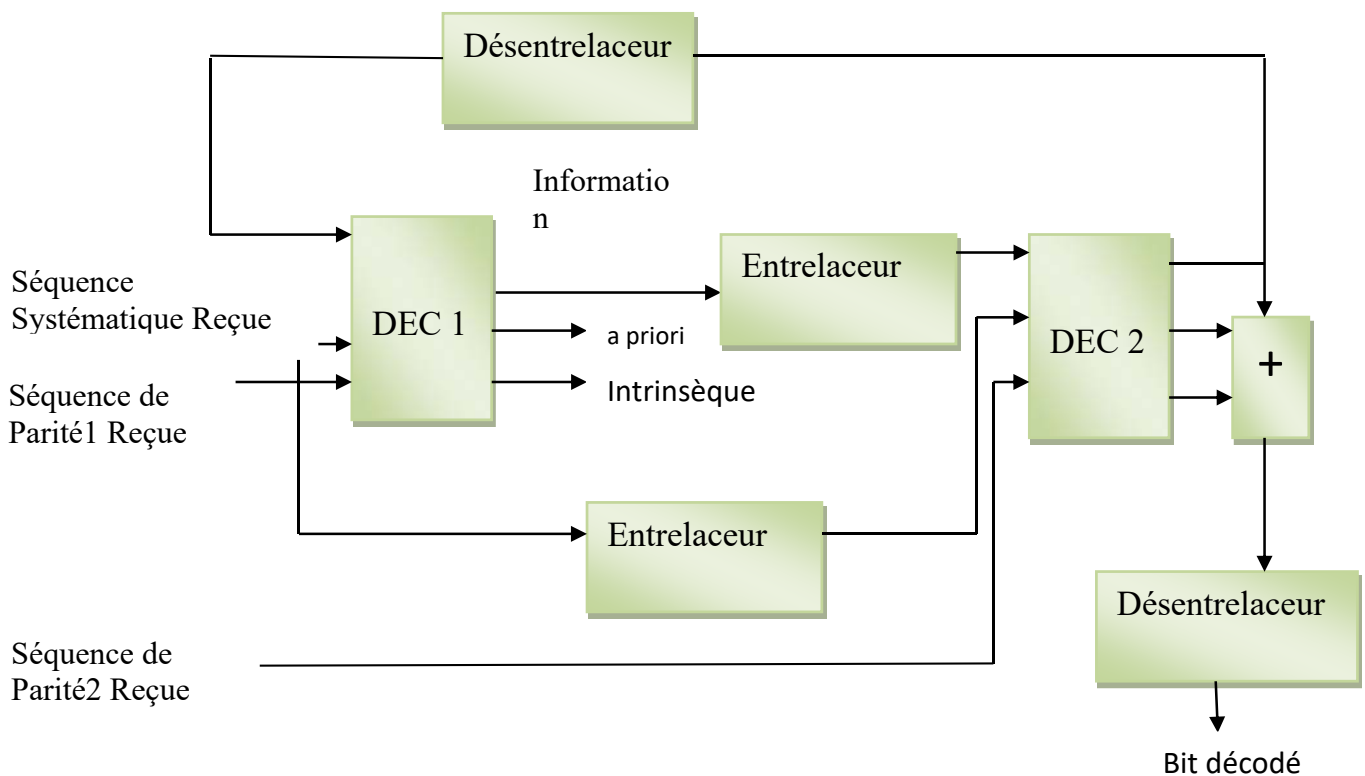


Figure II. 9: schéma de principe d'un décodeur

Après un nombre fixe d'itérations, la décision finale sur les bits du message est basée sur les valeurs extrinsèques des deux décodeurs et les valeurs du canal. Il est important de noter que seules les valeurs extrinsèques sont mises à jour à chaque itération, les valeurs du canal correspondant aux bits du message restent toujours fixes [29].

L'objectif de l'entrelacement est de disperser les erreurs qui arrivent en rafale difficilement détectable par les décodeurs MAP [30].

3.6. Applications des turbo-codes :

En raison de leurs performances, les turbo-codes ont été intégrés dans de nombreux standards de communication et en particulier pour les communications spatiales. L'ESA (European Space Agency) a été la première à les utiliser pour la sonde lunaire Smart-1 (lancement le 27 septembre 2003, orbite autour de la Lune le 15 novembre 2004 et alunissage en septembre 2006). La NASA les utilise depuis 2003 pour toutes ses sondes spatiales. Les turbo-codes sont utilisés de manière intensive pour les communications par flot en général : ADSL-2, la téléphonie mobile (UMTS, 3G) ou encore le nouveau standard DVB-S2 de télévision haute définition (HDTV) normalisé en mars 2005 [30].

4. Codes low density parity check (LDPC)

Le code LDPC (Low Density Parity Check) $C(n, k)$ est un code correcteur d'erreur de classe code block linéaire. Il est défini uniquement par la matrice de parité H^1 . Cette matrice est généralement binaire et de plus doit être creuse. Les poids maximaux des lignes et des colonnes doivent être limités pour que l'ensemble des matrices de parité reste des matrices de faible densité. Comme tous les codes de block linéaire les mots code sont les vecteurs d'un sous-espace de dimension k immergé dans un espace vectoriel de dimension n . Le paramètre n s'appelle la longueur du code. Le rendement qui mesure la quantité d'information contenue dans un bit d'un mot de code définit par $R = k/n$.

Initialement, Gallager avait défini les codes LDPC par des contraintes plus fortes. En effet, il considère dans [11] que en 1963 la matrice de parité doit contenir exactement w_c valeurs non nulles par ligne et w_r valeurs non nulles par colonne. Par conséquent, chaque élément du mot code participe à w_r équations de contrôle de parité et chacune de ces équations est composée de w_c bits. Cet ensemble de codes LDPC est paramétré par w_r , w_c et dont le rendement vérifie

$$R = \frac{k}{n} \geq 1 - (w_r/w_c) \quad (2.10)$$

La matrice H peut être aussi représenté par un graphe bipartite connu par le graphe de Tanner.

4.1. Représentation des codes LDPC

Le code LDPC peut être indiqué sous deux formes : la forme matricielle et la représentation graphique dit aussi le graphe de Tanner.

4.1.1. Représentation Matricielle

Le code LDPC peut être représenté par la matrice de parité $H(n,m)$ caractérisée par :

- m Équations de contrôle de parité qui doivent être satisfaites par les bits codés (nœuds de contrôle).
- n : est le nombre de bits du mot-code (nœuds des variables ou de bit).

Les nœuds de variables (variable nodes) ou les bits nœuds w_c et les nœuds de contrôle (check nodes) w_r représentent le nombre les éléments non nuls dans chaque ligne et colonne respectivement.

Notons que pour une matrice de parité H de faible densité il faut que $w_c \ll n$ et $w_r \ll m$.

Exemple d'une matrice de parité $H(8,4)$:

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Dans cette matrice : $w_c = 4$ pour chaque ligne et $w_r = 2$ pour chaque colonne.

4.1.2. Représentation graphique (graphe de TANNER)

On peut représenter la matrice de parité H sous forme d'un graphe bipartie dit le graphe de Tanner de la manière suivante :

Les noeuds sont de deux types : les noeuds de variables et les noeuds de parités. Les nœuds de variables représentent les symboles du mot de code (code Word) et les noeuds de parités (check nodes) correspondent aux équations de parité. Un noeud de variable v_i est relié à un noeud de parité par C_j une branche, si et seulement si, l'élément h_{ij} de la matrice de contrôle de parité H est non nul ($h_{ij}=1$).

Par convention, les noeuds de variables seront représentés par des cercles et les noeuds de parité par des carrés. La représentation par un graphe d'un code LDPC nous permet aussi d'introduire l'idée de cycle. Un cycle existe dans un graphe dès lors qu'il y a un chemin pour quitter un noeud et revenir sans passer par les mêmes branches. Le nombre de branches traversées détermine la longueur du cycle. Un graphe sans cycle est appelé un arbre. Le graphe de Tanner ci-dessous représente la matrice précédente :

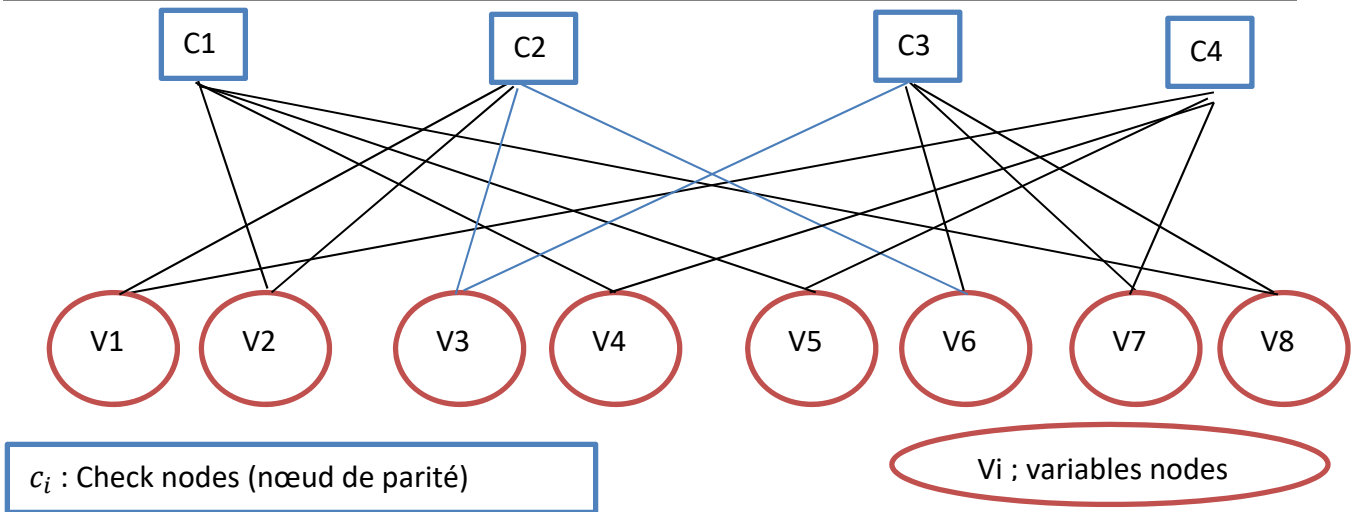


Figure II. 10 : Le graphe de TANNER.

4.2. Les codes LDPC régulière et irrégulière

Un code LDPC dit régulier si et seulement si pour chaque ligne w_c est constant et pour chaque colonne w_r est constant. Où w_c et w_r sont les coefficients des éléments non nuls [31].

