

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

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

جامعة سعد دحلب البلدية
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

M^{elle} Ouitis Manel Khadidja

&

M^{elle} Si Ahmed Amina

pour l'obtention du diplôme de Master en génie électrique

option : Réseau & Télécommunication

Thème

Etude et simulation d'une chaine de transmission MIC

Proposé par : Dr. Anou Abderrahmane

Année Universitaire 2011-2012

Remerciements

Tout d'abord nous tenons à remercier Dieu Clément et Miséricordieux de nous avoir donné la force et la volonté d'achever ce travail.

*Ce travail a été réalisé au sein du Laboratoire **DIC** (Détection Information et Communication) de l'université Saad Dahleb Blida. Sous la direction de Monsieur Anou Abderrahmane Maître de Conférences à l'USDB. Qu'il trouve ici l'expression de nos sincères reconnaissances pour ses précieuses directives, sa très grande disponibilité, ses fructueux conseils, son suivi constant, ses qualités humaines. On ne vous remerciera jamais assez Monsieur !!*

*Nos remerciements les plus vifs s'adressent aussi à Monsieur **AYOUAZ** Mohamed Faouzi élève informaticien à L'EMP pour tous son aide, ses conseils et encouragements apportés.*

Nos remerciements vont également aux membres du jury qui ont accepté d'examiner notre travail.

Nous adressons aussi nos remerciements à nos familles ainsi que tous ceux qui ont contribué à notre formation de près ou de loin.

Enfin nous voudrions adresser nos vifs remerciements à tous nos enseignants du Département d'Electronique qui ont contribué à notre formation.

Manel

Je dédie ce modeste travail :

A mes regrettés grands parents.

A mes très chers parents, pour leurs soutien et tous les efforts qu'ils m'ont apportés le long de mon parcours, je leurs souhaite bonne santé et longue vie.

A mes frères et sœur.

A toute la famille Ouitis et Ait ahmed.

A mes chère sœur : Amira Loumi et Amina Bachatene

A ma très chère binôme et copine Mlle Si Ahmed Amina.

A mes très chères amis : Ayouaz, Si-ahmed, Bachatene, Ouanoufi, Djerbal, Loumi et Guidoum

A tous mes camarades étudiants au laboratoire.

A une personne exceptionnelle et très importante à mes yeux, pour l'attention, le confort, la confiance et le soutien qu'il m'a donné au cours de ces longues années, je ne te remercierai jamais assez très chère Papa.

Amina

Je dédie ce modeste travail à :

A mes très chers parents qui ont toujours été là pour moi, et qui m'ont donné un magnifique modèle de labeur et de persévérance. J'espère qu'ils trouveront dans ce travail toute ma reconnaissance et tout mon amour.

A mon grand frère, ma petite sœur et toute la famille Si-Ahmed et Mohammedi.

A mon regretter oncle.

A ma meilleure amie Meriem Bourahla pour sa présence et son soutien.

A ma binôme et copine Mlle Ouitis Manel Khadija.

A tous mes camarades étudiants au laboratoire.

A tous mes amis et à tous les membres de l'association le Souk.

ملخص : مشروعنا يركز في مجالين, المجال الاول نلعم على رقمه الاشارات التناظرية باسعمال التعديل و الترميز النبضي MIC هذه التقنية تستعمل طريقتين في الارسال "ارسال الاشارات القاعدية و ارسال الاشارات المعدلة", المجال الثاني يهدف الي دراسة و مقارنة تقنيات الضغط بين قانون A / μ و التقنية MIC الموحدة و ذلك بتقليد هذه التقنيات باسعمال برنامج SIMILINK النتائج المحصل عليها جمعت في واجهة الرسم GUI

كلمات المفاتيح: PCM , coding Hamming, BSC, AWGN , bit conversion, quantization, sampling , CPM ,

Résumé: Notre projet s'inscrit dans deux axes de recherche. Le premier concerne a étudié la numérisation des signaux analogique via la modulation MIC, utilisent les deux grandes techniques de transmission (en bande de base et en transposition de fréquence). Le deuxième vise à étudier et comparer entre les deux lois de compression loi A / μ et la MIC uniforme, En modélisant notre chaine de transmission via le logiciel Simulink/Matlab. les résultats obtenus ont été groupé dans une interface graphique réalisée dans une plate-forme GUI

Mots clés : MIC, échantillonnage, quantification, conversion en bit, AWGN, BSC, codage Hamming, CPM

Abstract: This project is in two research axes. The first one concerns studied digitizing analog signals via modulation PCM, using the two major techniques of transmission: baseband in transposition frequency. The second aims to study and compare between the two laws compression law A / μ and the uniform PCM By modeling our transmission chain via software Simulink / Matlab. the results were grouped in a GUI, done in a platform GUI

Keywords : PCM , sampling, quantization, bit conversion, AWGN, BSC, coding Hamming, CPM

Listes des acronymes et abréviations

ADPCM	: Adaptive Differential Pulse Code modulation
ARQ	: Automatic Repeat Request
AWGN	: Additive white Gaussian noise
BF	: Basse Fréquence
BSC	: Binary Symmetric Channel
BWF	: Broadcast Wave Format
CD	: Disque compact
CPFSK	: Continuous Phase Frequency Modulation
CPM	: Continuous Phase Modulation
DAT	: Digital Audio Tape
DVD	: Digital Versatile Disc
FEC	: Forward Error Correction
HF	: Haute Fréquence
ISDN	: Integrated Services Digital Network
JPEG	: Joint Photographic Experts Group
MPEG	: Moving Picture Expert Group
MSK	: Minimum Shift Keying
PCM	: pulse code modulation
RNIS	: Réseau Numérique à Intégration des services
RTC	: Réseau Téléphonique Commuté
SNR	: Signal to Noise Ratio
TEB	: Taux d'Erreur Binaire
VoIP	: Voice over IP , voix sur IP
WAV	: WAVEform Audio file format
WCDMA	: Wideband Code Division Multiple Access
ZIP	: Zone Improvement Plan

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre 1 Systèmes de transmission numérique.....	3
1.1 Introduction	3
1.2 Codage.....	5
1.2.1 Codage source	5
1.2.2 Codage canal.....	7
1.3 Modulation.....	13
1.3.1 Introduction.....	13
1.3.2 Etude générale de la CPM	14
1.4 Canal de transmission	15
1.4.1 Définition	15
1.4.2 Capacité d'un canal numérique bruité.....	16
1.4.3 Canal binaire symétrique.....	16
1.4.4 Canal AWGN	17
1.5 Conclusion	18
Chapitre 2 Thala-bits	19
2.1 Introduction	19
2.2 Définition de la MIC.....	20
2.2.1 Applications courantes de la modulation MIC	20
2.2.2 Les différentes étapes de la MIC	21
a. Le filtrage	21
B Echantillonnage	25
D. Conversion en bits	33
E. Multiplexage des données.....	33
F. Débit du signal numérique.....	36
G. Conversion numérique analogique	37
2.3. Conclusion	37
Chapitre 3 Simulation et résultats.....	38
3.1 Introduction	38
3.2 Implémentation de la chaine de transmission.....	38

3.3 Description des différents blocs de la chaine	42
3.3.1 Simulation de chaine sans codage et sans modulation.....	47
3.3.2 Simulation de la chaine avec codage et sans modulation	50
3.3.3 Simulation de la chaine sans codage et avec modulation	52
3.3.4 Simulation de la chaine avec codage et avec modulation	56
3.4 Interface graphique.....	65
3.5.1 Organigramme de l'interface	67
3.5 Conclusion	70
Conclusion générale.....	71

Liste des figures

Figure 1.1. Synoptique d'une chaîne de transmission numérique.	3
Figure 1.2. Codage source.	5
Figure 1.3. Signal échantillonner et quantifier.	7
Figure 1.4. Methode de correction d'erreurs.	8
Figure 1.5. Principe du codeur.	11
Figure 1.6. Canal de transmission.	15
Figure 1.7. Canal binaire symétrique.	17
Figure 1.8. Le canal à bruit additif blanc gaussien AWGN	18
Figure 2.1. Passage de l'analogique vers le numérique	19
Figure 2.2. Filtrage du signal.	22
Figure 2.3. Champ audible pour l'oreille humaine.....	22
Figure 2.4. Distorsion du spectre dans le domaine temporel.....	24
Figure 2.5. Echantillonnage d'un signal analogique.....	25
Figure 2.6. Spectre d'un signal analogique.	26
Figure 2.7. Spectre d'un signal analogique échantillonné.	26
Figure 2.8. Quantification linéaire sur 4 bits.....	27
Figure 2.9. Quantification non linéaire.	28
Figure 2.10. Schéma de quantification non linéaire.....	29
Figure 2.11. Représentation de la loi à 13 segments.....	30
Figure 2.12. Quantification adaptative.	32
Figure 2.13. Schéma de fonctionnement de l'encodeur adaptatif.....	33
Figure 2.14. Multiplexeur.....	34
Figure 2.15. Trame MIC 32.....	35
Figure 2.16. Reconstitution du signal analogique.....	37
Figure 3.1 Chaîne de transmission de base.....	39
Figure 3.2. Schéma global de la chaîne de transmission.	40
Figure 3.3. Bloc générateur de source.	42
Figure 3.4. Bloc From Audio Device.	42
Figure 3.5. Bloc filtre de Butterworth.	43
Figure 3.6. Bloc Thala-bits Tx/ Rx.	43
Figure 3.7. Zero-Order Hold.	44
Figure 3.8. Scalar Quantizer Encoder/Decoder.....	44
Figure 3.9. Integer to Bit Converter /Bit to integer.....	44
Figure 3.10. Transfer Function.	45
Figure 3.11. Bloc Hamming Encoder/ Decoder.	45
Figure 3.12. Modulation/ Demodulation CPM.....	46
Figure 3.13 AWGN Channel.....	46
Figure 3.14. Canal BSC.....	47
Figure 3. 15. Bloc PCM.	47

Figure 3.16. Simulation de la chaine de transmission sans codage et sans modulation.	48
Figure 3.17. Signal d'entrée et de sortie du canal BSC.....	49
Figure 3.18 Signal d'entrée et sa restitution.....	49
Figure 3.19. Simulation de la chaine de transmission avec codage et sans modulation.....	50
Figure 3.20. Signal d'entrée et de sortie du canal BSC.....	51
Figure 3.21. Signal d'entrée et sa restitution.....	51
Figure 3.22. Simulation de la chaine de transmission sans codage et avec modulation.....	52
Figure 3.23. Constellation Avant / Après Canal.	53
Figure 3.24. Signal avant /après canal.	53
Figure 3.25. Constellations avant / après canal.	54
Figure 3.26. Signal avant et après canal.....	54
Figure 3.27. Constellation avant et après canal.....	55
Figure 3.28. Signal avant canal.....	55
Figure 3.29. Simulation de la chaine de transmission avec codage et avec modulation.....	56
Figure 3.30. Constellation avant et après canal.....	57
Figure 3.31. Signal avant canal.....	58
Figure 3.32. Constellation avant et après codage.....	59
Figure 3.33. Signal avant et après canal.....	59
Figure 3.34. Constellation avant et après canal.....	60
Figure 3.35. Signal avant et après canal.....	61
Figure 3.36 Comparaison entre les deux lois A et μ et la MIC.....	62
Figure 3.37. Signal d'entrée.	63
Figure 3.38. L'erreur du signal.	63
Figure 3.39. Comparaison des rapport signal/bruit des trois lois de comparaison.	64
Figure 3.40. Interface graphique de la numérisation d'une sinusoïde	65
Figure 3.41. Interface graphique de la numérisation d'un signal Wave.	68
Figure 3.42. Interface graphique Comparaison.	68
Figure 3.43. Résultat d'exécution du programme de la sinusoïde.	69
Figure 3.44. Résultat d'exécution du programme du signal Wave.	70

Liste des tableaux

Tableau 1.1. Exemple de différents poids d'un code.

Tableau 1.2. Fréquences d'échantillonnages.

Tableau 2.1. Comparaison entre la norme utilisée en USA et Europe.

LÉGENDE



Remarque



Clarification



Exemple

Introduction générale

Historiquement, la transmission analogique a dominé l'industrie des télécommunications. Aujourd'hui, les ordinateurs sont présents dans la plupart des réseaux de télécommunications, ce qui conduit à de profonds changements des techniques de transmission, qui évoluent vers la transmission numérique [1]. L'échange de l'information entre deux ou plusieurs interlocuteurs revient à transmettre un message, est donc associé à la potentialité d'apporter une connaissance nouvelle et signifiante à celui qui le reçoit [2].

Les systèmes de communication modernes exigent des débits de plus en plus élevés afin de traiter des volumes d'informations en augmentation constante. Aux contraintes liées au traitement de l'information s'ajoute la nécessité de les protéger quand elles sont émises dans des environnements perturbés comme par exemple erreurs du canal transmission. En effet, la qualité du service rendu en termes de communication se décline en deux mots clés : fiabilité et rapidité [1]. Une amélioration de la qualité de transmission peut être envisagée en augmentant la puissance d'émission et en diminuant le bruit. Malheureusement, cette solution implique des coûts énergétiques et technologiques importants, ce qui en limite sensiblement l'emploi. Le contrôle des erreurs par un codage est ainsi indispensable. L'utilisation de la technique de traitement numérique du signal, et notamment le codage des informations à transmettre, permet la détection et/ou la correction d'éventuelles erreurs de transmission. Comme ces techniques permettent de contrôler les erreurs induites par le bruit du canal de transmission, elles sont nommées codages de canal. Parmi les techniques existantes, les codes en bloc. En effet, les systèmes actuels requièrent des techniques de modulation variées et des protocoles de communications complexes. Ces applications sont caractérisées par l'emploi, entre autres, de fonctions complexes

et coûteuses en temps de traitement. Certaines de ces fonctions, telles que la modulation, la démodulation numériques et le filtrage. Concernent l'adaptation du signal à la nature du support de transmission. L'objectif principal de ce travail est d'envoyer des données analogique sous format numérique. Notre mémoire est composée de trois principaux chapitres.

Tout d'abord, nous allons exposer quelques rappels et définitions sur les différents étapes d'une chaîne de transmission numérique tel que les codages source et canal, ainsi que la modulation. D'autre part nous allons nous approfondir sur le sujet qui nous a été proposé : la modulation par impulsion codée (MIC) considéré comme étant notre codage source Thala-bits qui permet la numérisation des signaux analogique. Thala-Bits est l'appellation Amazighe que nous avons donné à notre bloc codage source MIC, qui signifie « source-binaire ».

Ensuite, nous allons nous intéresser à la réalisation de la partie émettrice-codage du système avec le logiciel de simulation Simulink\Matlab, en détaillant chaque fonction abordée. Puis, nous nous occuperons de la partie réceptrice-décodage, qui permet de vérifier si on retrouve bien en sortie du démodulateur, un signal fidèle à son original.

Enfin, nous avons mis en œuvre une interface graphique via la plateforme GUI du logiciel Matlab pour regrouper les résultats obtenus par les différentes chaînes de simulations.

Chapitre 1 Systèmes de transmission numérique

1.1 Introduction

Les systèmes de transmission numérique expédient l'information entre une source et un destinataire via un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore, la propagation sur un canal hertzien. Les signaux véhiculés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image..) mais convertis sous une forme numérique. La tâche d'un système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible. Le schéma synoptique d'un système de transmission numérique est donné à la figure ci-dessous.

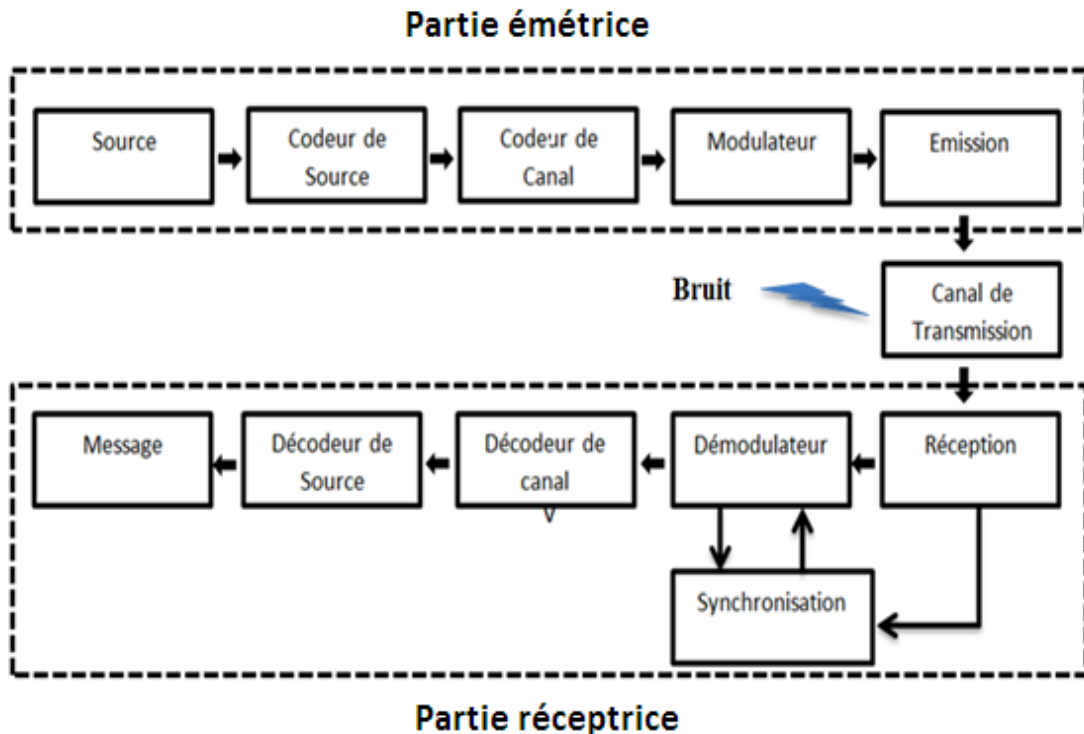


Figure 1.1. Synoptique d'une chaîne de transmission numérique.

En détaillant la partie émettrice, on distingue les blocs suivants :

- **Source :**

C'est le premier maillon de la chaîne de transmission. Il fournit le message porteur de l'information qui peut être soit de nature analogique ou numérique.

- **Codage de source :**

Le but de ce dernier est de réduire la redondance de la source pour diminuer le débit binaire à transmettre.

- **Codage de canal :**

Dont le but est de rajouter une redondance structurée aux symboles transmis pour protéger l'émission contre les erreurs. Au contraire du codage de source, le codage canal augmente le débit.

- **Modulateur :**

Il a pour but d'associer aux symboles logiques un signal physique que l'on pourra transmettre sur le canal. La modulation permet de remédier à tous les inconvénients liés à une transmission en bande de base, tel que :

- les signaux à 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.

Utilisant une onde porteuse, la modulation sert à transposer les données en modifiant un ou plusieurs de ces paramètres (amplitude (AM), phase (BPSK, QPSK, etc...), fréquence(FM), amplitude et phase (QAM) etc...)

- **Canal de transmission :**

Il représente la liaison entre l'émetteur et le récepteur et peut être de différentes natures selon le type de grandeur qu'il permet de véhiculer. Le canal de transmission est caractérisé par sa capacité et par sa bande passante.

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

- **Démodulateur :**

Permet de récupérer chaque symbole émis à partir de chaque signal modulé reçu, Le démodulateur fournit au bloc décodeur une séquence binaire qui représente l'information émise à laquelle est superposée une séquence d'erreur.

- **Synchronisation :**

Récupère la fréquence et parfois la phase de la porteuse, ainsi que l'horloge des symboles, et dans certains cas une synchronisation trame.

- **Décodage de canal :**

Détecte la présence d'erreurs et peut demander la retransmission des données erronées, ou corriger les erreurs si la capacité du code n'est pas dépassée.

- **Décodage de source :**

Décompresse les données pour régénérer les symboles originaux.

- Enfin, le bloc message qui représente l'information restituée.

1.2 Codage

1.2.1 Codage source

Le codage source vise à représenter l'information à transmettre sous la forme numérique la plus compacte possible voir figure (1.2), en supprimant la redondance contenue dans les messages source. D'une part pour numériser les données si elles sont analogiques (son, image, vidéo), d'autre part de compresser les données numériques, de manière à réduire le débit de transmission ou le volume de stockage [3].

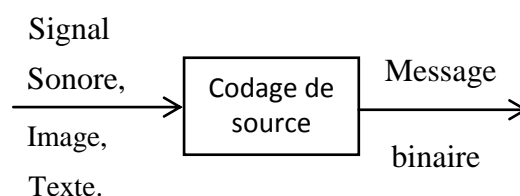


Figure 1.2. Codage source.

Nous distinguerons deux types de compression :

- La compression sans perte, ou conservative, permet de retrouver exactement les données originales après décompression. Ex : compression zip.
- La compression avec perte, ou non-conservative, conduit à une perte d'information. Elle est utilisée pour des objets destinés à être perçus par un humain, en veillant à ce que la perte d'information ne soit pas perceptible. C'est sur ce principe que sont fondés les codeurs perceptifs MPEG (audio et vidéo) et JPEG (image).

Après numérisation et codage, la source de message numérique est caractérisée par son débit binaire D , défini comme le nombre d'éléments binaires émis par unité de temps.

Le débit est égal à :

$$D = \frac{1}{T} \text{ (bit/s)} \quad (1.1)$$

Où T est la durée d'un bit.

La numérisation d'un signal se décompose en deux opérations successives, l'échantillonnage et quantification.

- Echantillonnage : une opération effectuée sur le signal à transmettre en vue de réaliser la conversion « analogique/numérique ». Il consiste à substituer, au signal d'origine, une suite des valeurs instantanées prélevées sur le signal et régulièrement espacées dans le temps à des instants précis, régulièrement espacés. A la réception, pour retrouver le signal original on utilise un filtre numérique RII. *Figure (1.3)*
- Quantification : pour reconstituer le signal à la réception, il n'est pas indispensable de transmettre directement ces impulsions, il suffit de transmettre une information caractérisant l'amplitude de chacune d'entre elles. Cette opération consiste à faire correspondre à chaque amplitude d'échantillon, l'amplitude la plus voisine d'une suite discrète « étalons » appelée « Niveaux ».

Chaque niveau de l'échelle de quantification est caractérisé par un numéro binaire.

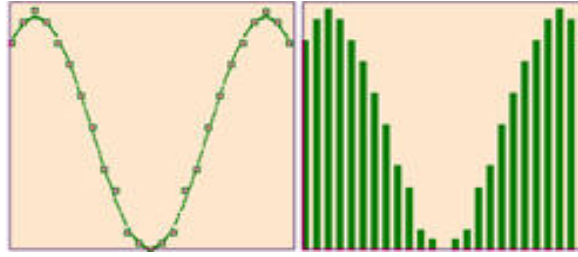


Figure 1.3. Signal échantillonner et quantifier.

1.2.2 Codage canal

Le codage canal, ou encore appelé codage correcteur d'erreurs, consiste en une protection des messages binaires fournis par le codage de source par l'introduction d'une redondance d'information. On ajoute aux bits originaux des bits qui dépendent de ceux-ci. Cette redondance peut permettre la détection d'erreurs et éventuellement la correction d'erreurs [4].

A. Cause des erreurs de transmission

Les causes d'erreur sont nombreuses et dépendent principalement de :

- Lignes de transmission utilisées.
- type de modulation et de codage utilisé.
- bruit thermique dû aux composants électroniques qui peut aussi provoquer des erreurs si son niveau devient quantifiable.
- Le bruit d'impulsions qui est une source importante d'erreur, car une impulsion qui dure une dizaine de millisecondes peut induire plusieurs bits en erreur et que le nombre de bits en erreur augmente avec la vitesse de transmission.

B. 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 à l'émission et sur une analyse du message à la réception.

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.
- Soit une correction par décodage canal, on parle de FEC.

Dans notre projet nous nous intéressons à la première stratégie de correction (ARQ)

Voir figure (1.4).

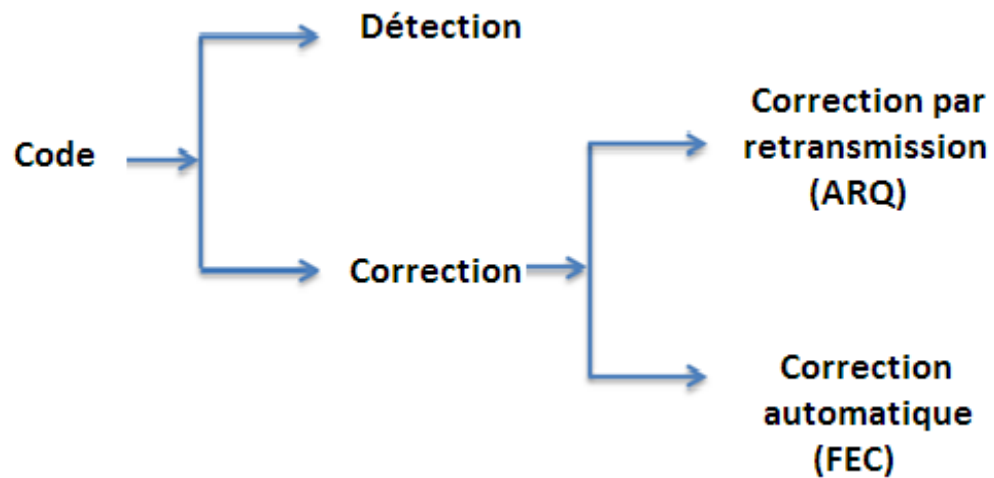


Figure 1.4. Methode de correction d'erreurs.

Traditionnellement, on distingue deux types de codes, les codes en blocs et convolutifs. Notre étude portera sur le code en bloc Hamming.

C. Introduction aux codes en bloc HAMMING

L'information de la source est mise en trames de longueur fixe qui sera transmis : c'est le message. Le codage de canal prend ce message pour en faire un mot de code.

Le message est constitué de k caractères soient 2^k messages possibles. Le mot de code utilisé sera, lui aussi, de longueur fixe de n caractères soient 2^n mots de code possibles. Avec $n > k$ il y aura donc $n - k$ caractères du mot de code qui sont redondants et serviront à traiter les erreurs éventuelles. Par ailleurs, $2^n > 2^k$ donc un certain nombre de mots de code ne correspondent pas à un message mais seulement à des erreurs de transmission. [5] On parle ainsi d'un code de bloc $C(n, k)$ et du rapport du code ou rendement du code R défini par :

$$R = k/n \quad (1.2)$$

C.1 Poids du code

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



1011001011	Le poids =6
0011010100	Le poids =4
0000000000	Le poids = nul

Tableau1.1. exemple de différents poids d'un code.



A l'ensemble des mots d'un code on associe l'ensemble des poids qui est la distribution de poids du code. Un code est dit de poids fixe (ou poids constant) si tous les mots du code ont le même poids.

C.2 Distance de Hamming

La distance de Hamming se définit comme étant le nombre de bits différents entre deux mots. Elle est notée $d_h(C, R)$ avec C, R deux mots codés différents.

Pour maximiser la capacité de détection (correction) du code, il faut que la distance de Hamming entre les mots de code soit la plus grande que possible. L'objectif est donc de maximiser la distance minimale entre les mots de code, en utilisant la propriété de linéarité, qui implique que la différence de deux mots de code est un mot de code. [6]

Si un code est de distance minimale :

- On pourra détecter toutes les erreurs de poids inférieur ou égal à $d_{min} - 1$.
- On pourra corriger t erreurs si l'on peut associer (sans risque d'erreur) au mot reçu erroné le mot de code le plus proche ; cela pourra être réalisé si t est strictement inférieur à $d_{min}/2$.

En résumé, si s désigne le nombre d'erreurs détectables, et t le nombre d'erreur corrigéables, le lien avec la distance minimale d_{min} est le suivant :

$$d_{min} = s + 1 \quad (1.3)$$

$$d_{min} = 2t + 1 \quad (1.4)$$

C.3 Génération d'un code de bloc linéaire systématique

Nous allons générer un mot de code en bloc linéaire systématique C_m à partir d'un message X_m tel que :

$$X_m = [m_0 \ m_1 \ m_2 \ \dots \ m_{k-1}]$$

k Caractères du message

$$C_m = [R_0 \ R_1 \ \dots \ R_{n-k-1} \ m_0 \ m_1 \ \dots \ m_{k-1}]$$

(n - k) Caractère de contrôle k Caractère du message

n Caractère du mot de code

Soit $C_m = [R_m \ X_m]$ ou R_m contient les caractères de control appelés aussi caractères de redondance

C.4 Génération du mot de code

C.4.1 Matrice de génération du mot de code

On appelle matrice de génération notée G une matrice qui génère le mot de code C_m à partir du message X_m tel que :

$$C_m = G * X_m \quad (1.5)$$

Nous abordant les codes systématiques, La matrice G est de la forme suivante :

$$G [P_{(k,n-k)}, I_{(k,k)}] \quad (1.6)$$

C.4.2 Code non systématique

Un code non systématique noté : $G = [P, M]$ où la matrice M est une matrice qui mélange les bits du message pour le crypter. Nous pouvons bien sûr nous ramener à un code systématique par combinaison des lignes entre elles pour faire intervenir la matrice I_k . Tout code de bloc peut ainsi se ramener à l'étude d'un code systématique

équivalent. La partie essentielle de la matrice G est donc la matrice P appelée matrice de parité [7].

C.4.3 Principe de réalisation du codeur

Le principe de la réalisation technique est donc simple, il suffit de disposer de deux registres à décalage et d'un inverseur (switch électronique) ce que nous montre la figure (1.5).

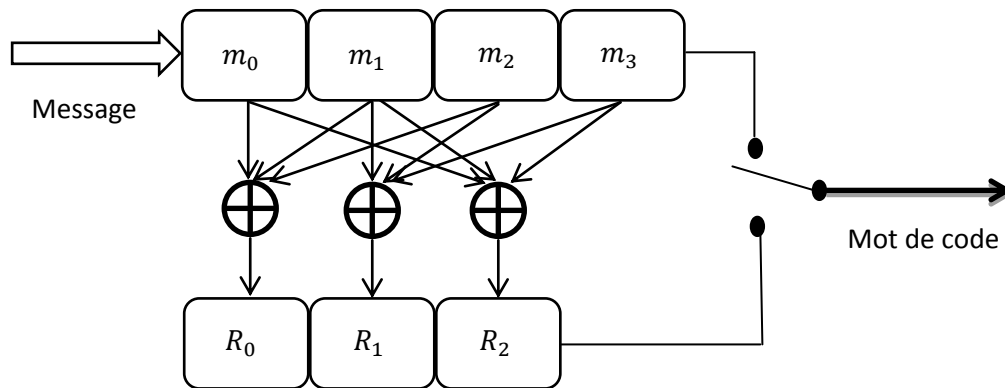


Figure 1.5. Principe du codeur.



- Chaque bit de parité s'exprime donc par : $R_i = \sum_{j=1}^k m_j p_{ji}$
- En binaire les $P_{j,i} \in \{0; 1\}$.
- Les P_i sont obtenu par une simple addition binaire. Voir tableau (1.2)

\oplus	0	1
0	0	1
1	1	0

Tableau 1.2. Addition binaire



- On prend exemple sur un code $C(7,4)$ tel que :

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{array}{l} - R_0 = m_0 + m_1 + m_2 \\ - R_1 = m_1 + m_2 + m_3 \\ - R_3 = m_0 + m_1 + m_3 \end{array}$$

C.4.4 Matrice de control de parité

Soit un code systématique de matrice génératrice $G[P_{(k,n-k)}, I_k]$, la matrice de contrôle H aura la forme suivante :

$$H = [I_{n-k} \ P^T] \quad (1.7)$$

La relation (1.8) permet de déterminer si un mot de n bits noté r appartient ou non au mot de code, l'idée est de définir l'ensemble des mots n bits orthogonaux au mot de code et de vérifier si r est orthogonal à cet ensemble [4].

$$G * H^T = 0 \quad (1.8)$$

La relation qui permet de contrôler si un mot appartient au code ou non est donnée comme suite :

$$c * H^T = 0 \quad (1.9)$$

Avec c mot du code.



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

C.4.5 Syndrome

Considérons le cas où l'émetteur transmet le mot de code X_m et le récepteur reçoit le mot C_m . On appelle syndrome, le vecteur :

$$S = C_m \cdot H^T \quad (1.10)$$



On peut écrire aussi :

$$S = X_m \cdot G \cdot H^T$$

Pour que C_m soit un mot de code, le syndrome doit être nul.

Si le mot de code reçu C_m est entaché d'erreur, le Code reçu sera la somme du code émis et l'erreur (équation (1.11))

$$Y_m = C_m + E_m \quad (1.11)$$

Où Y_m est le mot de code entaché d'erreur. Le syndrome sera déduit par la relation (1.12):

$$S = Y_m \cdot H^T \quad (1.12)$$

Prenons le cas d'une erreur simple sur le $i^{\text{ème}}$ bit de mot d'erreur. Le syndrome est alors identique à la $i^{\text{ème}}$ ligne de H^T (ou la i^e colonne de H). Il est possible de corriger l'erreur si toutes les colonnes de H sont distinctes. La stratégie de décodage est alors très simple : on compare le syndrome avec les colonnes de H . s'il est identique à l'une d'elles, on corrige le bit correspondant du mot reçu [8].

1.3 Modulation

1.3.1 Introduction

On appelle transmission en bande transposée ou modulation, une transmission avec modification préalable du spectre du signal à transmettre. Elle utilise généralement deux signaux :

- le message analogique ou numérique, appelé signal modulant ou message (BF)
- un signal de porteuse ou d'échantillonnage (HF)

La modulation peut être :

- soit une transposition plus ou moins directe du spectre du message vers les HF (modulation d'amplitude, de fréquence).
- soit une modification radicale du signal lui-même et utilisant des moyens numériques, notamment l'échantillonnage (modulation par impulsions).
- soit une combinaison des deux techniques précédentes (Wide Band Code Division Multiple Access - W-CDMA).