Donc
$$m \cdot w_r = n \cdot w_c \tag{2.12}$$

Les coefficients des éléments non nuls ne sont pas constants dans chaque ligne de la matrice de parité H ou dans chaque colonne on dit alors que la matrice est irrégulière.

On a alors :
$$m \cdot \sum_i v_i = n \cdot \sum_i c_i \tag{2.13}$$

Les codes LDPC réguliers sont plus faciles à réduire la complexité dans les implémentations matérielles (hardware) et logicielles (software). D'autre part, les codes LDPC irréguliers ont une meilleure performance que les réguliers [32].

Par exemple la matrice (2.11) est une matrice régulière où $(w_c, w_r) = (2, 4)$.

Donc : $n \cdot w_c = 8 \cdot 2 = 16$ et $m \cdot w_r = 4 \cdot 4 = 16$.

4.3. Le décodage de LDPC

4.3.1. Principe

L'avantage des codes LDPC par rapport aux autres codes c'est que leur décodage ne pose pas autant de problèmes pour les chercheurs que leur construction. Cet aspect important est principalement dû à la faible densité de la matrice de parité.

4.3.2. Algorithme de décodage par propagation de confiance (BP)

Pour décrire les algorithmes de décodage itératif des codes LDPC, nous utiliserons la notation du tableau II.1. Considérons un code LDPC (n, k) avec une matrice de contrôle H de taille $(n - k) \times n$. Avec $R = k/n$ le taux de codage. $C = (C_1, C_2, \dots, C_n)$ Désigne le mot de code. E_b et l'énergie binaire moyenne normalisée à 1. N_0 Densité moyenne du bruit. $r = (r_1, r_2, \dots, r_n)$ est le vecteur reçu. $z = (Z_1, Z_2, \dots, Z_n)$ est le vecteur estimé obtenu à partir de r .

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

Tableau II. 1 : Notion utilisée pour les algorithmes de décodage LDPC.

Le décodage par l'algorithme de propagation de croyance (BP) peut être conduit soit dans le domaine probabiliste soit dans le domaine logarithmique [35][36].

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

A. Algorithme de décodage BP probabiliste

- L'algorithme est décrit comme suite :

Entrée :

- Définir une probabilité a posteriori (APP) f_j^0 et f_j^1 pour chaque bit c_j

$$f_j^1 = P(c_j = 1|r_j) = \frac{1}{1 + e^{-\frac{2r_j}{\sigma^2}}} \tag{2.14}$$

$$f_j^0 = 1 - f_j^1 \tag{2.15}$$

Initialisation :

- Initialisés les variables q_{ij}^0 et q_{ij}^1 aux valeurs f_j^0 et f_j^1 .
- Régler le compteur de boucle et le nombre maximum d'itérations i_{max} .

Traitement itératif :**1. Opération sur les lignes**

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

$$\delta q_{ij} = \prod_{j' \in N(i) \setminus j} \delta r_{ij'}^a \quad (2.16)$$

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

2. Opération sur les colonnes

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

$$q_{ij}^a = \alpha_{ij} f_j^a \prod r_{ij}^a \quad (2.17)$$

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

3. Décision :

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

$$q_j^a = \alpha_j f_j^a \prod r_{ij}^a \quad (2.18)$$

$$\hat{c} = \begin{cases} 1, & q_j^1 > q_j^0 \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.19)$$

4. Teste de la parité :

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

5. Compteur d'itérations :

- Arrêter si $i > i_{max}$ sinon aller à 1.

4.4. Les avantages

Les codes LDPC sont en grande compétition avec les codes turbo dans les systèmes de Communication numérique qui demande une fiabilité élevée. Aussi, les codes LDPC ont quelques avantages par rapport aux codes turbo :

- Ils ne nécessitent pas d'entrelacer pour réaliser une bonne performance d'erreur.
- Ils ont une meilleure performance par trame.
- Leur plancher d'erreur se produit à un niveau de BER de beaucoup inférieur.
- Leur décodage n'est pas basé sur un treillis et peut être réalisé par un processus parallèle.

5. La modulation

Elle associe à chaque symbole émis un signal de durée τ_m . Le type du signal dépend des propriétés physiques du support de transmission (canal) choisi. Ainsi, l'information peut être véhiculée par une tension ou un courant si le support est filaire (cuivre), une onde lumineuse si le support est optique (fibre optique) ou une onde électromagnétique ou radioélectrique dans le cas d'un support aérien (air ou vide). La modulation permet de remédier à tous les inconvénients liés à une transmission en bande de base, citons quelques limitations [33] :

- Les signaux basse fréquence sont les plus atténués sur la ligne.
- Pas de propagation pour les signaux de fréquence en dehors de la bande passante du canal.
- Pertes et affaiblissement proportionnels à la longueur et aux types du support de transmission.
- Impossibilité de différencier plusieurs communications sur un même support.
- Régénération périodique du signal sur une longue distance.

5.1. La modulation BPSK

Avant d'être transmis, la séquence multiplexée issue d'un codeur turbo sera modulée. Il existe de nombreux types de modulation pour les communications numériques. Néanmoins, pour notre recherche, nous n'en avons utilisé qu'une, à savoir la modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying). Cette dernière est une modulation très utilisée dans l'étude théorique des communications numériques. Effectivement, elle est caractérisée par une faible probabilité d'erreur par bit, et par son efficacité au niveau de la puissance de transmission par rapport aux autres types de modulation [14].

Par exemple, la modulation BPSK offre un gain de 3 dB par rapport à la modulation binaire de fréquence (BFSK) [34].

En BPSK, les phases opposées de la porteuse (0 et π) sont transmises toutes les T_b secondes en considérant T_b la durée temporelle d'un bit. Ces phases sont aussi représentées par $+1$ et -1 .

Ces derniers viennent des expressions $\cos(\omega_p t)$ et $\cos(\omega_p t + \pi)$. Ceci se représente sous forme de constellation à deux points. Chaque bit entrant dans le modulateur BPSK se retrouvera en l'un de ces deux points de cette constellation. Ceci est alors une modulation par phase.

Mathématiquement on peut exprimer un signal BPSK de la façon suivante :

$$s_0(t) = - \left(\sqrt{2 \frac{E_b}{T_b}} \right) \cos(2\pi f_p t) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (2.20)$$

$$s_1(t) = + \left(\sqrt{2 \frac{E_b}{T_b}} \right) \cos(2\pi f_p t) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (2.21)$$

D'où :

- $s_0(t)$: Signal BPSK lorsqu'on transmet un 0.
- $s_1(t)$: Signal BPSK lorsqu'on transmet un 1.
- T_b : Durée de transmission d'un bit.
- f_p : Fréquence porteuse.
- E_b : Energie par bit du signal transmis.

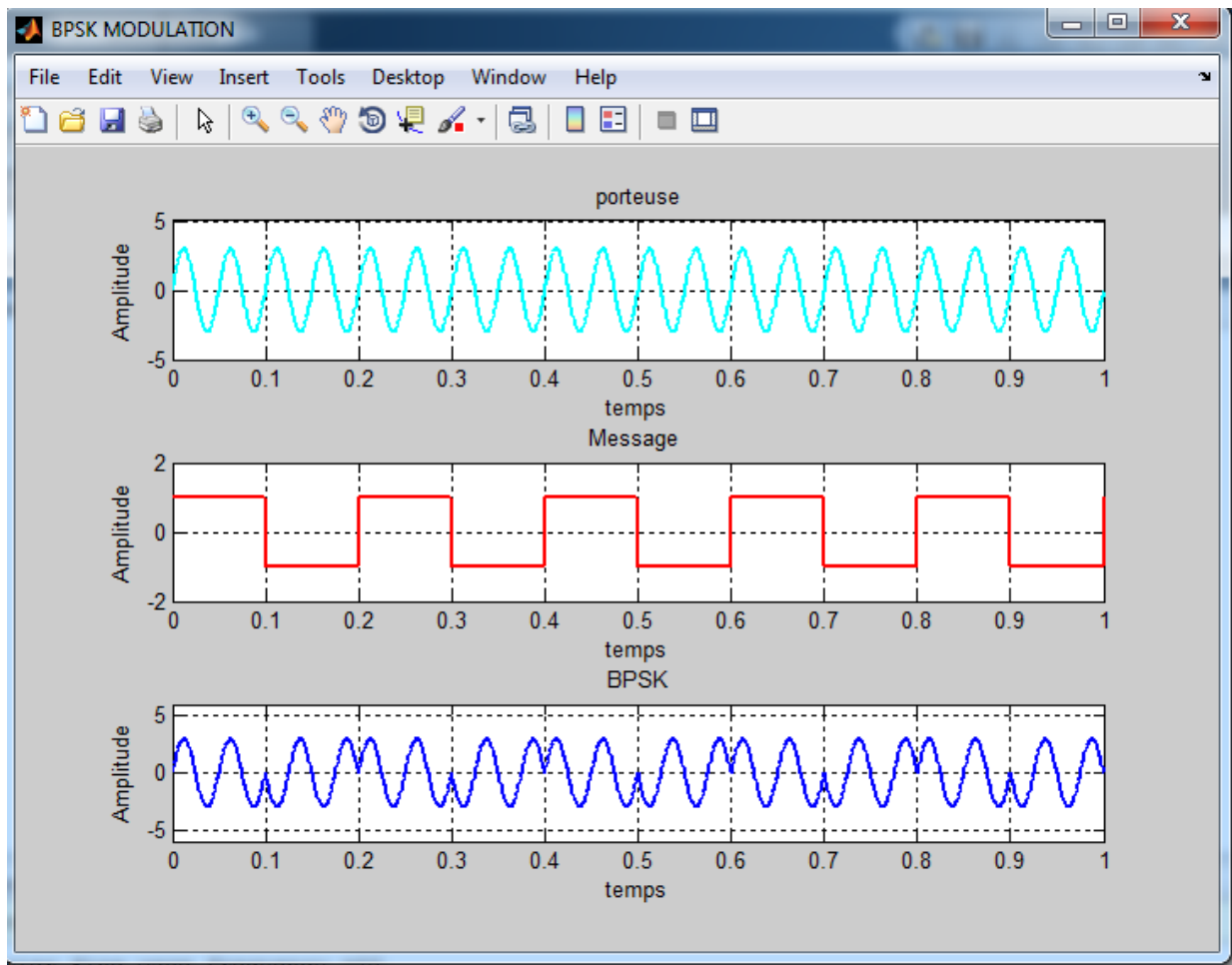


Figure II. 11: Principe de la modulation BPSK.