- *Modulation par saut (shift keying modulation).*
- *Modulation par impulsion et codage MIC.*
- *Modulation a phase continue CPM.*

Dans notre projet nous allons étudier la modulation CPM

1.3.2 Etude générale de la CPM

Les modulations à phase continue (dites CPM) représentent une famille de modulation de phase à enveloppe constante. Elles ont été introduites au début des années 80 par John B. Anderson et Carl- Erik Sandberg [6]. En plus d'une enveloppe constante, ces modulations possèdent d'autres propriétés qui les différencient des modulations linéaires classiques. Parmi ces propriétés on peut citer la non-linéarité par rapport à la séquence transmise ainsi que la modélisation en treillis des signaux CPM. On appelle modulation à phase continue, notées CPM, les modulations dans lesquelles la phase de l'enveloppe complexe $z(t)$ évolue de façon continue avec le temps sans pour autant être constante. Assurer la continuité de la phase permet de limiter l'occupation spectrale du signal modulé

L'expression générale de la phase $\varphi(t)$ du signal $z(t)$, dans l'intervalle est $[nT, (n + 1)T]$, est la suivante :

$$\varphi(t) = 2\pi \sum_{k=-\infty}^n a_k b_k q(t - kt) \quad (1.7)$$

Ou la suite (a_k) est la suite des amplitudes M-aires associées aux symboles successifs. Ces symboles sont uniformément réparties. La suite (b_k) est la suite des indices de modulation. Généralement, elle est constante et l'indice de modulation b est fixe. Elle peut varier de manière cyclique, on parle alors de modulation multi-indice. L'impulsion élémentaire $q(t)$ est une forme d'onde continue normalisée, qui est souvent l'intégrale d'une fonction $g(t)$.

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau \quad (1.8)$$

La fonction $2\pi b q(t)$ est appelé impulsion élémentaire de phase, et elle est notée par la suite $\varphi(t)$. La fonction $g(t)$ est appelée impulsion élémentaire de fréquence.

Les modulations CPM les plus couramment utilisées sont décrites dans les sections suivantes. Il s'agit des modulations de fréquence à phase continue CPFSK, avec en particulier les modulations MSK, et des modulations GMSK binaires. Ces modulations ont une enveloppe constante [2].



- La CPFSK est une modulation par saut de fréquences à phase continue, elle associe à chaque symbole une fréquence f_i . Le changement de fréquence est effectué en maintenant la continuité de la phase.
- La MSK est une modulation CPFSK d'indice de modulation ($\eta = 0.5$), son nom provient de l'utilisation de l'écart minimum permettant d'obtenir des fréquences orthogonales
- La modulation GMSK est une modulation MSK à laquelle on a ajouté un filtre passe-bas gaussien dans le but de diminuer l'occupation spectral du signal modulé. il s'agit donc d'une modulation de fréquence à phase continue d'indice ($\eta = 1/2$).

1.4 Canal de transmission

1.4.1 Définition

Avant toute conception d'une chaîne de transmission, et notamment la sélection de la forme d'onde, la nature ainsi que les propriétés du canal utilisé doivent être étudiées. Puissance du bruit, type et stationnarité du canal, sont des paramètres dont la connaissance a priori est primordiale pour un choix efficace de la forme d'onde. Cette connaissance permet ensuite d'évaluer la capacité du canal sachant la forme d'onde adoptée. D'un point de vue opérateur, les informations relatives aux conditions de propagation sont essentielles pour une première évaluation de la capacité du système ainsi que la qualité et la nature du service qu'il pourra proposer.

Le canal de transmission représente la liaison entre l'émetteur et le récepteur et peut être de différentes natures selon le type de données qu'il permet de véhiculer. Le canal de transmission est caractérisé par sa capacité et par sa bande passante.

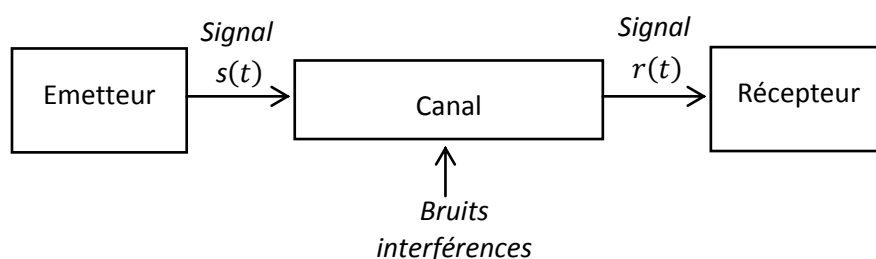


Figure 1.6. Canal de transmission.

Les sources de perturbations sont diverses et dépendent essentiellement du milieu où se trouve le canal de transmission figure (1.6). Les principaux types de bruits sont : les bruits galactiques entre 20 MHz et 200 MHz dus aux rayonnements des différentes sources d'énergie de l'espace ; les bruits atmosphériques jusqu'à 20 MHz induit par les éclairs orageux, le bruit industriel, le bruit urbain, les micro-coupures correspondant à de courtes interruptions du signal, les sauts de phase et scintillements liés à des variations brusques de phase ou lentes causées par les alimentations électriques ; la diaphonie lors de l'acheminement de plusieurs liaisons par un même câble [9].

1.4.2 Capacité d'un canal numérique bruité

Une formule précise la capacité du canal de transmission pour un signal numérique traversant une ligne réelle donc bruitée

$$D = B \log_2 1 + \frac{S}{N} \quad (1.9)$$

Où

D : Débit binaire(*bits/S*).

B : Bande passante (*HZ*).

$\frac{S}{N}$: Rapport signal sur bruit(*W/W*).

Il existe plusieurs modèles théoriques du canal de transmission en fonction des types d'erreurs les plus fréquents :

1.4.3 Canal binaire symétrique

La partie de la liaison de l'entrée de l'émetteur à la sortie du récepteur peut être considérée comme un canal binaire, ce dernier est caractérisé par une *entrée et une sortie de flux binaires finis et égaux à (0, 1)*. Les phénomènes physiques à l'œuvre dans le canal réel sont donc laissés de côté, pour se connecter simplement sur la transformation binaire entre l'entrée et la sortie.

$$P\left(\frac{R_0}{S_1}\right) = P\left(\frac{R_1}{S_0}\right) \quad (1.9)$$

Où R_i est S_i représentent respectivement l'évènement émission et réception de l'élément binaire

En sortie du canal de transmission, le signal bruité est démodulé afin d'obtenir une suite d'éléments binaires. Il est possible de représenter l'ensemble des parties modulation, canal de transmission et démodulation par un canal binaire. Le principe d'un canal binaire, représenté sur la figure (1.7), est d'associer à chaque bit d'entrée une certaine probabilité pour que le bit reçu soit erroné. Qui dépend d'une part des erreurs engendrées par le canal de propagation et d'autre part des erreurs dues à la démodulation du signal.

A Description d'un canal binaire

Le modèle le plus simple est le canal binaire symétrique appelé BSC (*Binary Symmetric Channel*). Un BSC est défini par sa probabilité d'erreur, notée P . La valeur de cette probabilité qui dépend du canal et de la modulation correspond au TEB obtenu en sortie du démodulateur. Si l'on note c et y les éléments en entrée et en sortie du BSC, alors la probabilité pour que le symbole reçu soit erroné sera égale à P équation (1.10) et inversement la probabilité pour que le symbole reçu soit correcte sera de $1-P$ équation (1.11):

$$P_r(y = 0, c = 1) = P_r(y = 1, c = 0) = P \quad (1.10)$$

$$P_r(y = 0, c = 0) = P_r(y = 1, c = 1) = 1 - P \quad (1.11)$$

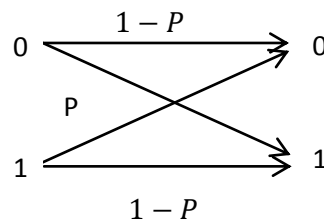


Figure 1.7. Canal binaire symétrique.

1.4.4 Canal AWGN

Un canal de transmission à bruit additif gaussien blanc AWGN (Additive White Gaussian noise) est représenté sur la figure (1.8). Il est constitué par l'addition d'un

bruit gaussien blanc, de densité spectrale bilatérale de puissance DSP donné par l'équation (1.12) [10].

$$S_b(f) = \frac{N_0}{2} \quad (1.12)$$

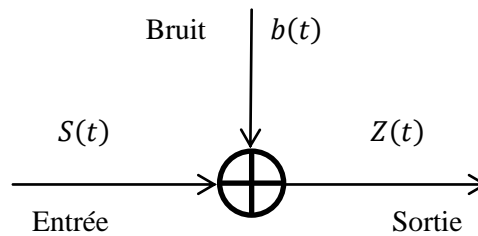


Figure 1.8. Le canal à bruit additif blanc gaussien AWGN

1.5 Conclusion

Nous avons abordé dans ce chapitre les fondements théoriques qui régissent la transmission numérique des informations [11]. En présentant les bases théoriques qui permettent de décrire l'ensemble des fonctions concernées par notre étude [12]. Nous avons ainsi présenté les notions fondamentales du codage correcteur d'erreurs et des modulations numériques car c'est l'association de ces deux fonctions qui permet de concevoir des systèmes à grande efficacité spectrale présentant de bonnes performances vis-à-vis du bruit. Une description des modèles de canal de transmission utilisés dans l'étude a également été donnée.

2.1 Introduction

L'analogique et le numérique sont deux procédés de transmissions utilisés pour véhiculé des données. (Audio, photo, vidéo...). L'analogique est né avec le début de l'électricité tandis que le numérique est apparu plus récemment avec l'ère de l'informatique. Le principe de l'analogique est de reproduire le signal à enregistrer (audio, vidéo...) sous forme similaire sur un support (magnétique en général). En numérique le signal analogique est converti en numérique grâce à un convertisseur analogique/numérique, La tâche du convertisseur analogique/numérique est de traduire le signal en une séquence de nombres binaires. Après cette conversion le signal n'est plus qu'une suite de " 0 " et de " 1 " c'est-à-dire un signal à deux états au lieu d'une infinité en analogique.

Après transport et stockage, en numérique tout signal (vidéo ou audio) devra être resitué sous sa forme originale. Par exemple un signal audio sera reconverti de numérique en analogique pour ensuite être amplifié et écouté. En effet nos oreilles ne perçoivent qu'en analogique.



Figure 2.1. Passage de l'analogique vers le numérique

2.2 Définition de la MIC

La modulation par impulsion et codage MIC est une modulation numérique. Par opposition aux modulations analogiques, où l'on essaie de transmettre une image aussi fidèle que possible de l'information source, les modulations numériques commencent par générer une approximation du signal à transmettre. La transmission se fait ensuite sous la forme de caractères discrets (nombres entiers) que l'on peut aisément coder dans une représentation facile à transmettre à destination du récepteur. On fait donc une correspondance entre une grandeur physique (signal à transmettre) et une série de nombres entiers sans réalité physique [10]. La motivation de l'utilisation de la MIC réside dans l'espoir de pouvoir, par cette manière, et compte tenu de certaines caractéristiques de la parole (ou, plus généralement, du type de message à transmettre) diminuer le débit binaire nécessaire à la retransmission de l'information.

2.2.1 Applications courantes de la modulation MIC

Cette modulation est quasiment utilisée partout en télécommunications. En effet, tous les téléphones numériques l'utilisent pour transmettre la voix (RTC ou VoIP) et le son [1]. Notamment pour les disques compacts audio, et l'enregistrement sur bandes DAT et Mini disc, les disques optiques à haute capacité (Blu-ray et HD DVD), ainsi que pour les fichiers WAV et BWF standards [13]. Elle est implantée sur les cartes sons des ordinateurs avec une quantification sur 8 ou 16 bits. C'est une numérisation brute, très fidèle au signal analogique, sans compression. Il est possible, par le biais des modulations numériques, de transmettre un signal analogique sous forme numérique, et d'utiliser ainsi les mêmes canaux de transmission que les équipements de transmission de données. Le Réseau Numérique à Intégration de Services RNIS (ISDN en anglais), est ainsi rendu possible. Il s'agit là d'une véritable révolution dans les télécommunications, dont toutes les implications n'ont pas encore été réalisées.

2.2.2 Les différentes étapes de la MIC

Ainsi, la modulation MIC se définit en cinq étapes chronologiques suivant :

- Filtrage,
- Echantillonnage,
- Quantification,
- Conversion en bits,
- Multiplexage des données.

A. Le filtrage

Il existe des contraintes liées à la théorie de l'échantillonnage, et à la numérisation de signaux analogiques, dans le domaine fréquentiel. Soit $v(t)$ un signal analogique. Il est échantillonné par un signal $u(t)$, donné par l'équation ci-dessous :

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_e) \quad (2.1)$$

Où :

$\delta(t)$: Représente la fonction de Dirac,

T_e : La période d'échantillonnage.

On transpose dans le domaine fréquentiel par la transformée de Fourier :

$$u(f) = \frac{1}{T_e} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(f - nf_e) \quad (2.2)$$

$$u(f) = \frac{1}{T_e} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(f - nf_e)$$

$$v'(t) = v(t) \cdot u(t) = v(t) \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_e)$$

$$v'(f) = v(f) \cdot \frac{1}{T_e} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(f - nf_e)$$

On peut donc conclure :

$$v'(f) = \frac{1}{T_e} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} v(f - nf_e) \quad (2.3)$$

Nous voyons que nous avons duplication du spectre $v(f)$ toutes les nfe c'est-à-dire périodiquement. A cause de cette duplication, les différents spectres de $v(f)$ se superposent et il deviendra impossible de récupérer $v(f)$. Il y a perte d'information. Pour éviter cela, il faut placer avant échantillonnage, un filtre anti-repliement qui va permettre de borner le spectre du signal, et éviter la perte d'information (figure2.2).

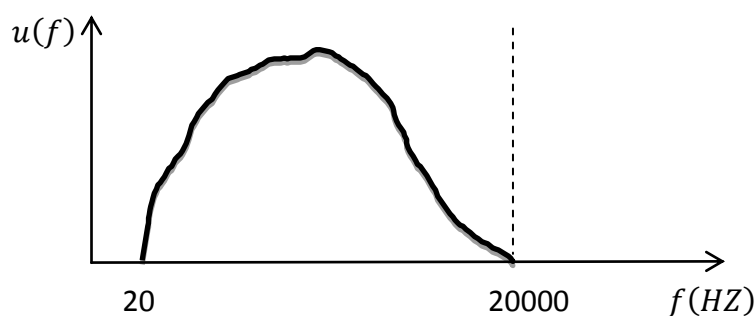


Figure 2.2. Filtrage du signal.

Les caractéristiques internes de l'oreille induisent une sensibilité fréquentielle pouvant aller de (20 à 20000) Hz. C'est pour cette raison que l'on choisit $F_e=44,1$ kHz comme fréquence d'échantillonnage dans le cas du CD. Ainsi, avant d'échantillonner le signal, on place en amont un filtre passe bas afin d'éliminer toutes les fréquences supérieures à 20kHz. C'est-à-dire on ne va garder que les fréquences audibles par l'oreille humaine (figure 2.3).

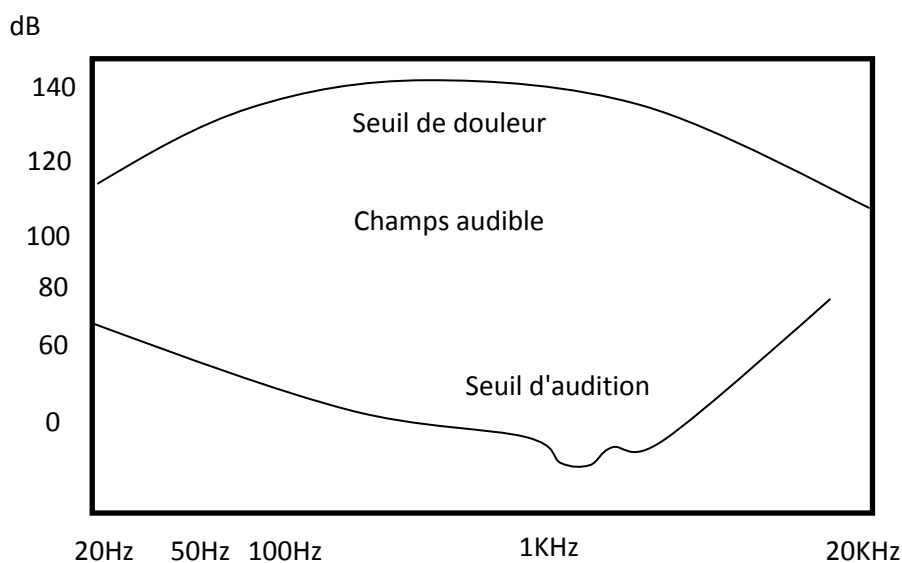


Figure 2.3. Champ audible pour l'oreille humaine.