6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit les concepts de base principaux des codes correcteurs d'erreurs avec les deux types ; les codes en blocs et les codes convolutifs qui permettent d'augmenter la capacité d'un canal. En ce qui concerne la description des codes, l'accent a été mis sur deux types de code : les turbo-codes et les codes LDPC dont nous avons détaillé l'étude théorique. Nous allons exploiter, dans le prochain chapitre, cette étude pour simuler sous Simulink les performances des codes LDPC et les turbo codes.

Chapitre III : Modélisation et Simulation des codes Turbo et LDPC sous Simulink.

1. Introduction

La simulation des systèmes des communications est un moyen efficace et rapide pour mettre en relief les performances et les principales difficultés de conception de ces derniers . En se servant d'un outil de simulation comme Matlab/Simulink , il est possible de modéliser des chaînes de transmissions et analyser par exemple les performances en termes de taux d'erreur binaire.

Dans ce chapitre, nous allons modéliser et simuler une chaîne de communication numérique contenant le code correcteur Turbo code en premier temps puis le code LDPC en deuxième temps, nous allons aussi illustrer et discuter les performances de la chaîne de transmission qui utilise les deux codes.

2. Présentation de MATLAB et Simulink

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.

SIMULINK est l'extension graphique de MATLAB permettant de représenter les fonctions mathématiques et les systèmes sous forme de diagramme en blocs et de simuler le fonctionnement de ces systèmes.

3. Chaîne de transmission sans codage canal et avec modulation BPSK

En premier, comme il est présenté dans la figure III.1, nous avons modélisé et simulé une chaîne de transmission sans codage transmettant dans un canal Gaussien et avec modulation BPSK seule.

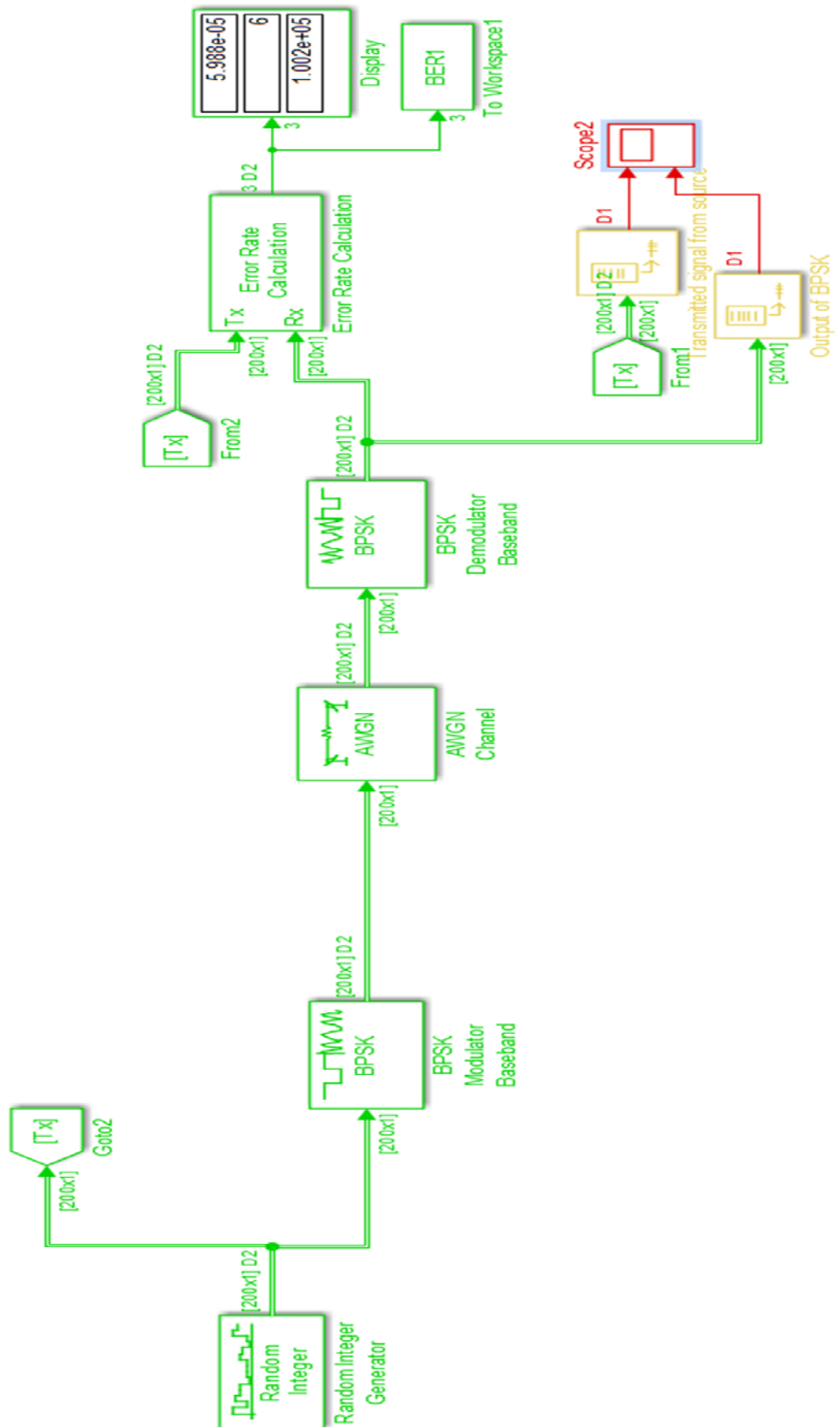
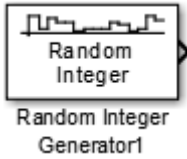
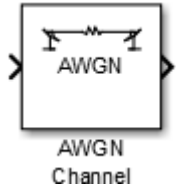
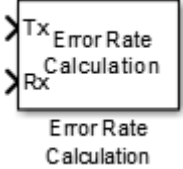
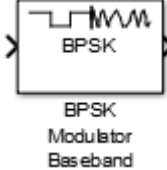
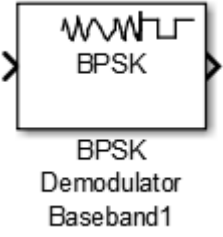
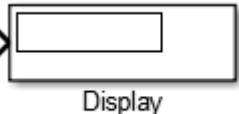



Figure III. 1: Chaîne de transmission sans codage canal avec modulation BPSK.

Après la génération des données aléatoires de types entiers, le bloc de modulation BPSK effectue la modulation numérique en bande de base afin de placer les symboles numériques dans la constellation en code Gray. Son principe est de transformer les données binaires en symboles complexes. Le canal de transmission est supposé un canal additif à bruit blanc Gaussien, dont les paramètres de base sont : E_b/N_0 (SNR par bit), Input signal power (puissance du signal en watt), Symbol période (temps d'un bit). Le bruit est additionné au signal ce qui déforme le signal initial. A la réception, les techniques inverses sont appliquées pour reconstruire le signal original.

Dans ce travail, nous avons modélisé et simulé la chaîne de communication numérique sous Simulink. Dans le tableau 1, il est expliqué les différents blocs utilisés de la bibliothèque de Simulink dans la simulation de la chaîne de communication numérique de la figure III.1 :

Nom du bloc	Librairie	Description	Schéma
Random Integer Générâtes	Communication System Toolbox> Comm Sources/ Random Data Sources	Générateur numérique génère aléatoirement des entiers répartis uniformément dans l'intervalle $[0, M-1]$ où M (M-ary number) est le nombre de M-matrice dans T_b secondes (Sample time)	 The diagram shows a rectangular block with an input arrow on the left and an output arrow on the right. Inside the block, there is a small plot of a random signal. Below the block, the text reads "Random Integer Generator".
AWGN Channel	Communication SystemToolbox>Channels	Générateur d'un bruit blanc additif ces paramètres essentiels sont : E_b/N_0 (SNR par bit), Input signal power (puissance du signal en watt), Symbol period (temps d'un bit)	 The diagram shows a rectangular block with an input arrow on the left and an output arrow on the right. Inside the block, there is a small plot of a signal with noise. Below the block, the text reads "AWGN Channel".

<p>Errol Rate Calculation</p>	<p>Communication System Toolbox>Comm Sinks</p>	<p>Calcul le Taux d'Erreur Binaire, il compare les données d'entrée de l'émetteur avec celles d'un récepteur. Il donne le $BER = \text{Nombre de bits erronés} / \text{Nombre total de bit transmis}$</p>	 <p>The diagram shows a rectangular block labeled 'Error Rate Calculation'. On the left side, there are two input ports: the top one is labeled 'Tx' and the bottom one is labeled 'Rx'. The block is positioned above the text 'Error Rate Calculation'.</p>
<p>BPSK Modulator Baseband</p>	<p>Communication System Toolbox/Modulation/Digital Baseband Modulation/PM</p>	<p>Permet d'effectuer l'opération de modulation</p>	 <p>The diagram shows a rectangular block labeled 'BPSK Modulator Baseband'. On the left side, there is an input port. On the right side, there is an output port. Above the block, there is a small waveform icon representing a modulated signal. Below the block, the text 'BPSK Modulator Baseband' is written.</p>
<p>BPSK Demodulator Baseband</p>	<p>Communication System Toolbox/Modalulation/Digital Baseband Modulation/PM</p>	<p>Démodule un signal qui a été modulé à l'aide de la méthode de modulation par déplacement de phase binaire. L'entrée est une représentation en bande de base du signal modulé.</p>	 <p>The diagram shows a rectangular block labeled 'BPSK Demodulator Baseband1'. On the left side, there is an input port. On the right side, there is an output port. Above the block, there is a small waveform icon representing a demodulated signal. Below the block, the text 'BPSK Demodulator Baseband1' is written.</p>
<p>Display</p>	<p>Simulink/Sinks</p>	<p>Le bloc d'affichage indique la valeur des données d'entrée</p>	 <p>The diagram shows a rectangular block labeled 'Display'. On the left side, there is an input port. Inside the block, there is a smaller rectangular area representing the display window. Below the block, the text 'Display' is written.</p>
<p>Scoop</p>	<p>Simulink/commonly Used Blocks</p>	<p>Affiche son entrée par rapport au temps de simulation, il permet de régler la durée et la plage des valeurs d'entrée affichées.</p>	 <p>The diagram shows a rectangular block labeled 'Scope'. On the left side, there is an input port. Inside the block, there is a smaller rectangular area representing the scope window. Below the block, the text 'Scope' is written.</p>

BER	Simulink/Sinks	Stocker la variable et sauvegarder le taux d'erreur binaire dans le Workspace Matlab	
Goto TX	HDL coder/Signal Routing	Utiliser pour stocker l'information source generé par random integer et les envoyer a from 1 et from 2 .	
Unbuffer	DSP système Toolbox/Signal Management/Buffers	Il rend le signal parallèle en série	

Tableau III. 1: Paramètres de la chaine de transmission avec modulation BPSK.

3.1. Simulation de la chaine avec BPSK et sans codage :

La figure III.2 représente les signaux aléatoires à l'entrée et le signal récupéré à la sortie. A la première vue, on remarque que les deux signaux ont les mêmes grandeurs physiques. Les performances de communications numériques de cette chaine sont représentées à la figure III.3, où il est représenté le taux d'erreur en bit (bit erreur rate BER) en fonction du rapport signal bruit E_b/N_0 . On remarque que les courbes de performances pour les cas où la longueur L est 200 ou 32400 restent presque les mêmes que la courbe théorique exacte. C'est-à-dire que la longueur L n'influe pas sur les performances de la transmission.

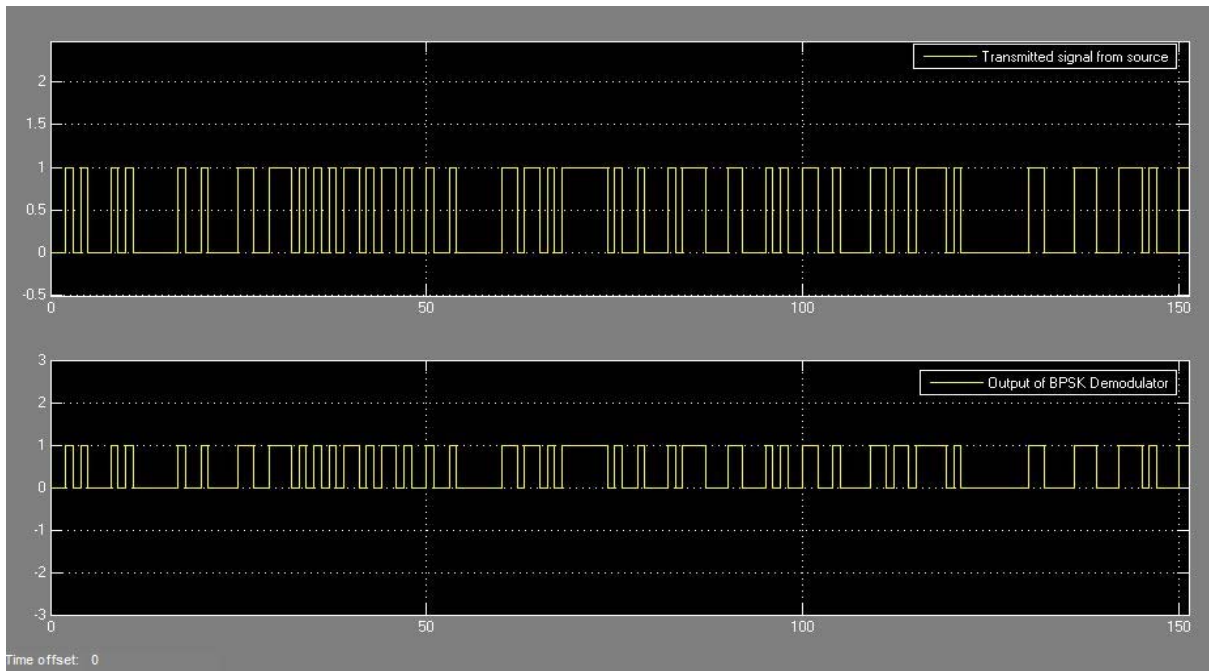


Figure III. 2 : Représentation des données d’entrée et de sortie.

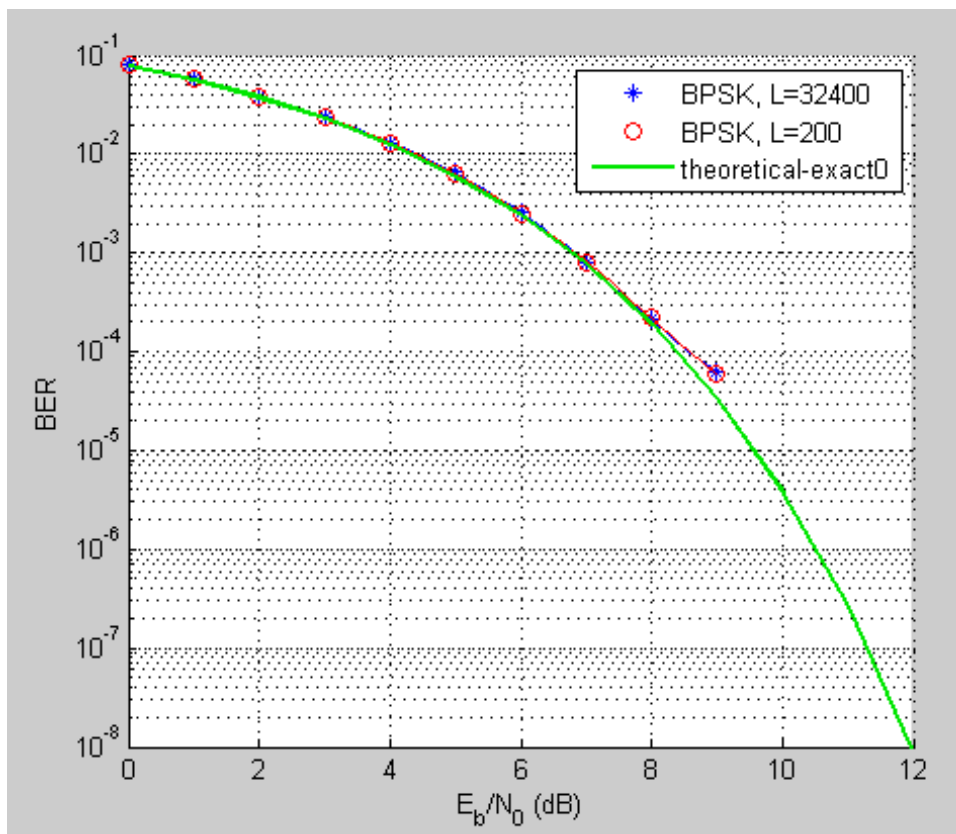


Figure III. 3 : Simulation de la modulation BPSK.

4. Modélisation de la chaine de communication avec Turbo-code :

Dans la Figure III.4 ci-dessous, nous avons inclus dans la chaine de communication numérique précédente le bloc Turbo-code.

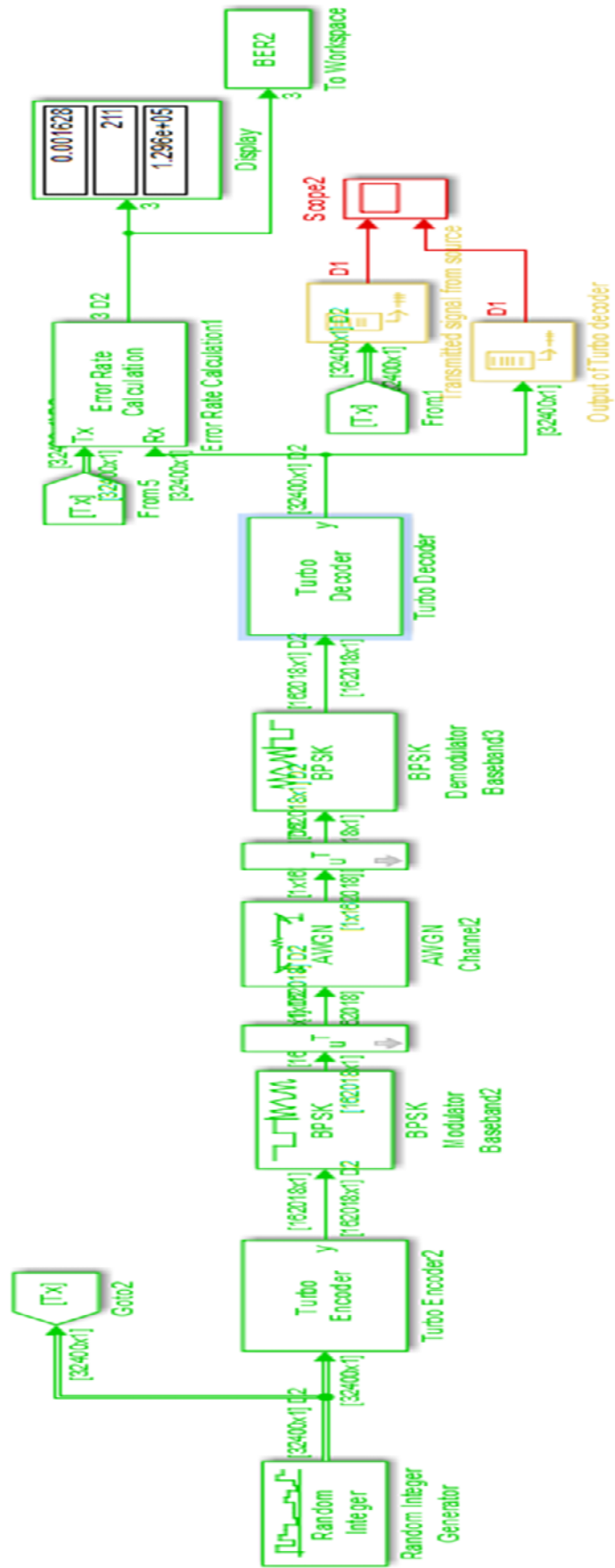


Figure III. 4 : Modélisation de la chaine de transmission numérique avec un codage turbo code.

Après un générateur aléatoire des données de types entiers, le bloc turbo-encoder est ajouté à la chaîne de transmission pour coder l'information ou bien le message émis. Le bloc de modulation BPSK qui effectue la modulation numérique en bande de base afin de placer les symboles numériques dans la constellation en code GRAY. Son principe de fonctionnement est de transformer les données binaires en symboles complexes. Ensuite, le bloc 'AWGN' qui simule un canal additif à bruit blanc gaussien, dont les paramètres de base sont : E_b/N_0 (SNR par bit), input signal power (puissance du signal en Watt), symbole période (temps de bit). A la réception, les techniques inverses sont appliquées pour reconstruire le signal original.

On définit les paramètres rajoutés dans la chaîne de transmission qui sont :

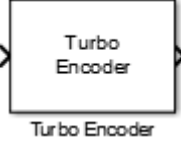
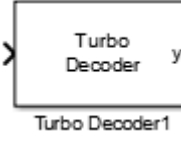
Nom du bloc	Librairie	Description	Schéma
Turbo Encoder	Communication System Toolbox/Error Detection and Correction /convolutional	Réalise le codage de l'information, basé sur un bloc système utilise deux codeurs convolutifs systématiques récursifs identiques, ces deux encodeurs sont séparés par un entrelaceur.	
Turbo Decoder	Communication System Toolbox/Error Detection and Correction /convolutional	Pour décodage itératif. Il utilise le décodeur de probabilité a posteriori (APP) comme composant de décodeur constituant.	