Le filtre anti-repliement doit avoir un gain constant égal à un sur une bande de fréquence F_e , centré au voisinage de zéro. Nous sommes amenés à synthétiser un filtre passe bas à -3db. Nous utilisons généralement un filtre Butterworth dans la réponse impulsionnelle est donné par l'équation (2.4) [14] :

$$H(f) = \frac{1}{\sqrt{(1 + \frac{F^2n}{F_c^2})}} \quad (2.4)$$

Avec :

F_c : Fréquence de coupure

n : Ordre du filtre

Ce type de filtre présente l'avantage de répondre au critère de maximum de platitude dans la bande passante et de présenter un retard de groupe constant jusqu'à $F_c/2$. Le choix de l'ordre du filtre s'effectue de manière à limiter la puissance du signal. On limite donc le recouvrement du spectre en termes de puissance (équation 2.4) [14] :

$$\frac{P_{recouvrement}}{P_{signal}} \leq x \% \quad (2.5)$$

Si l'on suppose un signal à spectre constant, et que l'on admet une puissance ramenée d'au plus 1%, nous pouvons établir en fonction de n , la valeur de la fréquence de coupure du filtre :

n	1	2	4	6
F_e	$F_e/127$	$F_e/6$	$F_e/3$	$F_e/2$

Tableau 2.1. Fréquences d'échantillonnages

❖ Problème lié au retard de groupe

Tous les filtres introduisent un déphasage, pouvant conduire à une distorsion dans le signal multifréquence (cas de l'audio), comme indiqué en équation (2.6) :

$$V_e = V \cdot \cos(\omega t) \rightarrow V_s = V \cdot \cos(\omega t - \varphi) = V \cdot \cos\left(\omega \left(t - \frac{\varphi}{\omega}\right)\right) \quad (2.6)$$

On obtient à la sortie du filtre d'un signal retardé de T_r :

$$T_r = \frac{\varphi}{\omega} \quad (2.7)$$

La figure (2.2) montre que si le retard n'est pas constant pour toutes les fréquences (déphasage linéaire avec la fréquence), on obtient alors une distorsion. Deux signaux synchrones, en entrée du filtre, ressortent désynchronisés :

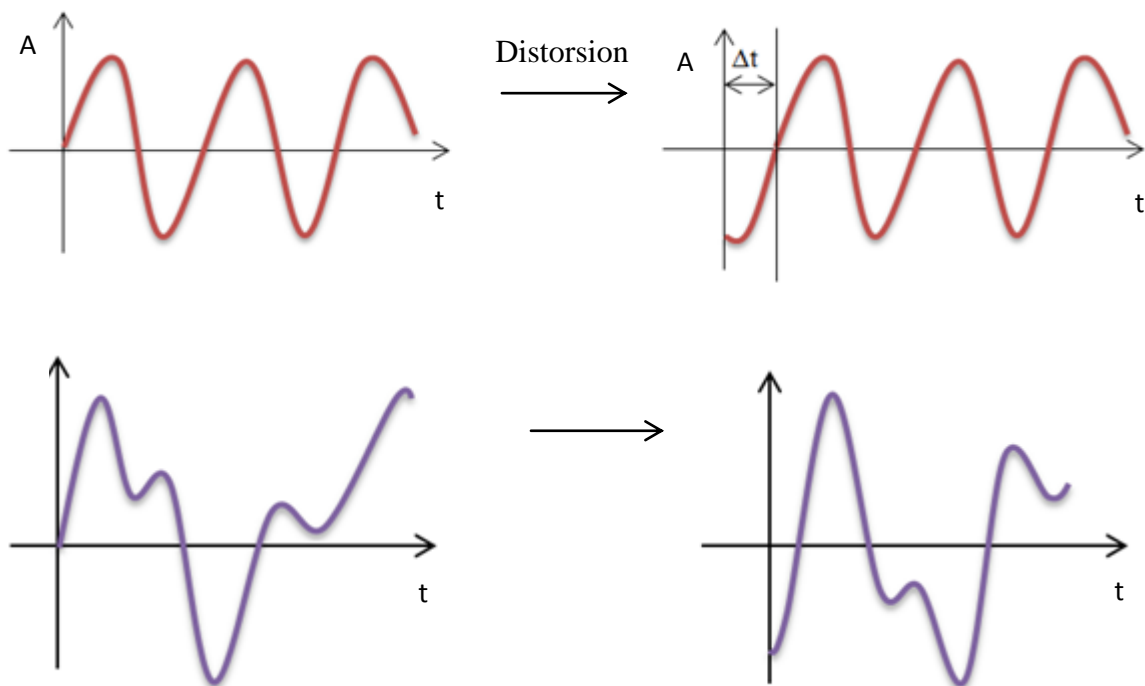


Figure 2.4. Distorsion du spectre dans le domaine temporel.

A.2 Comparaison

- Un filtre de Bessel assurera un temps retard de groupe constant dans la bande passante, mais une atténuation lente.
- Un filtre de Tchebychev donnera une atténuation rapide, mais par contre nous aurons de l'ondulation dans la bande passante et un très mauvais retard de groupe.
- Un filtre de Butterworth est un très bon compromis, il assure une réponse plate avec un retard de groupe constant pour les fréquences inférieures à $F_c/2$ [14].

B ECHANTILLONNAGE

B.1 Principe

Soit un signal monodimensionnel $S(t)$. L'échantillonnage consiste à prélever des valeurs du signal à intervalles de temps réguliers, appelée période d'échantillonnage.

Pour une période d'échantillonnage T_e la grandeur $F_e = 1/T_e$ s'appelle la fréquence d'échantillonnage.

B.2 Aspect temporel

Comme c'est montré sur la figure (2.5), l'échantillonnage transforme le signal analogique $S(t)$, en une suite numérique $S(nT_e)_{n \in \mathbb{Z}}$. nous notons généralement les échantillons $s[n] = (nT_e)$.

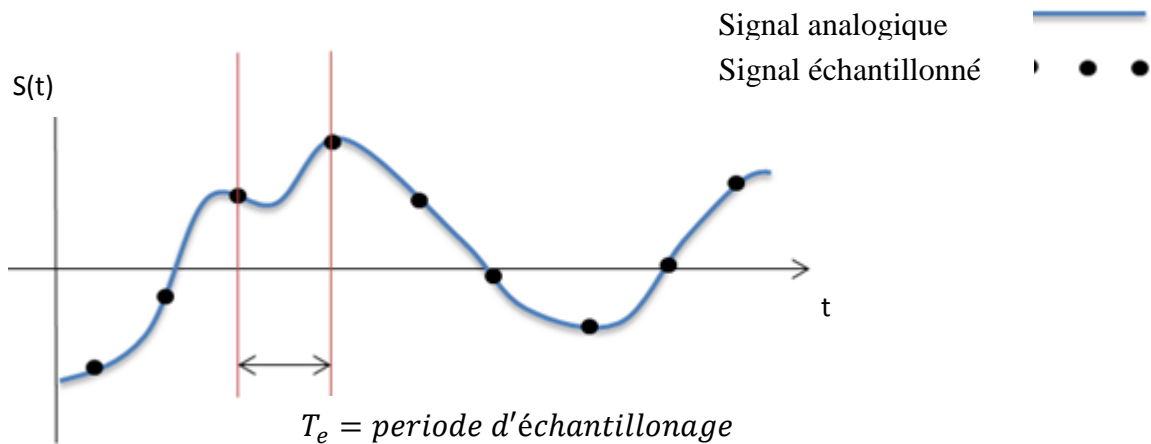


Figure 2.5. Echantillonnage d'un signal analogique

B.3 Aspect fréquentiel

En échantillonnant le signal on modifie sa nature, donc son spectre. L'échantillonnage d'un signal analogique duplique le spectre des fréquences de ce même signal avec une période F_e voir figure (2.6). Cette duplication du spectre ne pose pas de problème si le spectre du signal analogique est borné, c'est-à-dire si toute l'énergie du signal est comprise entre deux fréquences F_{min} et F_{max} comme sur la figure (2.7).

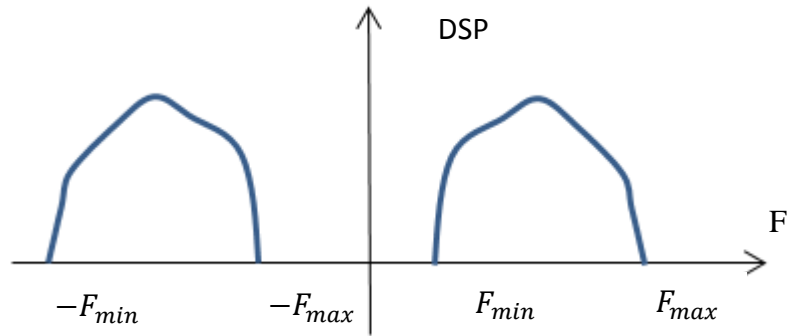


Figure 2.6. Spectre d'un signal analogique.

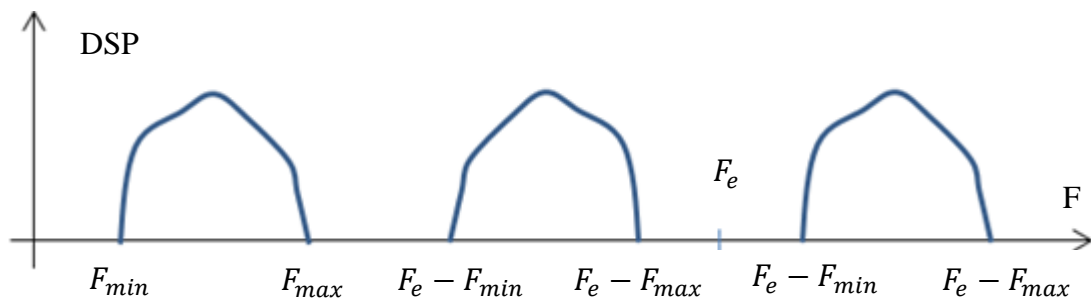


Figure 2.7. Spectre d'un signal analogique échantillonné.

B.4 Théorème de Shannon

Pour qu'il n'ait pas superposition entre le spectre du signal analogique et le spectre du signal échantillonné, il faut que $F_e - F_{max} > F_{max}$ ce qui donne le théorème de Shannon : $F_e \geq 2 * F_{max}$ Lorsque l'on respecte cette condition, il n'y a pas de recouvrement de spectre et donc pas de détérioration de l'information. Pour s'assurer qu'un signal que l'on veut échantillonner possède un spectre borné, nous utilisons un filtre appelé filtre anti repliement.

C .Quantification

C.1 Définition

L'opération de quantification consiste à coder les échantillons à l'aide d'un ensemble de combinaisons binaires. Les éléments binaires étant en nombre limité, N bits, nous ne disposerons donc que de 2^n combinaisons pour quantifier des échantillons qui peuvent prendre une infinité de valeurs [15].

C.2 Quantification linéaire

La quantification linéaire consiste à choisir les niveaux de quantifications de sorte que toute la gamme des échantillons soit quantifiable avec un pas de quantification constant.

Soit le signal échantillonné $S_e(t)$ dont les échantillons sont compris entre les tensions V_{min} et V_{max} . On désire effectuer la quantification sur N bits. Nous disposons donc de 2^n combinaisons possibles qu'il faut répartir entre V_{min} et V_{max} . Le pas de quantification dans une quantification linéaire est donc S_0 :

$$S_0 = \frac{(V_{max} - V_{min})}{2^N} \quad (2.8)$$

Pour répartir les niveaux de quantification par rapport aux niveaux de tension, nous traçons le graphe de correspondance entre les échantillons et les niveaux de quantifications. Voici un exemple de graphe pour une quantification sur 4 bits.

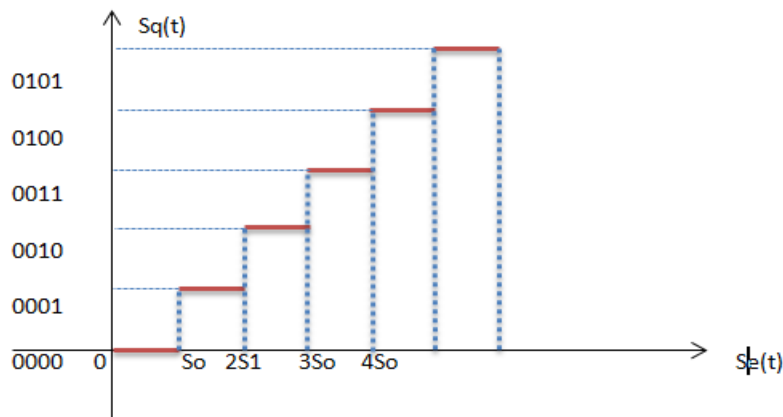


Figure 2.8. Quantification linéaire sur 4 bits.

Nous remarquons sur ce graphe (figure 2.8) que deux échantillons de valeurs différentes comprises entre S_0 et $2S_0$ seront codés avec la même suite binaire 0001. Il y a donc perte de donnée lors de cette conversion. Cette perte est au maximum égale à $\frac{S_0}{2}$.

C.2.1 Rapport signal à bruit du quantificateur uniforme

Le rapport signal à bruit en décibels sera donné par la relation suivante :

$$SNR_q = 10 \log_{10} \frac{\sigma_x^2}{\sigma_\varepsilon^2} \quad (2.9)$$

Où

σ_x : Valeur efficace du signal.

σ_x^2 : Puissance du signal.

σ_ε^2 : Puissance du bruit.

C.3 Quantification non linéaire

Pour obtenir un (SNR) constant quelle que soit l'amplitude du signal, il faut utiliser un pas de quantification faible pour les petites amplitudes du signal et un pas de quantification plus important pour les grandes amplitudes. Voici un exemple de graphe de correspondance d'une quantification non linéaire sur 4 bits :

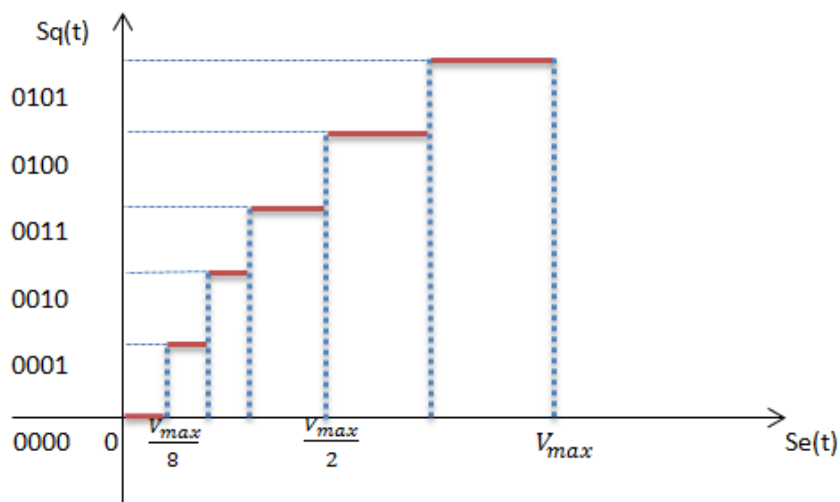


Figure 2.9. Quantification non linéaire.

Dans le cas de la parole par exemple, les amplitudes à quantifier ont une dynamique très importante (de 1 à 1000), ainsi les faibles amplitudes les plus fréquentes sont-elles quantifiées avec des pas beaucoup plus fins que les fortes.

Les lois non linéaires qui sont utilisées essentiellement sont la loi A ou loi à 13 segments utilisée en (France/ Europe), et la loi μ utilisée en (Japon/USA) [2].

Les lois non uniformes sont réalisées par un compresseur logarithmique suivi d'un quantificateur uniforme, lui-même suivi d'un expandeur logarithmique, suivant le schéma de la figure (2.10).

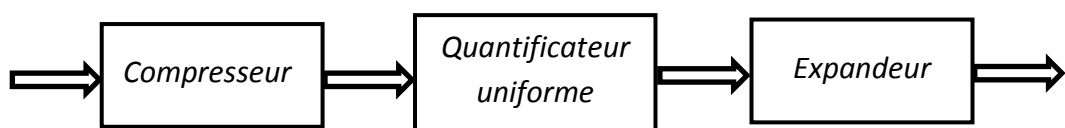


Figure 2.10. Schéma de quantification non linéaire.

C.3.1 loi de compression A

Elle est définie par :

$$Y(x) = \begin{cases} \operatorname{sgn}(x) \frac{A|x|}{1 + \ln(A)} & \text{pour : } 0 \leq |x| \leq \frac{1}{A} \\ \operatorname{sgn}(x) \frac{1 + \ln(A|x|)}{1 + \ln(A)} & \text{pour : } \frac{1}{A} \leq |x| \leq 1 \end{cases} \quad (2.10)$$

La loi A ainsi définie est approximée dans la pratique par 13 segments de droites qui définissent les intervalles de quantifications correspondants voir figure (2.11), la grandeur de ces échelons de quantification résulte de la multiplication d'un échelon élémentaire S_0 par une puissance de deux.

$$y = \operatorname{sgn}(x) \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)} \quad (2.11)$$

Où

x : Est le signal d'entrée normalisé entre ± 1 .

μ : Est le paramètre de compression.

sgn : Est la fonction signe de x .

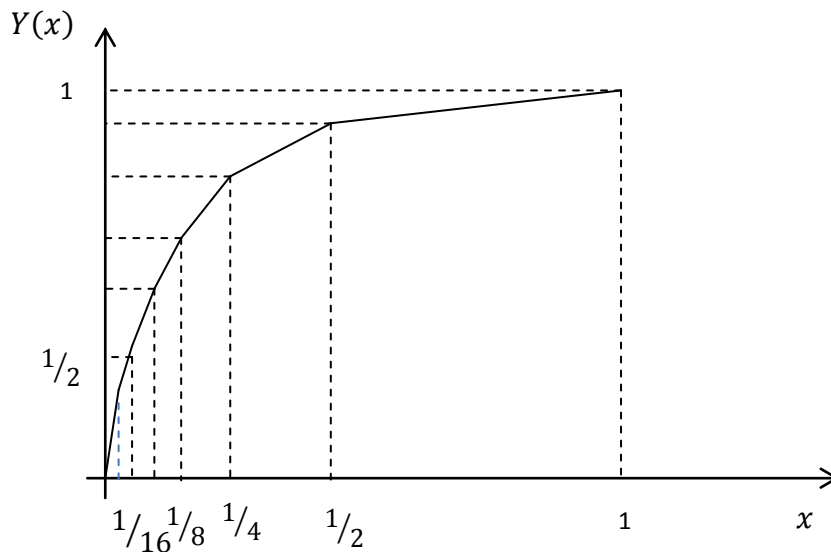


Figure 2.11. Représentation de la loi à 13 segments.