Tableau III. 2: Paramètres d'une chaîne de transmission avec codage Turbo.

Dans cette partie, il est étudié les performances de la chaîne de transmission avec turbo code dans des conditions et paramètres différents.

4.1. Simulation du Turbo code en fonction du nombre d'itérations et la longeurs de données

Les figures III.5 et III.6 représentent les résultats de simulation évalués par le taux d'Erreurs Binaires (BER) en fonction du signal sur bruit sur canal Gaussien pour un turbo-code. Nous remarquons dans la figure que pour la même longueur de donnée L, la réponse de la courbe pour 25 itérations et légèrement meilleure que celle pour 8 itérations pour le même rapport signal sur bruit.

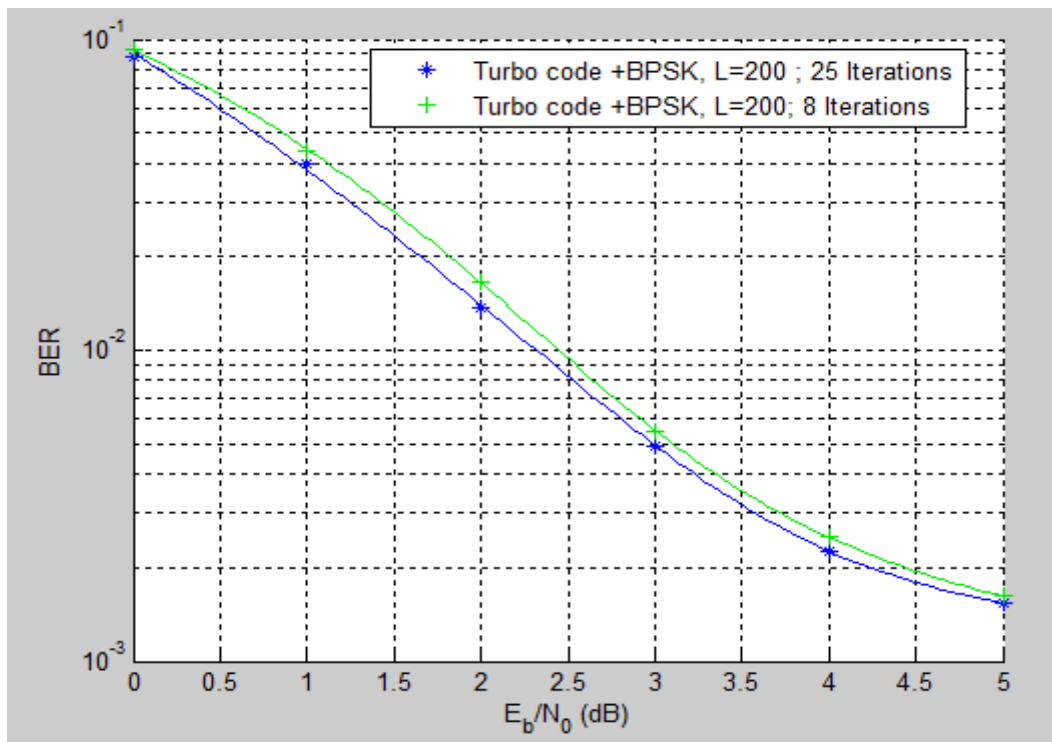


Figure III. 5: Evaluation du BER d'un Turbo code et démonstration du caractère itératif.

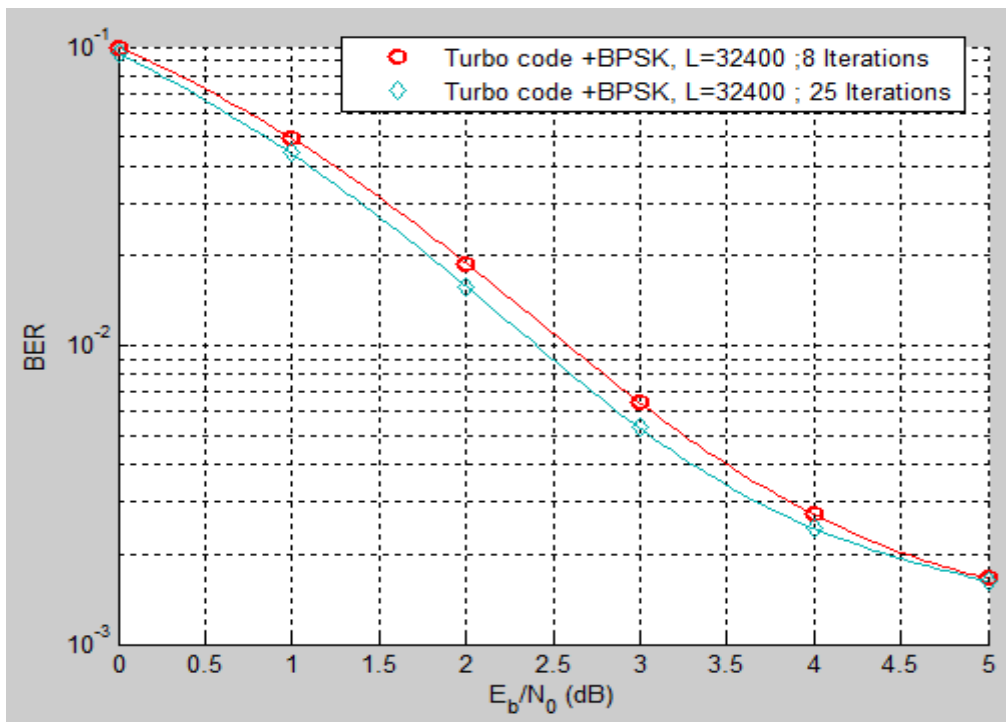


Figure III. 6 : Evaluation du BER d'un Turbo code et démonstration du caractère itératif.

Dans la figure III.5 et III.6 nous remarquons que la longueur de donnée n'a pas d'impact sur le taux d'erreur binaire, contrairement à l'augmentation du nombre d'itérations pour 25 on remarque que les résultats est légèrement meilleur a celui de 8 itérations.

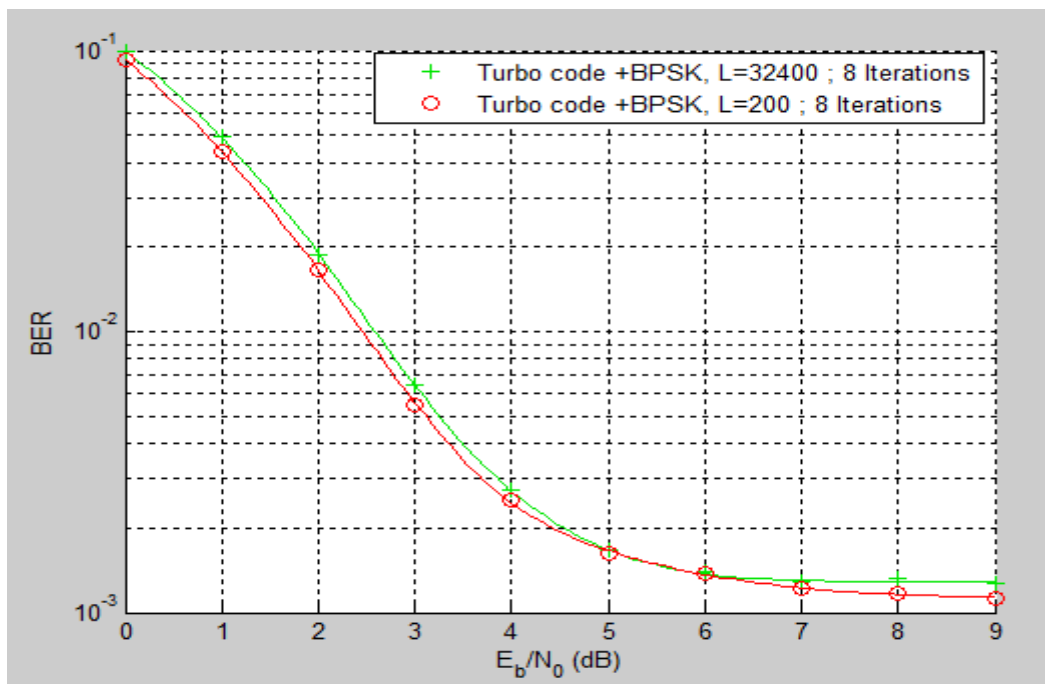


Figure III. 7 : Evaluation du BER d'un Turbo code et démonstration de l'effet de la longueur des données.

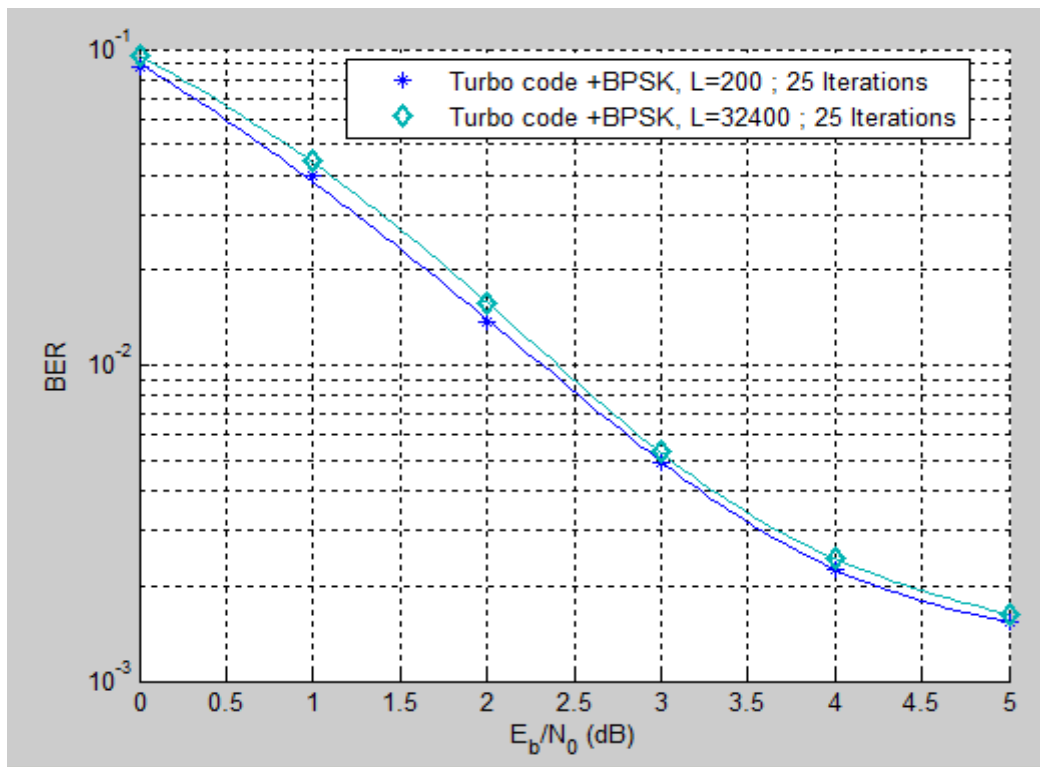


Figure III. 8 : Evaluation du BER d'un Turbo code et démonstration de l'effet de la longueur des données.