Pour un signal de parole standard, la loi A apporte une réduction de 24 dB du bruit de quantification par rapport à une quantification uniforme.

C.3.2 loi de compression μ

Elle est antérieure à la loi A et elle est définie par (recommandation G711 de l'UIT-T) :

Le taux de compression à l'origine lorsque X tend vers 0 vaut :

$$C = \frac{\mu}{\ln(1 + \mu)} \cong 46 \quad (2.12)$$

Avec $\mu = 255$



La loi A et μ sont très voisines mais la loi μ conduit à un meilleur rapport signal à bruit pour les faibles niveaux.

C.4 Bruit de quantification

La dégradation que subit le signal lors d'une conversion analogique numérique est analogue à celle que produirait un bruit superposé au signal. Ce bruit est appelé bruit de quantification $B_q(t)$. Sa valeur maximale est de $\frac{S_0}{2}$ et le carré de sa valeur quadratique moyenne (valeur efficace au carré) est de $\frac{S_0^2}{12}$. Donc une valeur efficace de $\frac{S_0}{3.46}$. Nous remarquons que plus le pas de quantification est faible, plus le bruit de quantification sera faible. Si nous calculons le rapport signal sur bruit (SNR) obtenu pour différents niveaux de tensions lors d'une quantification linéaire, nous constatons que celui-ci est très important lorsque le signal analogique est faible. Le Rapport Signal sur Bruit est le rapport entre la valeur efficace du signal et la valeur efficace du bruit.

C.6 Quantification adaptative

Pour diminuer le débit nécessaire au signal numérique sans perte de qualité de numérisation, une première idée serait de ne quantifier que la différence entre deux échantillons. Les signaux étant continus, la différence d'amplitude entre deux échantillons est alors beaucoup plus faible que la valeur d'un échantillon, elle nécessite donc moins de bits pour être quantifiée.

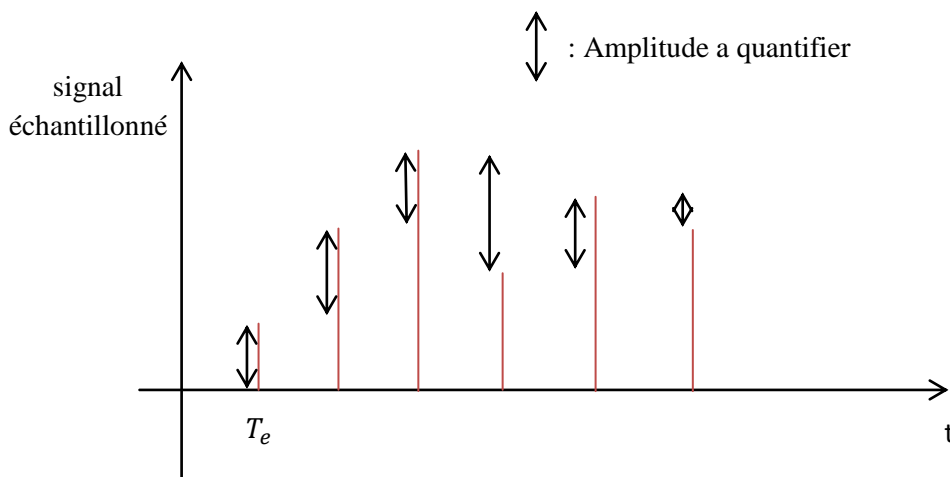


Figure 2.12. Quantification adaptative.

En pratique cette technique n'apporte pas un gain important. Nous préférons utiliser des systèmes capables de synthétiser un signal à partir de quelques éléments caractéristiques de celui-ci. Nous appelons cela un prédicteur. La prédiction ou

extrapolation du signal n'est possible que si, certaines conditions caractéristiques statistiques du signal sont connues. Un signal parfaitement aléatoire dont nous ne connaissons rien ne pourra être extrapolé. Nous utilisons ensuite des algorithmes adaptatifs pour coder la différence d'amplitudes entre un échantillon et la valeur estimée par un prédicteur. Cette différence est alors quantifiée sur un nombre restreint de bits.

C.7 Schéma de fonctionnement de l'encodeur adaptatif ADPCM

- Soit à numérisé un signal $S_e(t)$, $S_e^*(t)$ sera le signal généré par le prédicteur, celui-ci n'est pas parfait il y a donc une différence entre le signal prédit et le signal que l'on souhaite numériser. C'est cette différence qui est quantifiée : $S_e - S_e^*$ comme représenté sur la figure (2.13).

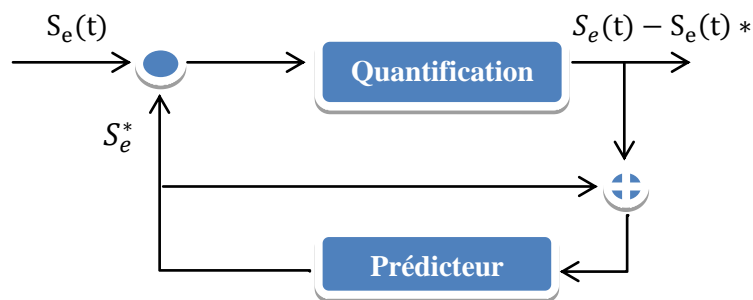


Figure 2.13. Schéma de fonctionnement de l'encodeur adaptatif.

Nous remarquerons que le prédicteur améliore à tout instant sa prédiction en utilisant l'échantillon précédant pour prédire le suivant.

D. Conversion en bits

La conversion en bits consiste à associer à chaque niveau de quantification une suite binaire, Nous avons plusieurs types de codage : le code binaire NRZ, le code binaire RZ, le code bipolaire NRZ, le code bipolaire RZ.... Dans notre cas, nous allons utiliser un code NRZ.

E. Multiplexage des données

Le multiplexage joue un rôle prépondérant dans la construction des réseaux de transmission. Il consiste à associer ou regrouper des débits incidents pour former un

débit supérieur ou résultant qui est plus facile à transmettre et à gérer dans le réseau de transmission. Il est évidemment impossible de transporter sans multiplexage l'ensemble des signaux à 64 kbit/s du réseau téléphonique par exemple. Le multiplexage est donc une technique que consiste à faire passer plusieurs communication dans un seul support de communication, comme c'est illustré dans la figure (2.14).

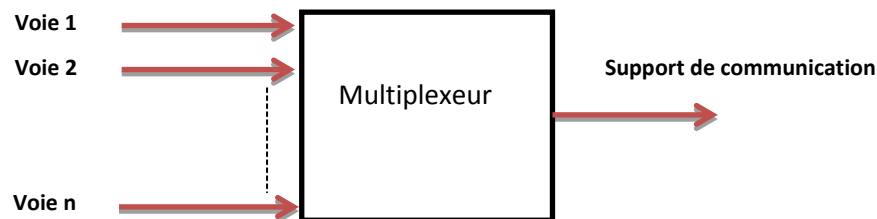


Figure 2.14. Multiplexeur.

Il existe deux types de multiplexage :

- Le multiplexage temporel (TDM) :

Le multiplexage temporel est utilisé avec les signaux numériques. Il consiste à attribuer cycliquement un intervalle de temps (IT) à chacune des communications. C'est ce qui fait d'ailleurs que si on a n signaux à transmettre et que chaque signal a un débit de m kbps, il nous faut un support de communication capable de supporter un débit de $n \cdot m$ kbps.

- Le multiplexage fréquentiel (FDM) :

Pour le multiplexage fréquentiel, les informations sont transmises en parallèle sur le spectre de fréquence du support. Ici une portion de la gamme de fréquence du support sera attribuée par décalage ou modulation à chaque signal ayant une bande passante très inférieure à celle du support [16].



Le cas d'un multiplexage en fréquence de la transmission téléphonique, les signaux sont limités de 300Hz à 3400Hz (parfois 4kHz).

Il est possible de multiplexer dans le temps plusieurs canaux téléphoniques modulés en MIC selon le principe de la TDM qui est de former une trame regroupant les caractères venant de ces mêmes canaux.

E.1 Conception d'une trame MIC

La trame MIC est conçue pour transmettre simultanément 32 voies téléphoniques (Figure 2.15), en utilisant les temps libres entre deux échantillonnages successifs d'une voie pour intercaler les échantillons des autres voies. [9]

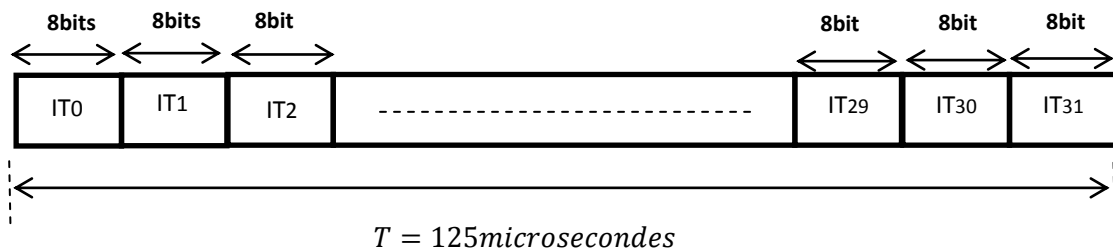


Figure 2.15. Trame MIC 32.

La trame temporelle de durée $T = 125 \mu\text{s}$ qui est divisée en 32 IT . Les IT_1 , IT_{15} et IT_{17} à IT_{31} sont attribuées aux 30 voies téléphoniques « utilisateurs ». IT_0 et IT_{16} , sont dédiées respectivement à la synchronisation et la signalisation. Les caractéristiques des systèmes primaires européen et américain sont résumées dans le tableau (2.1).



Pour reconnaître chacune des voies téléphoniques, la réception a besoin d'une référence. Nous trouverons donc au début de chaque trame dans l' IT_0 un mot de verrouillage de trame. La transmission de la signalisation des circuits téléphoniques est contenue dans l' IT_{16} .

Description	Système Européen G732	Système Américain G733
Fréquence d'échantillonnage	8 KHz	8 KHz
Nombre de niveau	256	127
Nombre de bit/échantillon	8	7
Débit binaire par voie	64 Kbit/s	64 Kbit/s
Quantification	non uniforme	non uniforme
Loi de codage	Loi A	Loi μ
Caract. de compression	à 13 segments	à 15 segments
Nombre d'IT	32	27
Nombre de voie	30	24
Nombre de bits/trame	256	193
Débit binaire total	2,048 Mbit/s	1,544 Mbit/s
Verrouillage	Groupé	Répartie

Tableau 2.1. Comparaison entre les normes utilisées en USA et Europe

F. Débit du signal numérique

Quel que soit la quantification utilisée, la numérisation correcte d'un signal analogique de bande passante comprise entre 0 et F_{max} , sur N bits, nécessite un débit binaire en sortie de quantificateur D tel que :

$$D = N \cdot F_e \geq 2 \cdot N \cdot F_{max} \quad (2.13)$$

Nous obtenons aussi le volume d'informations V en multipliant le débit D par la durée de la capture d :

$$V = D \cdot d \quad (2.13)$$



Le codage d'un signal vocal dont la bande de fréquences est comprise entre 0 et 4 kHz peut être échantillonné à 8 kHz. Une quantification MIC sur 8 bits nous donne un débit de 64 Kb/s.

G. Conversion numérique analogique

La démodulation de la MIC est très similaire à la modulation. Tous les éléments importants sont placés inversement à leur placement lors de la modulation, qui sera représenté dans notre chaine par le bloc Thala-Bits Rx.

Un filtre est nécessaire pour « lisser » les points sortant du convertisseur. Le signal récupéré en sortie du convertisseur étant des impulsions bloquées à un certain niveau pendant la durée de l'échantillonnage, le signal est donc « saccadé », afin de remédier à ce problème nous plaçons un filtre en sortie qui coupe à 4kHz, nous aurons ainsi filtré les harmoniques des impulsions échantillonnées sans altérer le signal que nous voulons récupérer Voir figure (2.16) .

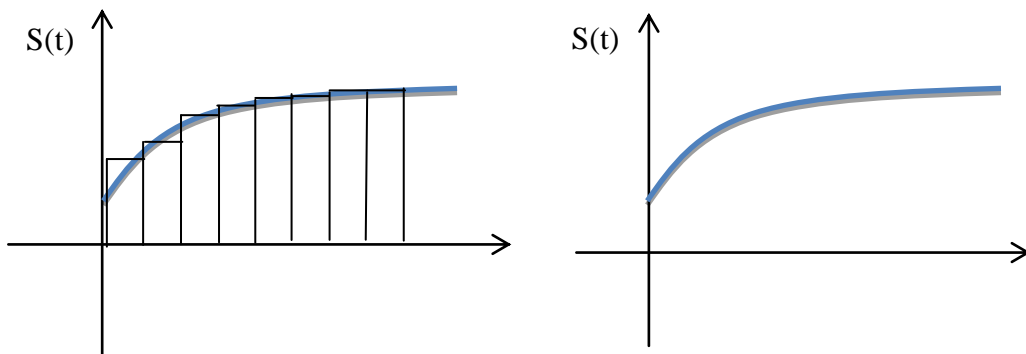


Figure 2.16. Reconstitution du signal analogique.

2.3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous vous avons rappelé ce qu'est la MIC qui est considéré comme étant notre codage source nommé THALA-BITS, Avec ces différentes étapes telles que l'échantillonnage, quantification, et conversion en bit en émission (Thala-Bits T_x) ainsi que (Thala-Bits R_x) en réception. Ce qui nous a permis de comprendre la MIC uniforme et de la comparer avec les deux techniques de numérisations Loi A, loi μ .

Chapitre 3 Simulation et résultats

3.1 Introduction

La simulation des systèmes de communications est un moyen efficace et rapide pour évaluer les performances de transmissions, et aussi de remédier aux principales difficultés de conception. Il existe plusieurs logiciels de simulation numérique, dans le cas de ce projet nous avons utilisé Simulink de Matlab, afin de modéliser notre chaîne de transmission et de l'analyser en ces différentes étapes. Dans le but de traiter les notions abordées en communications numériques, telles que la modulation et le codage de source et de canal. La démarche consiste à modéliser et simulé, en plusieurs étapes notre chaine.

En premier temps nous allons simuler notre chaine de transmission en bande base autour d'un canal BSC, cette chaine peut être considérée comme une chaine de référence pour évaluer la performance apportée par la suite.

Après, nous allons rajouter un bloc codage canal et examiner les améliorations obtenues. Ensuite nous passerons à une transmission en bande transposée ou modulation et nous allons établir les résultats apportés

Enfin, pour mettre en relief notre simulation nous allons présenter nos résultats à travers une interface graphique GUI de Matlab .

3.2 Implémentation de la chaine de transmission

Après avoir défini les différentes étapes de notre chaine de transmission dans le chapitre deux, la figure (3.1) représente son implémentation faite par le logiciel Simulink de MATLAB.

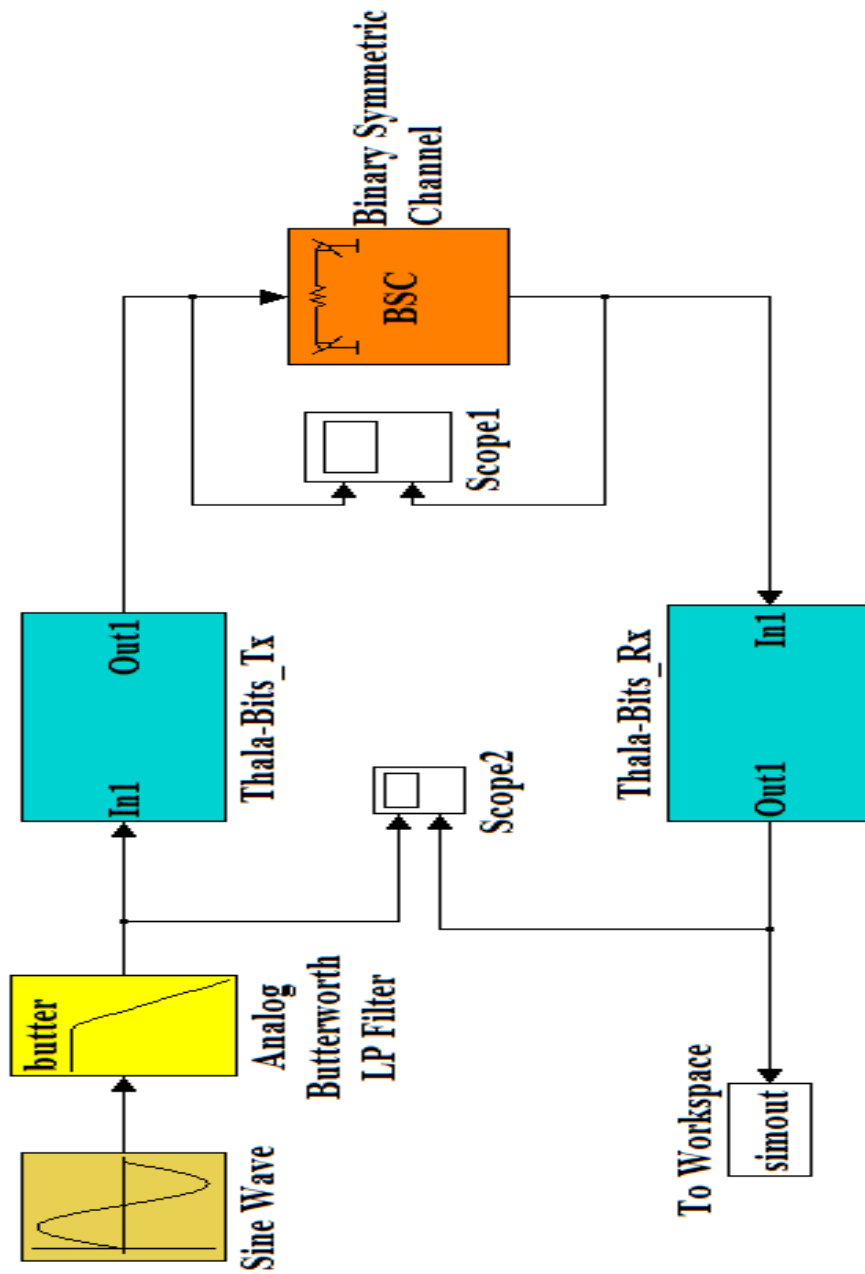


Figure 3.1. Chaîne de transmission de base.