Dans la figure III.7 et III.8 nous remarquons les performances du turbo code avec une longueur de 200 est légèrement meilleurs que 32400. Il est préférable de travailler avec $L=200$. (On augmentant L on augmente le temps de simulation et le nombre d'opération pour le calcul).

5. Comparaison entre une chaîne de transmission sans et avec codage turbo

La figure III.9 montre l'effet du codage turbo sur une chaîne de transmission.

Les deux courbes en haut représentent la chaîne de transmission sans codage.

Les deux courbes en bas représentent la chaîne de transmission avec codage turbo.

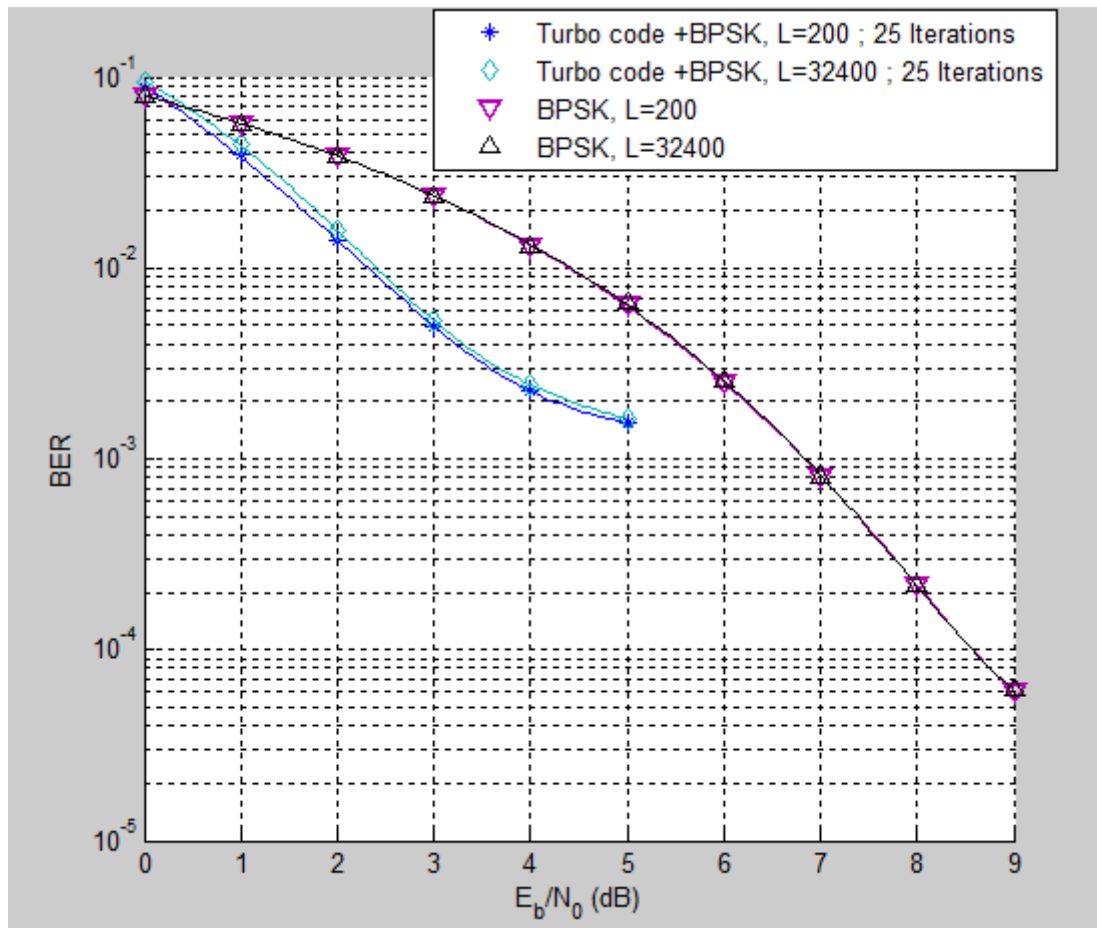


Figure III. 9: Chaîne de transmission sans et avec codage Turbo.

Nous remarquons que la chaîne de transmission avec codage turbo est nettement plus performante que celle de la chaîne de transmission sans codage.

6. Simulation du codage LDPC

La Figure III.10 ci-dessous représente le schéma d'une chaîne de transmission simulé sous Simulink et utilisant un codage LDPC :

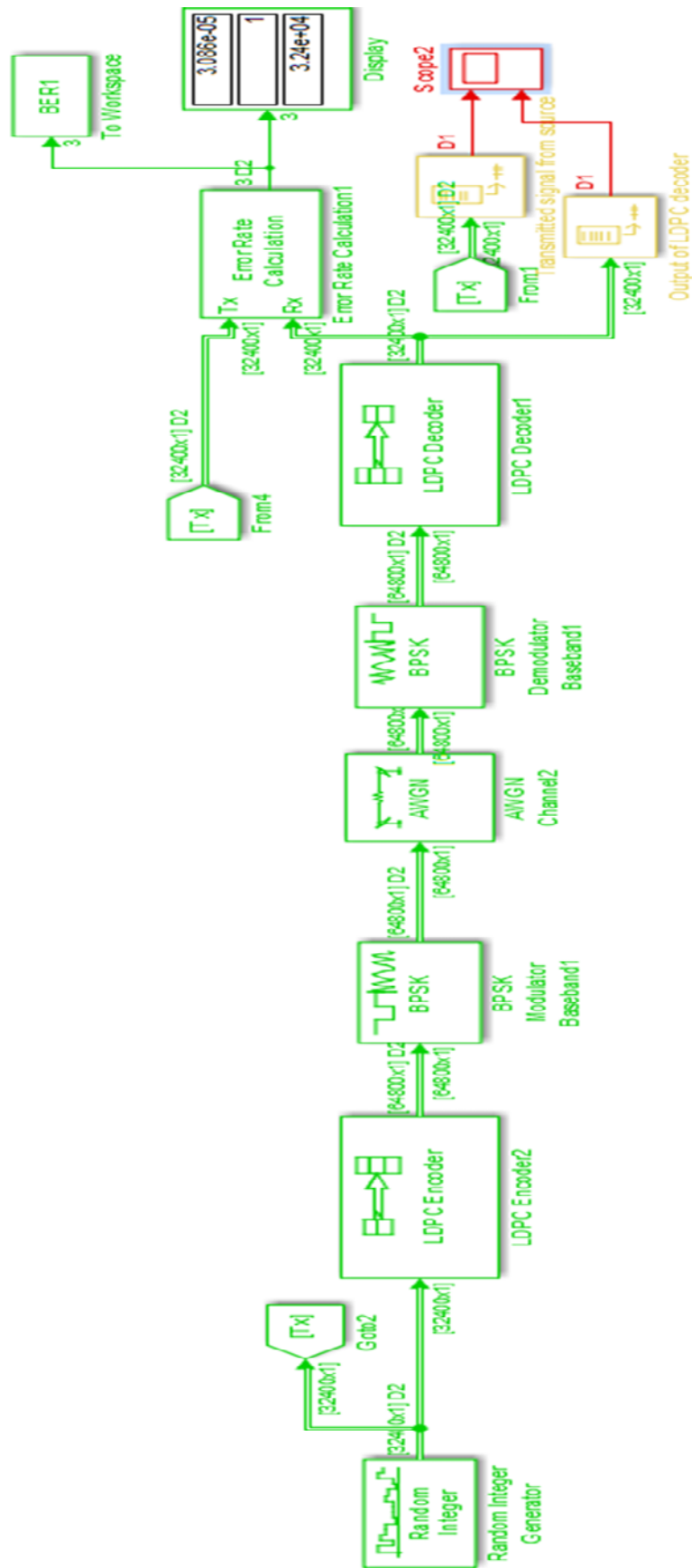
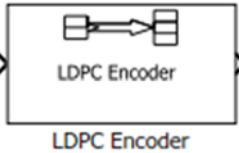
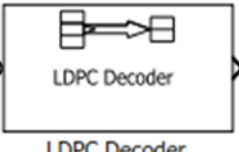


Figure III. 10 : Modélisation de la chaîne de transmission numérique avec un codage LDPC.

Après un générateur aléatoire des données de types entiers, le bloc LDPC encoder applique un codage LDPC à un message d'entrée binaire., le bloc modulation BPSK qui effectue la modulation numérique en bande de base afin de placer les symboles numériques dans la constellation à l'aide du code GRAY. Son principe est de transformer les données binaires en symboles complexes. Nous passons ensuite au bloc 'AWGN' qui est un canal additif à bruit blanc gaussien, ses paramètres de base sont : Eb/N0 (SNR par bit), input signal power (puissance du signal en Watt), symbole période (temps d'bit). A la réception, les techniques inverses sont appliquées pour reconstruire le signal original.

On définit les blocs exploités de la bibliothèque Simulink utilisés pour la simulation chaîne de transmission utilisant le code LDPC :

Nom du bloc	Librairie	Description	Schéma
LDPC Encoder	Communications Toolbox/error Detection and Correction/Block	Le bloc encodeur LDPC applique un codage LDPC à un message d'entrée binaire. Les codes LDPC sont des codes de contrôle d'erreur linéaires avec des matrices de contrôle de parité clairsemées et de grandes longueurs de bloc qui peuvent atteindre des performances proches de la limite de Shannon.	 The diagram shows a rectangular block with an input arrow on the left and an output arrow on the right. Inside the block, there is a smaller rectangle containing a stylized 'LDPC Encoder' symbol. Below the main block, the text 'LDPC Encoder' is written.
LDPC Decoder	Communications toolbox/error Detection and correction/Block	Le bloc Décodeur LDPC utilise l'algorithme de propagation de croyance pour décoder un code LDPC binaire, qui est entré dans le bloc en tant que sortie de décision douce (rapport log-vraisemblance des bits reçus) de la démodulation. Le bloc décode les codes LDPC binaires génériques pour lesquels aucun motif dans la	 The diagram shows a rectangular block with an input arrow on the left and an output arrow on the right. Inside the block, there is a smaller rectangle containing a stylized 'LDPC Decoder' symbol. Below the main block, the text 'LDPC Decoder' is written.

		matrice de contrôle de parité n'est supposé.	
--	--	---	--

Tableau III. 3: Paramètres d'une chaîne de transmission de LDPC.

6.1. Etude des performances de la chaîne de communication avec codage LDPC

Les résultats de simulation évalués par le Taux d'Erreurs Binaires (TEB ou BER en anglais) sur le canal Gaussien pour un code LDPC montrent l'effet de l'augmentation des itérations sur les codes LDPC représentés sur la (Figure III.9) ci-dessous

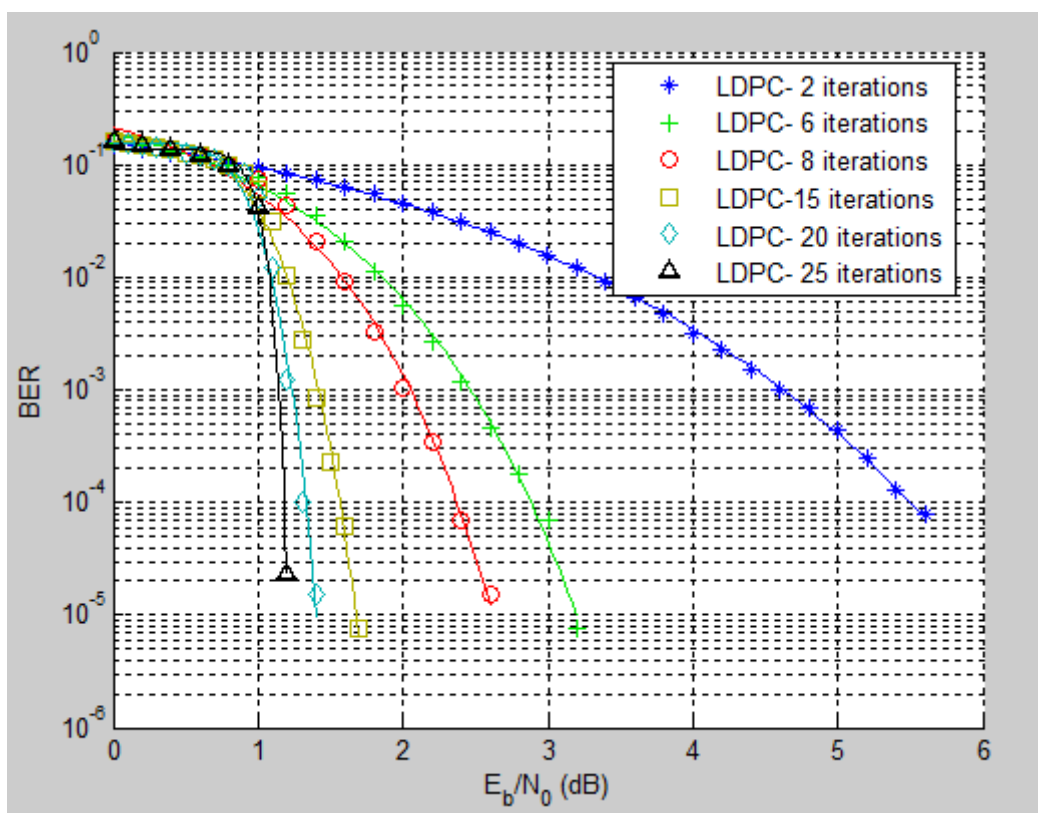


Figure III.9 : L'effet de l'augmentation des itérations sur LDPC.

Nous remarquons dans la figure III.9 l'influence d'augmentation le nombre d'itérations sur le $BER = f(E_b/N_0)$. Le taux d'erreur par bit diminue progressivement lors de l'augmentation des itérations. Plus le nombre d'itérations est plus important est plus la courbe BER en fonction du rapport signal bruit est plus performante en effet :

Pour un BER égale à 10^{-4} le SNR est d'environ :

- 5.7 dB pour un nombre d'itération égale à 2.
- 2.6 dB pour un nombre d'itération égale à 8.

- 1.2 dB pour un nombre d'itération égale à 25.

7. Etude comparative entre LDPC et Turbo code

La Figure III.11 ci-dessous Rassemble les différents systèmes de transmission utilisés pour comparer les performances simulées du Turbo code et LDPC.

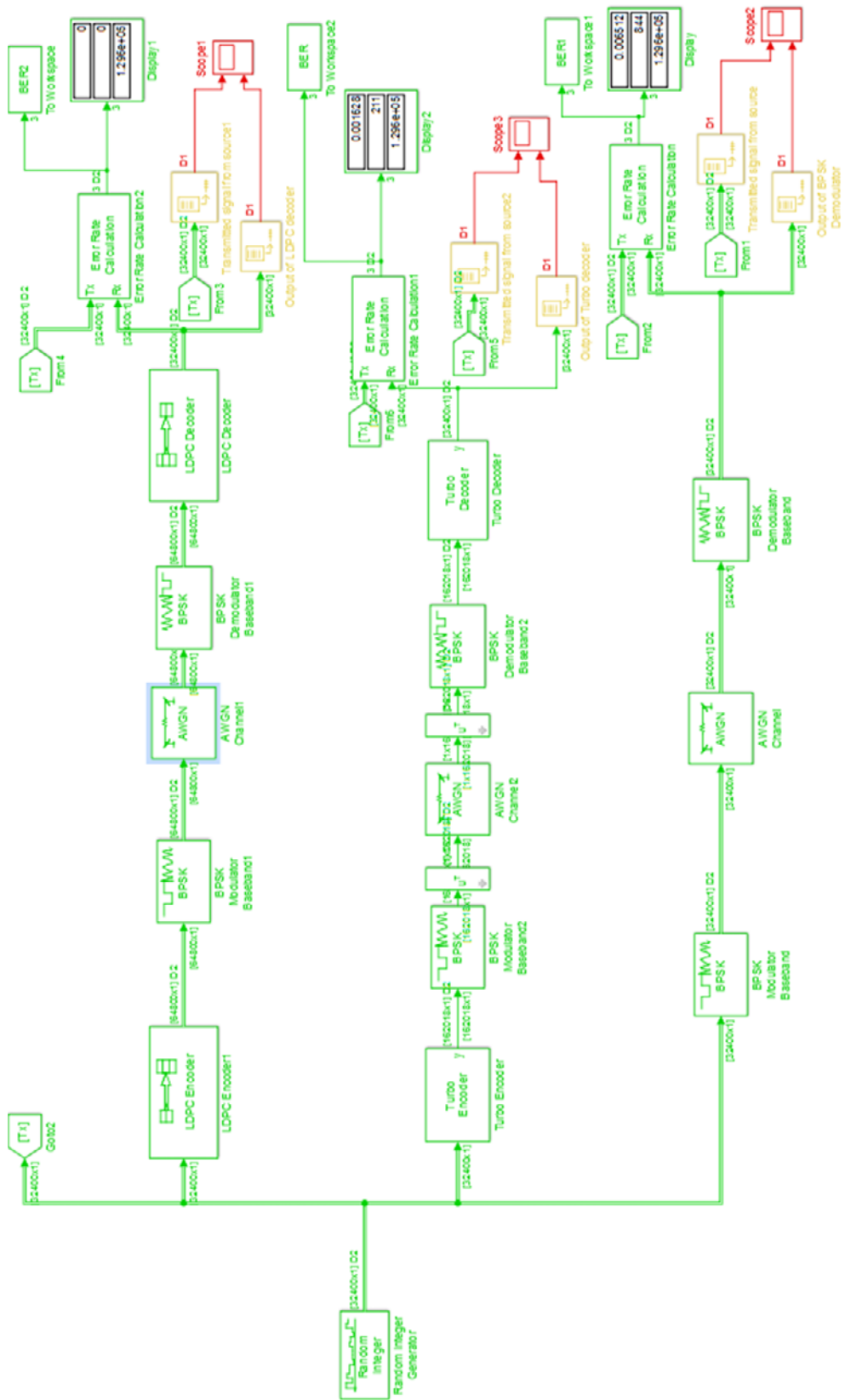


Figure III. 11: Chaîne de transmission comparative entre Turbo code et LDPC.

Ce schéma en bloc d'une chaîne de transmission regroupe les cas étudiés dans ce travail, et qui nous a permis de faire la comparaison entre les deux codages correcteurs utilisés Turbo code et LDPC avec modulation BPSK.

La Figure III.12 ci-dessous présente les résultats de simulation évalués par le Taux d'Erreurs Binaires (TEB) sur canal Gaussien pour un code LDPC et Turbo code avec 25 itérations pour chaque décodage. Nous remarquons l'importance efficacité du codeur LDPC contre le bruit. La performance de LDPC dans le système de transmission utilisant la modulation BPSK est remarquablement meilleur par rapport au Turbo code. Il achève un gain important a la même valeur du Taux d'erreur que le Turbo code.

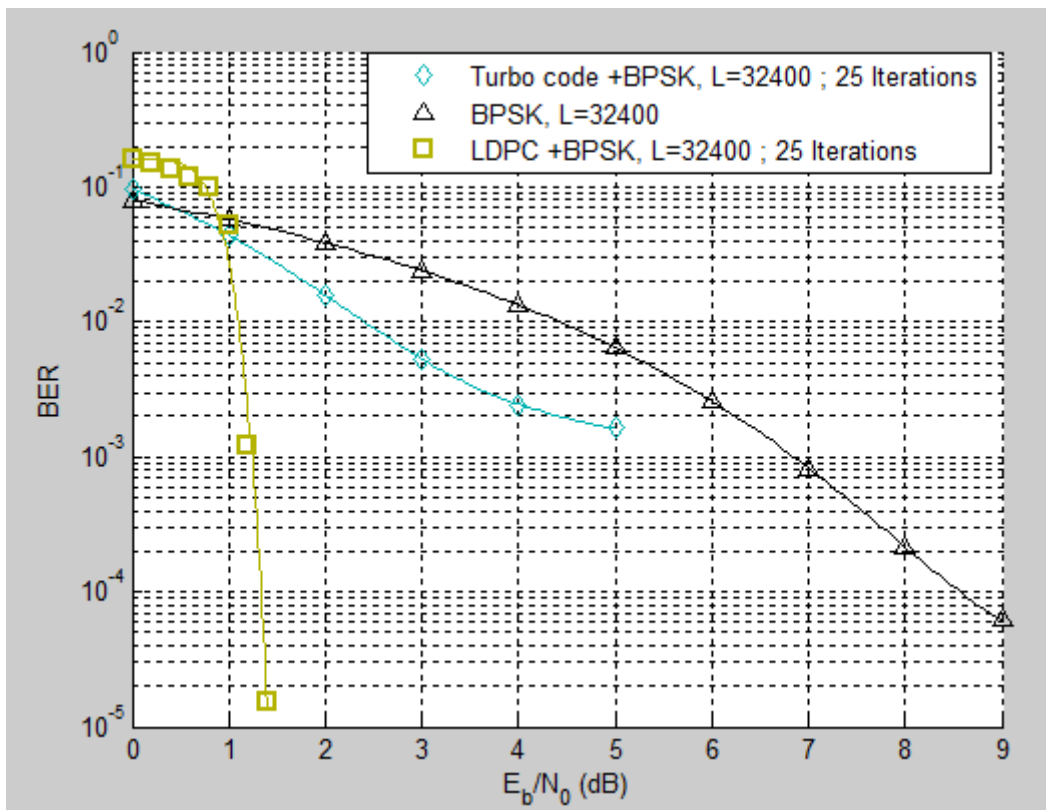


Figure III. 12 : Comparaison entre Turbo-code et LDPC avec une modulation BPSK.