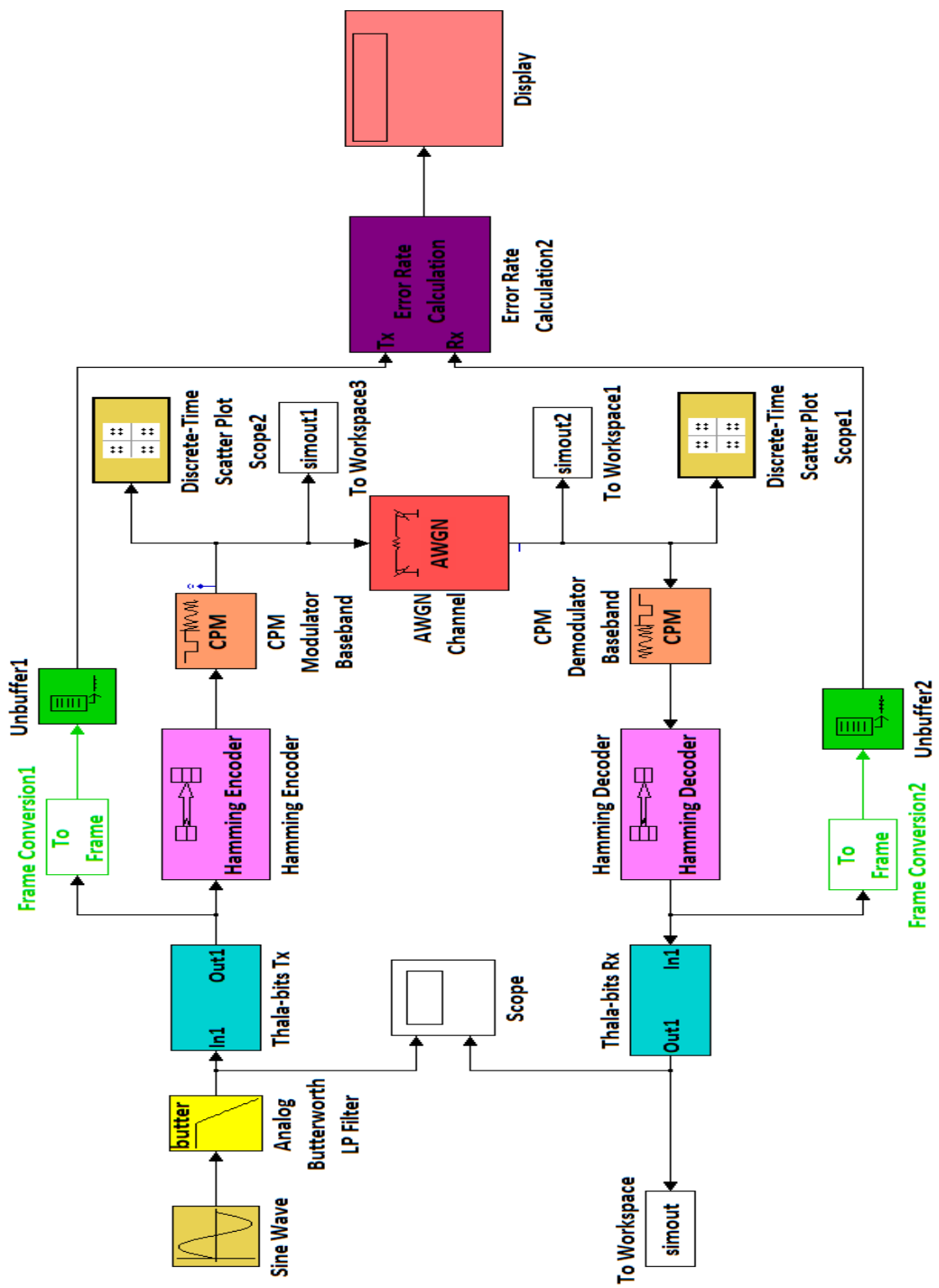


Figure 3.2. Schéma global de la chaîne de transmission.

3.3 Description des différents blocs de la chaîne

Notre chaîne est composée de dix-huit blocs, la description des blocs les plus importants est décrite comme suit :

Le bloc **Sine Wave** qui a pour fonction de fournir une sinusoïde.

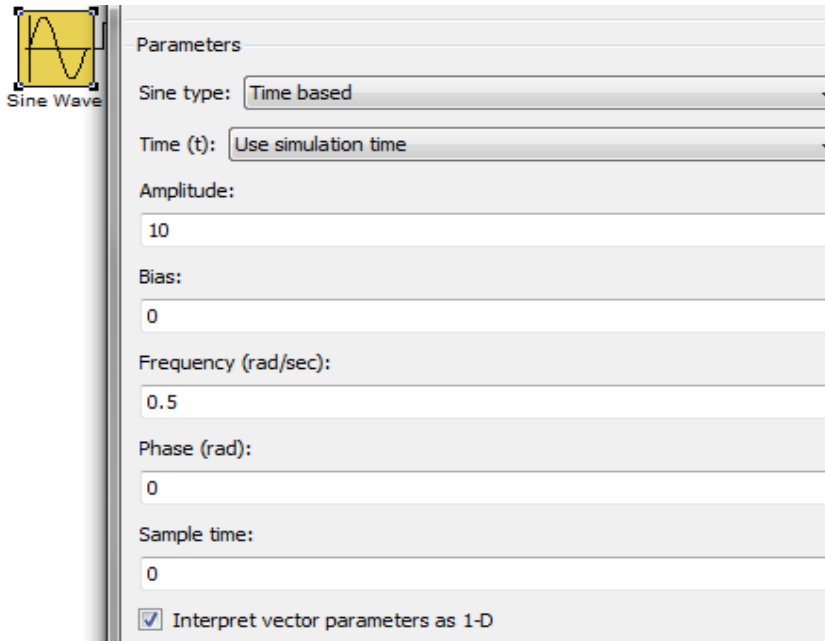


Figure 3.3. Bloc générateur de source.



Le bloc Sine peut être remplacé par le bloc From Audio Device

- Le bloc From Audio Device lit les données audio à partir d'un périphérique audio en temps réel. Dans notre cas, c'est le microphone de l'ordinateur.

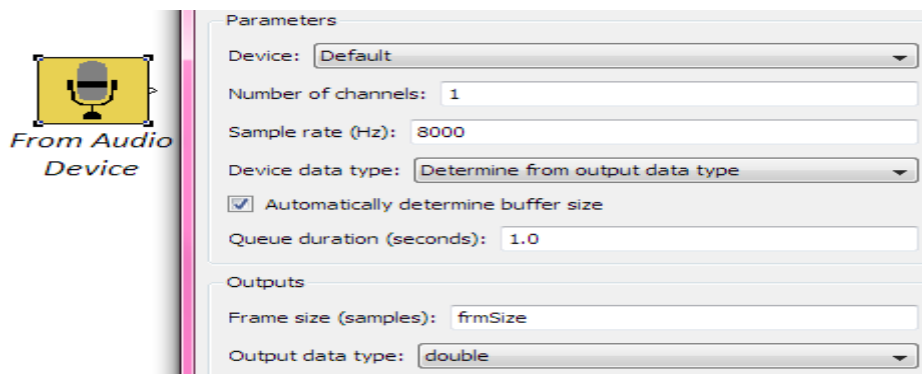


Figure 3.4. Bloc From Audio Device.

- le bloc **analog Butterworth LP filter** est un filtre analogique qui met en œuvre une configuration Butterworth, Chebyshev d'ordre 1, Chebyshev d'ordre 2 et un filtre elliptiques avec leurs différentes fonctions (passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe-bande). dans notre chaine le choix a été porté sur le filtre Butterworth que nous utilisons comme un filtre passe bas, il assure une réponse plate avec un retard de groupe constant pour les fréquences inférieures à $\frac{F_c}{2}$ [4].

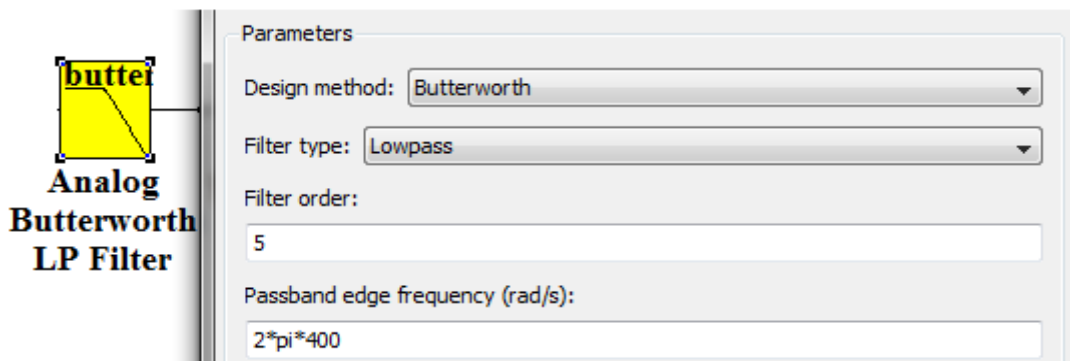


Figure 3.5. Bloc filtre de Butterworth.

- les deux blocs représentant **Thala-bits** (émission et réception) sont illustrés sur la figure (3.5), ainsi que leurs sous-blocs respectifs

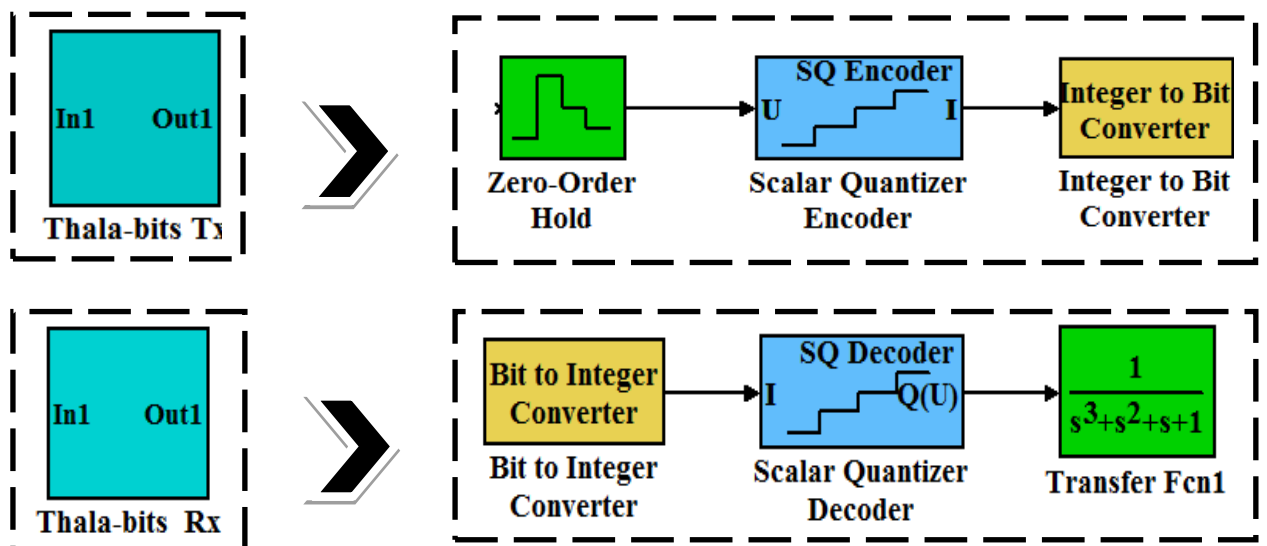


Figure 3.6. Bloc Thala-bits Tx/ Rx.

- Le **Zero-Order Hold** est un bloc qui échantillonne le signal d'entrée avec une période prédéterminer a l'entrée .

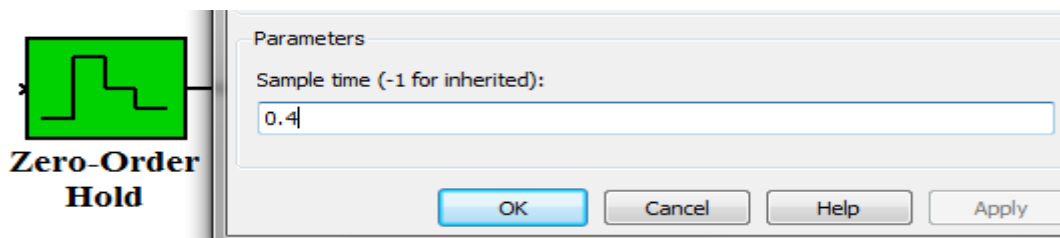


Figure 3.7. Zero-Order Hold.

- Le bloc **Scalar Quantizer Encoder** a pour fonction de quantifier le signal échantillonné. Contrairement bloc décodeur **Scalar Quantizer decoder** transforme les valeurs binaire d'entrée dans les valeurs de sortie quantifiés.

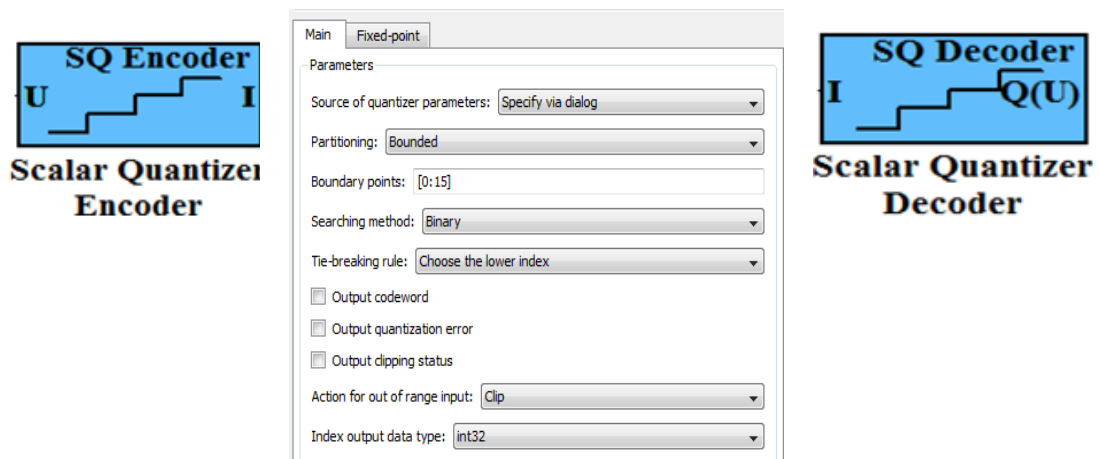


Figure 3.8. Scalar Quantizer Encoder/Decoder.

- Le bloc **Integer to Bit Converter** attribue à chaque niveau de quantification une valeur binaire contrairement au bloc de **Bits to Integer Converter** qui fait l'opération inverse.

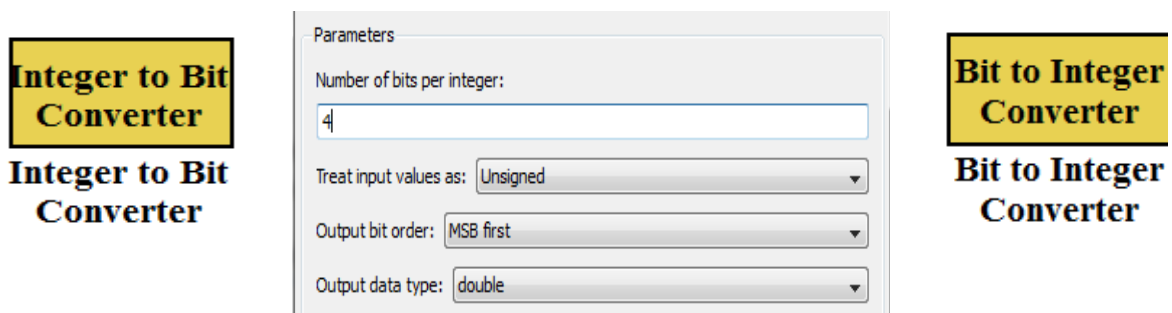


Figure 3.9. Integer to Bit Converter /Bit to integer

- Le bloc **transfer function** qui représente la partie filtrage comme nous avons expliqué au chapitre deux.