Le tableau suivant, illustre quelques valeurs obtenue à la- 25^{ème} itération des différents décodeurs qui sont. Le turbo-code et le code LDPC :

BER	0.02074	0.009344	0.004591	0.001869
SNR_{LDPC}_{dB}	1.042	1.079	1.103	1.127
SNR_{Turbo}_{dB}	1.768	2.374	3.131	4.343

Tableau III. 4: Taux d'erreur binaire en fonction du SNR pour les codes Turbo et LDPC.

8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modéliser et simulé sous Simulink une chaîne de transmission numérique sans codage, en premier temps, puis avec le turbo code et le LDPC code en deuxième temps. Nous avons présenté en détail les performances de la chaîne de transmission numérique au niveau de la réception. En utilisant une simulation à l'aide de MATLAB/SIMULINK nous avons simulé les performances des chaînes de communication en simulant le Ber en fonction du rapport signal bruit. Les différentes simulations sur la chaîne en turbo code ont démontré que le nombre d'itération au décodage n'influe pas énormément sur le taux de performance. Par contre, en utilisant le LDPC, le nombre d'itération influe énormément sur les performances de la transmission. Enfin, nous avons comparé les performances de chaîne de transmission avec turbo-code et LDPC, où il était clair que le code LDPC présente de meilleure performance que le Turbo code.

Conclusion Générale et Perspectives

Les erreurs induites par les différents bruits y compris le bruit du canal, influencent la qualité de la transmission numérique. Cette dernière dépend principalement de la probabilité d'occurrence d'erreurs dans les symboles transmis. Pour contrôler ces erreurs, on utilise des techniques de traitement numérique du signal, et notamment le codage de l'information à transmettre permettant la détection, la correction ou la détection/ la correction d'éventuelles erreurs de transmission. Comme ces techniques permettent de contrôler la transmission, elles sont nommées « codages de canal ».

Dans le premier chapitre, nous avons introduit les systèmes de communication de façon générale. Dans un premier temps, nous avons brièvement décrit la composition de la chaîne de transmission numérique et définit le rôle de chaque bloc en commençant de l'information source arrivé au destinataire. Nous avons étudié les performances des systèmes dans un environnement violent contre les signaux qui est le bruit qui perturbe le canal de transmission et peut introduire des erreurs dans le message transmis. Nous nous sommes intéressés au codage canal qui permet d'introduire de la redondance dans le message afin de lutter contre les erreurs. Aussi, nous avons mentionné les types de la modulation et le type de canal que nous avons utilisés dans notre étude.

Ensuite, dans le deuxième chapitre nous avons définit les principes de base du codage, la plus grande partie a été consacré à l'étude des types des codes correcteurs en particulier les Turbo codes pour le type convolutif et le LDPC pour les codes en blocs après nous avons décrit la modulation, plus précisément la modulation BPSK utilisée dans notre étude.

Finalement le dernier chapitre a été consacré à la simulation de deux grandes familles de codes correcteurs d'erreurs (codeurs de canal) pour évaluer les performances sur un canal gaussien à bruit additif, Les résultats de simulation obtenus montrent que le LDPC offrent de meilleures performances en vue de TEB avec l'augmentation du nombre d'itérations que les Turbo codes. Les LDPC offrent un résultat incontournable pour les différents systèmes de codage d'information. En effet, cette technologie est devenue une technique importante pour fiabiliser les transmissions numériques de données et deviennent maintenant un sujet d'actualité dans le domaine des télécommunications sans fils, grâce à son pouvoir de correction très élevé.

En perspective, il sera plus efficace si on arrive à implémenter les codes LDPC sur carte électronique et effectuer des mesures réelles.

Bibliographie

- [1] IFTENE, E., *Etude des structures d'entrelaceurs pour le codage du canal pour l'optimisation des systèmes de communication par satellite*, Université Mohamed Boudiaf des sciences et de la technologi,Oran,Algerie,2017.
- [2]. Picart, A., *Concatenation de codes et decodage iteratif application des turbo-codes produits aux transmissions a forte efficacite spectrale*, 1998, Rennes 1.
- [3]. BelHadj, H., S. Zaïbi, and A. Bouallègue, *Méthodes de Décodage Itératif Conjoint Source-Canal avec estimation des statistiques de la source*.
- [4]. Ben Chikha, H., *Etude et Amélioration de Turbo-Codage Distribué pour les Réseaux Coopératifs*, 2012, Valenciennes.
- [5]. Shannon, C.E., *A mathematical theory of communication*. The Bell system technical journal, 1948. **27**(3): p. 379-423.
- [6]. Hamming, R.W., *Error detecting and error correcting codes*. The Bell system technical journal, 1950. **29**(2): p. 147-160.
- [7]. Reed, I.S., *A class of multiple-error-correcting codes and the decoding scheme*, 1953, Massachusetts Inst of Tech Lexington Lincoln Lab.
- [8]. Muller, D.E., *Application of Boolean algebra to switching circuit design and to error detection*. Transactions of the IRE professional group on electronic computers, 1954(3): p. 6-12.
- [9]. Hocquenghem, A., *Codes correcteurs d'erreurs*. Chiffers, 1959. **2**: p. 147-156.
- [10]. Bose, R.C. and D.K. Ray-Chaudhuri, *On a class of error correcting binary group codes*. Information and control, 1960. **3**(1): p. 68-79.
- [11]. Gallager, R., *Low-density parity-check codes*. IRE Transactions on information theory, 1962. **8**(1): p. 21-28.
- [12]. Forney, G.D. *Performance and complexity*. in *Proceedings of 1995 IEEE International Symposium on Information Theory*. 1995. IEEE.

- [13]. McEliece, R.J. and E.C. Posner, *Hide and seek, data storage, and entropy*. The Annals of Mathematical Statistics, 1971. **42**(5): p. 1706-1716.
- [14]. Berrou, C., A. Glavieux, and P. Thitimajshima. *Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. 1*. in *Proceedings of ICC'93-IEEE International Conference on Communications*. 1993. IEEE.
- [15]. Tonnellier, T., *Contribution à l'amélioration des performances de décodage des turbo codes: algorithmes et architecture*, 2017, Bordeaux.
- [16]. Berrou, C., A. Glavieux, and R. Pyndiah. *Turbo-codes: principe et applications*. in *15^o Colloque sur le traitement du signal et des images, FRA, 1995*. 1995. GRETSI, Groupe d'Etudes du Traitement du Signal et des Images.
- [17]. Hoymann, C., M. Puttner, and I. Forkel. *The HIPERMAN standard—a performance analysis*. in *IST. Mobile and Wireless Communication Summit*. 2003.
- [18]. Sarkar, T.K., et al., *A survey of various propagation models for mobile communication*. IEEE Antennas and propagation Magazine, 2003. **45**(3): p. 51-82.
- [19]. داسي, et al., *Etude de massive MIMO pour 5G*. 2019.
- [20]. SERIR, K., *Application des codes correcteurs d'erreurs Reed Muller*. Mémoire de Master, Université Abou Bakr Belkaid, Tlemcen, 2011.
- [21]. Tonnellier, T., *Contribution to the improvement of the decoding performance of turbo codes: algorithms and architecture*, 2017, Université de Bordeaux.
- [22]. Wei, V.K., *Generalized Hamming weights for linear codes*. IEEE Transactions on information theory, 1991. **37**(5): p. 1412-1418.
- [23]. Bardet, M., *Étude des systèmes algébriques surdéterminés. Applications aux codes correcteurs et à la cryptographie*, 2004, Université Pierre et Marie Curie-Paris VI.
- [24]. Côte, M., *Reconnaissance de codes correcteurs d'erreurs*, 2010, Ecole Polytechnique X.
- [25]. Joindot, M. and A. Glavieux, *Introduction aux communications numériques* 2007: Dunod.

- [26]. Berrou, C., *Codes et turbocodes*2007: Springer Science & Business Media.
- [27]. Dumas, J.-G., et al., *Théorie des codes*. Dunod, Paris, 2007.
- [28]. Boutros, J., *Les Turbo Codes Paralleles et Series*. Polycopié du cours de Telecom Paris, Télécom Paris, 1998.
- [29]. Hussein, A.R.A., *Universal decoder for low density parity check, turbo and convolutional codes*. 2011.
- [30]. Dumas, J., et al., *Théorie des Codes: Compression, Cryptage et Correction. Collection Sciences Sup. Dunod*. Mars, 2007.p. **352**.
- [31]. Johnson, S.J., *Introducing low-density parity-check codes*. University of Newcastle, Australia, 2006. **1**: p. 2006.
- [32]. Luby, M.G., et al., *Improved low-density parity-check codes using irregular graphs*. IEEE Transactions on information theory, 2001. **47**(2): p. 585-598.
- [33]. Mohamed El Amine, M.S., *Conception d'architectures rapides pour codes convolutifs en télécommunications: application aux turbo-codes*, 2003, Université Paul Verlaine-Metz.
- [34]. OSSEIRAN, O.A.H., *MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION*. 1999.
- [35]. WYMEERSCH, Henk, STEENDAM, Heidi, et MOENECLAEY, Marc. Log-domain decoding of LDPC codes over GF (q). In : Communications, 2004 IEEE International Conference on. IEEE, 2004. p. 772-776.
- [36]. RICHARDSON, Thomas Joseph. LDPC design for high parallelism, low error floor, and simple encoding. U.S. Patent No 9,306,601, 5 avr. 2016