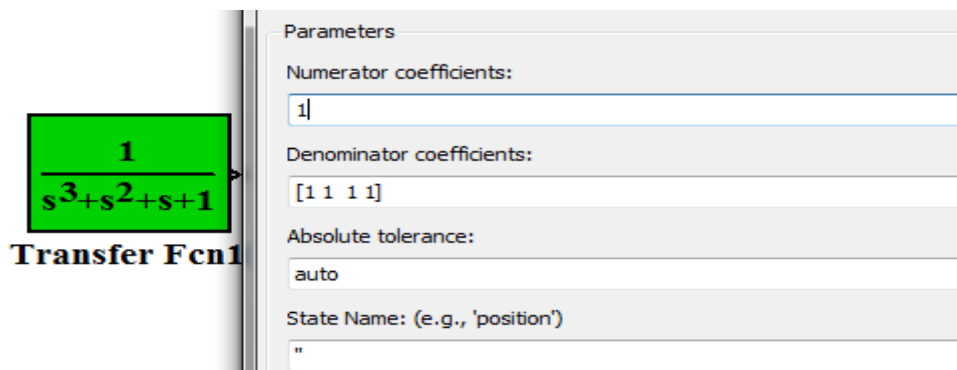


Figure 3.10. Transfer Function.

- le bloc codeur de **Hamming Encoder** crée un code de Hamming de longueur de message K et une longueur de mots de code N . Le nombre N doit avoir la forme $(2M - 1)$, où M est un nombre entier supérieur ou égal à 3. Alors K est égal à $(N - M)$. Contrairement au bloc Hamming Decoder qui récupère un message binaire (vecteur) à partir d'un vecteur de mots de code binaire de Hamming. Pour le décodage approprié, les valeurs des paramètres de ce bloc doivent correspondre à ceux dans le bloc Hamming Encoder.

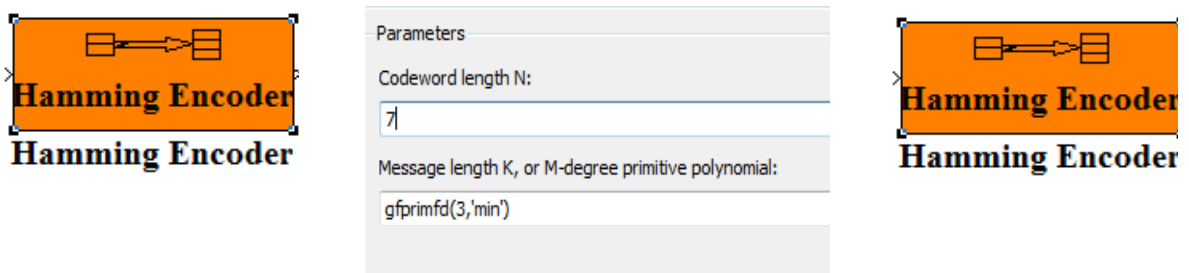


Figure 3.11. Bloc Hamming Encoder/ Decoder.

- Le bloc CPM modulation module en utilisant une modulation de phase continue. La sortie est une représentation en bande de base du signal modulé.

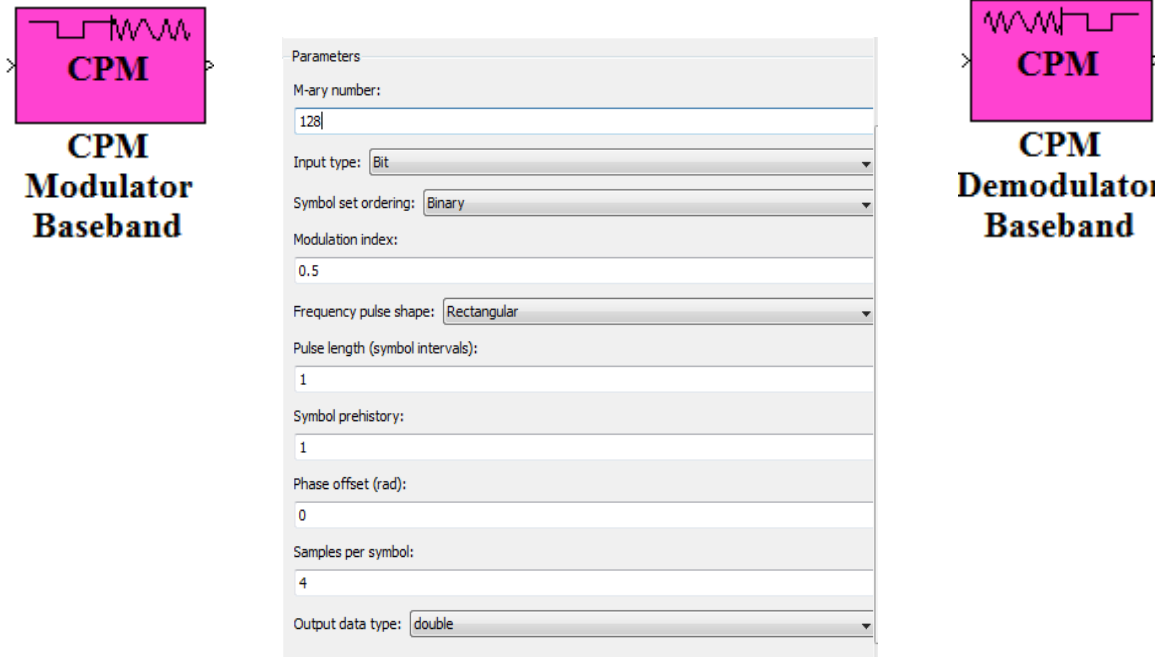


Figure 3.12. Modulation/ Demodulation CPM.

- Le canal de transmission peut être représenté par différents blocs. Nous avons choisi deux modèles de canal comme suite :
 - Le bloc **AWGN Channel** représenté sur la figure (3.13) qui ajoute un bruit blanc gaussien à un signal d'entrée réel ou complexe. Lorsque le signal d'entrée est réel, le bloc ajoute un bruit gaussien réel et produit un signal de sortie réel. Lorsque le signal d'entrée est complexe, il ajoute un bruit gaussien complexe et produit un signal de sortie complexe

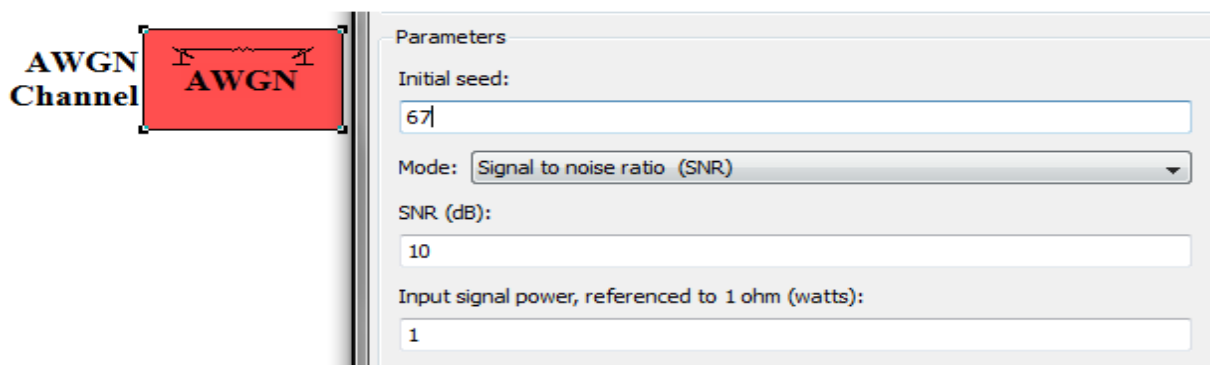


Figure 3.13 AWGN Channel

- Le bloc **BSC** représenté sur la figure (3.14) introduit des erreurs binaires dans le signal transmis par ce canal. Ce bloc traite chaque élément de vecteur de façon indépendante, il introduit une erreur dans un endroit précis et avec une probabilité d'erreur.

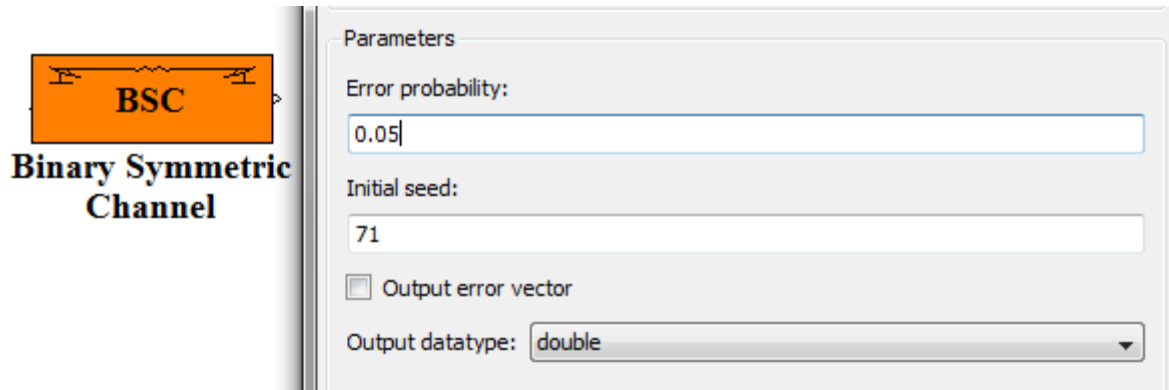


Figure 3.14. Canal BSC.

- Le bloc PCM est un quantificateur scalaire logarithmique conçu pour la parole à bande étroite. Il a trois mode opératoires codage, décodage et conversion avec des paramètres au choix tels que loi A , loi μ , MIC uniforme.



Figure 3.15. Bloc PCM.

3.3 Simulation de la chaine de transmission

3.3.1 Simulation de chaine sans codage et sans modulation

Dans un état initial nous allons simuler notre chaine de transmission, sans codage de canal ni de modulation autour d'un canal BSC (figure 1.16), Des blocs seront mis en parallèle du dispositif d'émission-réception afin de calculer le nombre de bits reçus et celui des bits défectueux. D'autre part, des dispositifs de visualisation nous permettrons pendant la simulation de voir le signal reçu en même temps.



Même si d'ordinaire, le signal transmis est un signal audio, nous avons considéré à la base, la transmission d'un signal simple. Il s'agit d'une sinusoïde.

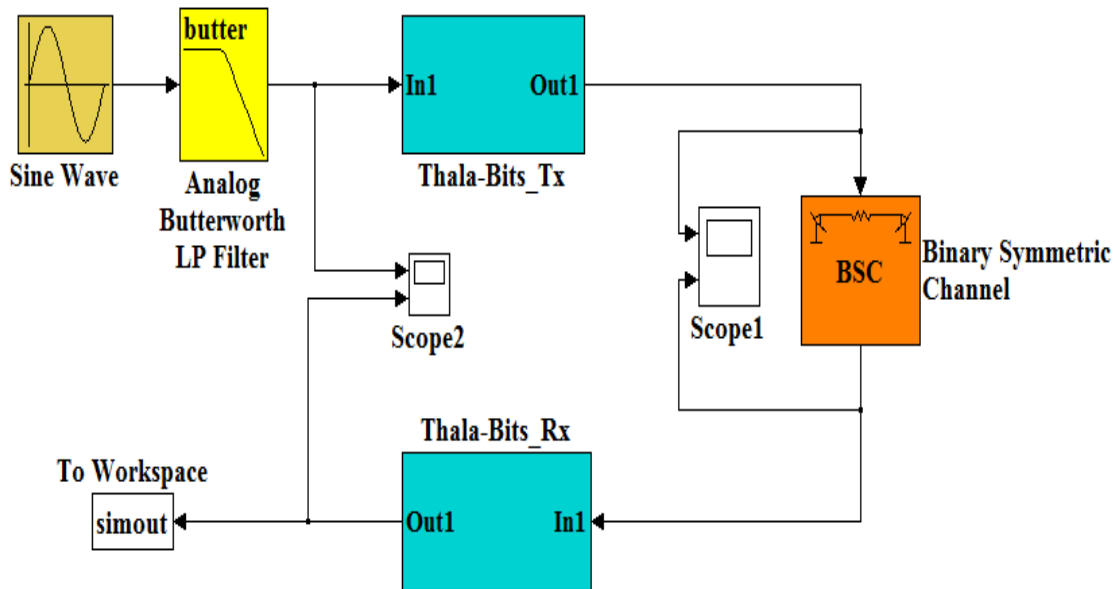


Figure 3.16. Simulation de la chaîne de transmission sans codage et sans modulation.

Résultats :

- La figure (3.17) représente l'entrée et la sortie du canal BSC (scope 1). À l'entrée du canal, nous avons quatre trames représenté par quatre couleurs différentes, nous remarquons que certains bits des trames ont été inversé à la sortie du canal BSC (scope 1).
- La figure (3.18) représente le signal d'entrée et sa restitution (scope 2) nous noterons une distorsion importante de notre signal d'origine, causé par la perte d'information.

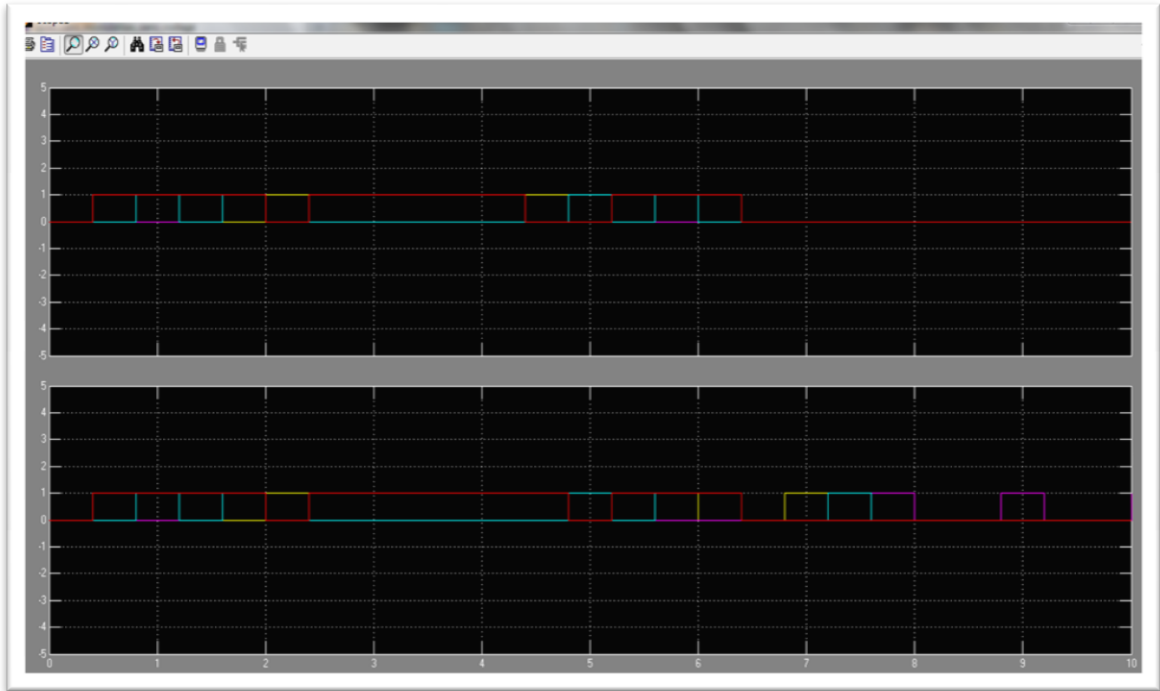


Figure 3.17. Signal d'entrée et de sortie du canal BSC.

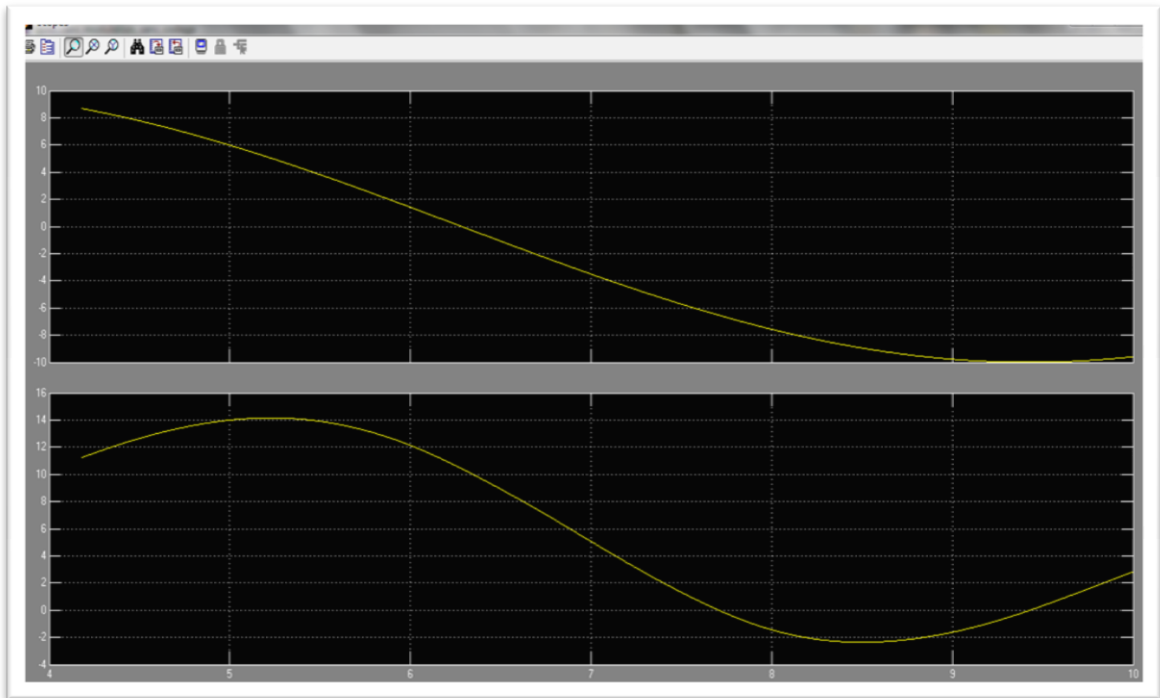


Figure 3.18 Signal d'entrée et sa restitution.

3.3.2 Simulation de la chaîne avec codage et sans modulation

Dans la seconde étape nous allons ajouter le codage canal qui est représenté par les blocs **Encoder/Decoder Hamming** comme le montre la figure (3.19).

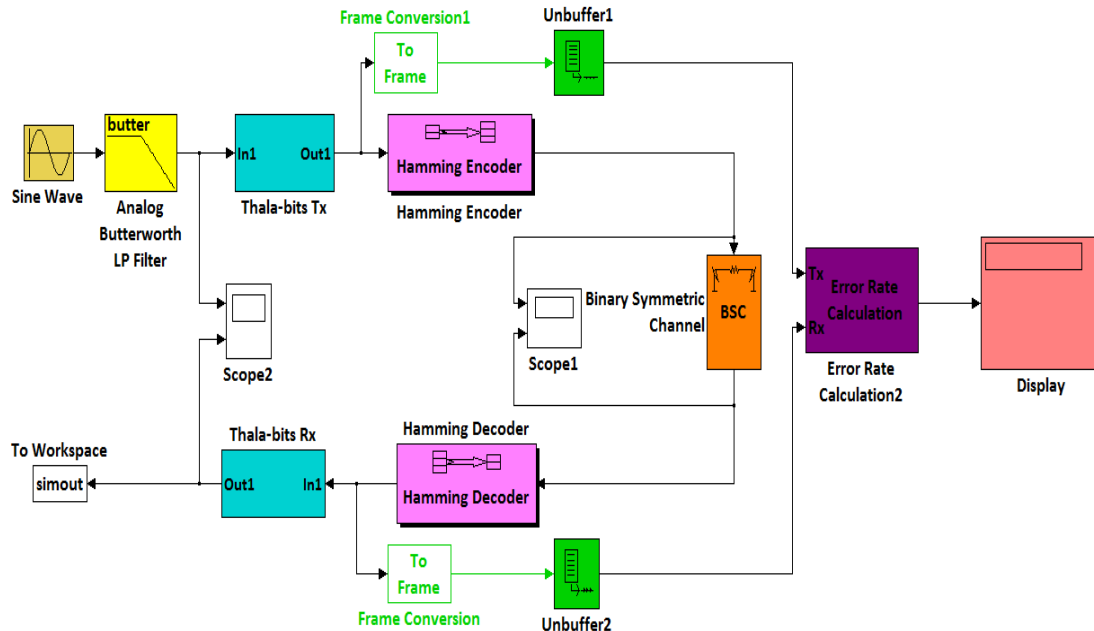


Figure 3.19. Simulation de la chaîne de transmission avec codage et sans modulation.

Résultats

- La figure (3.20) représente le signal d'entrée et de sortie autour du canal BSC (scop1), nous remarquons une dissimilitude entre les bits d'entrée et de sortie du canal BSC.
- La figure (3.21) représente le signal d'origine et sa restitution (scope2), nous notons une amélioration du signal restitué par rapport au signal restitué précédemment voir figure (3.18)

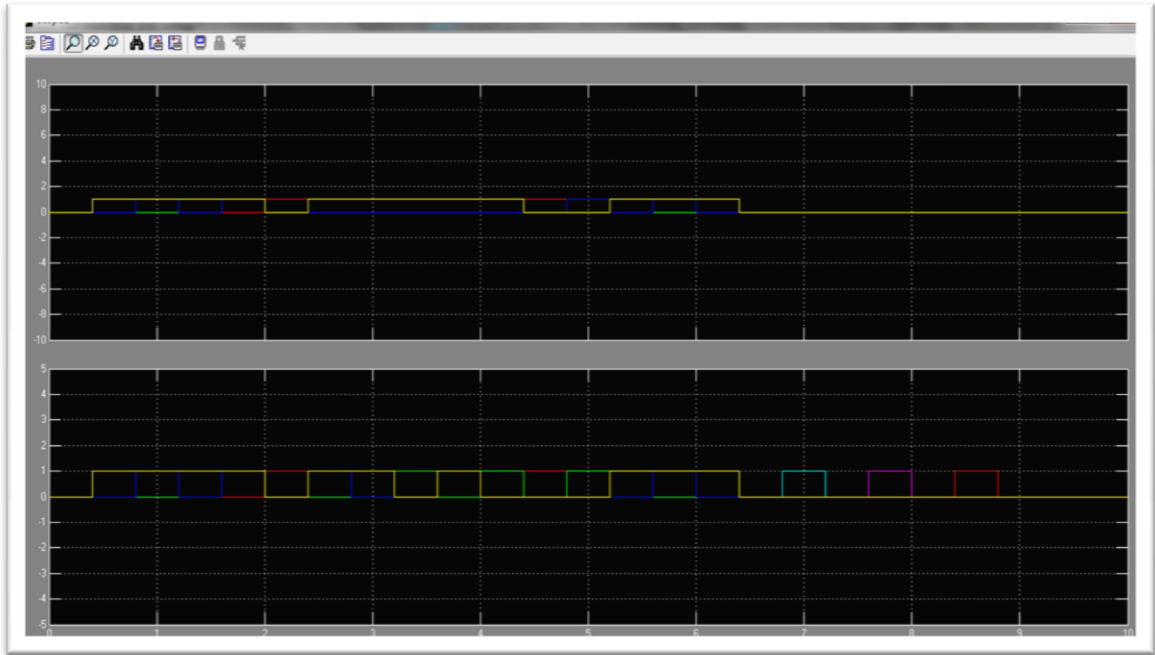


Figure 3.20. Signal d'entrée et de sortie du canal BSC.

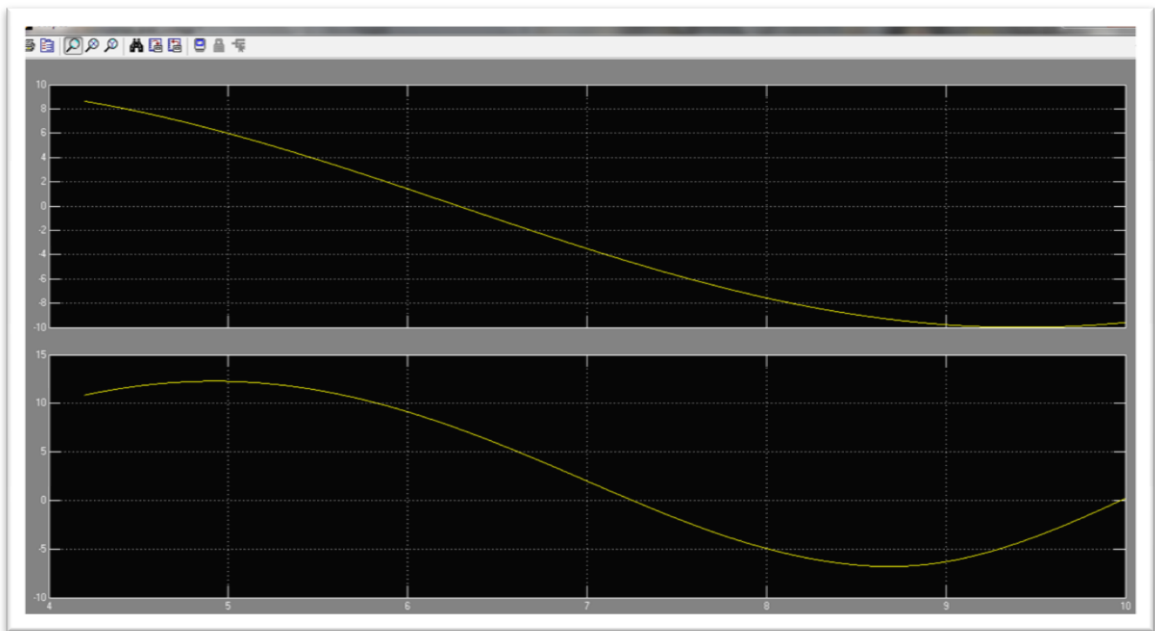


Figure 3.21. Signal d'entrée et sa restitution.

3.3.3 Simulation de la chaîne sans codage et avec modulation

Dans le cas présent où nous allons rajouter une modulation numérique CPM qui sera représentée par le bloc **CPM Modulator**, autour d'un canal AWGN pour différentes valeurs de SNR (-10, 0, 30) dB.

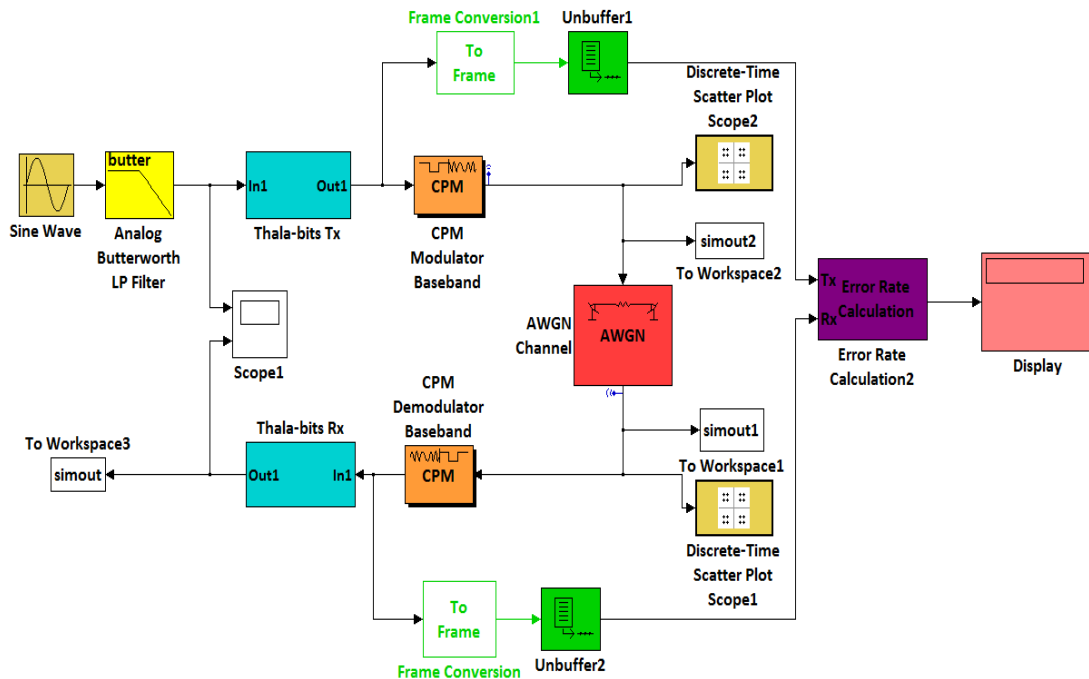


Figure 3.22. Simulation de la chaîne de transmission sans codage et avec modulation.

Afin d'étudier l'effet du bruit du canal (distorsion du signal) sur l'information émise. Nous visualisons grâce au diagramme de constellations qui représente le signal modulé (CPM dans notre étude), différentes valeurs de SNR (-10, 0, 30) dB.



À la réception le démodulateur examine les symboles reçus, ces symboles peuvent être perturbés. Il estime alors le point le plus proche du diagramme de constellation qui correspond au symbole reçu. Une erreur de symbole apparaîtra si les perturbations font qu'il se rapproche d'un autre point du diagramme [17].

- ❖ Pour un SNR de -10 dB, le bruit est favorisé par rapport au signal. Une forte perturbation des symboles reçus. Ce qui implique une distorsion et une atténuation importante du signal d'information comme nous pouvons distinguer sur les deux figures (3.23) et (3.24).

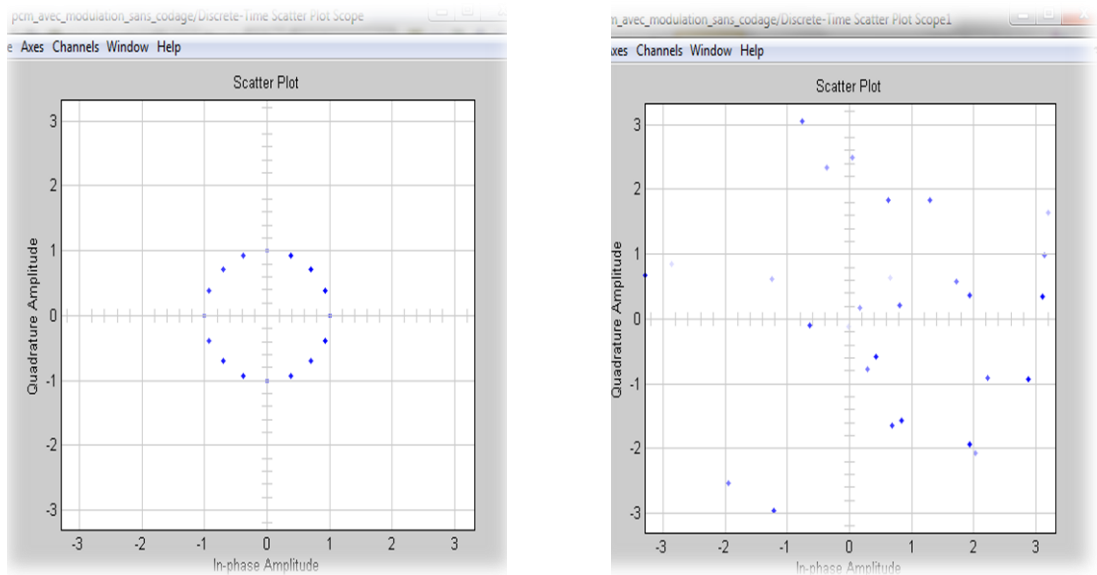


Figure 3.23. Constellation Avant / Après Canal.

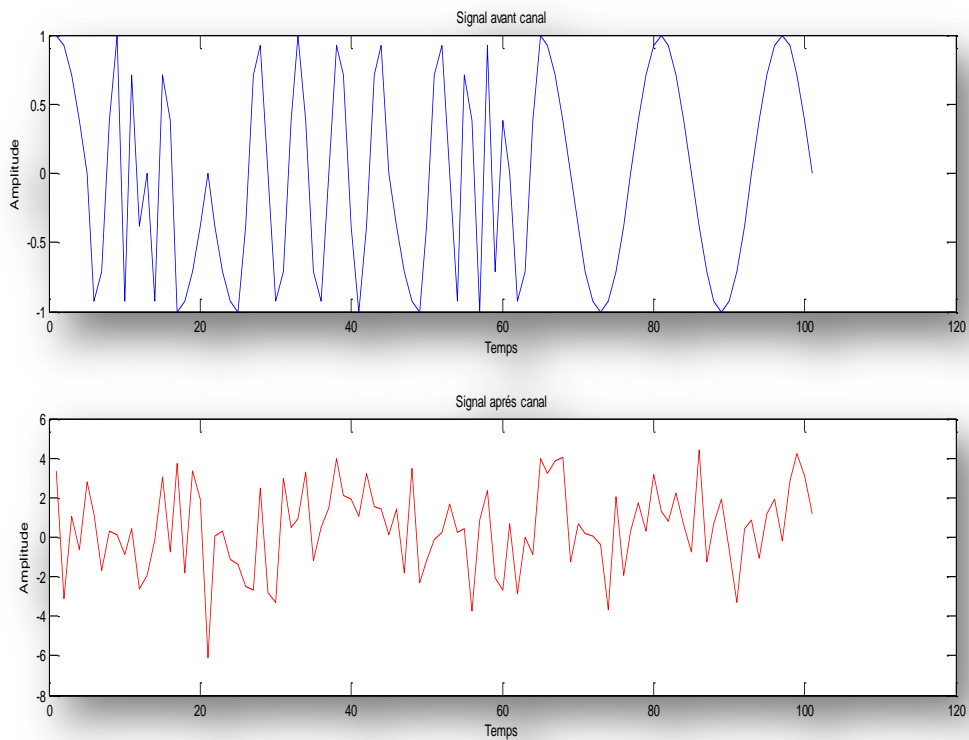


Figure 3.24. Signal avant / après canal.

- ❖ Pour SNR 0 dB, c'est-à-dire que la puissance du bruit et de la puissance de signal sont égaux, nous remarquons un nuage de point sur le diagramme de constellation après le canal (figure 3.25), et que les symboles reçus sont toujours perturbé par le bruit ce qui donne un signal distordu et atténué (figure 3.26).

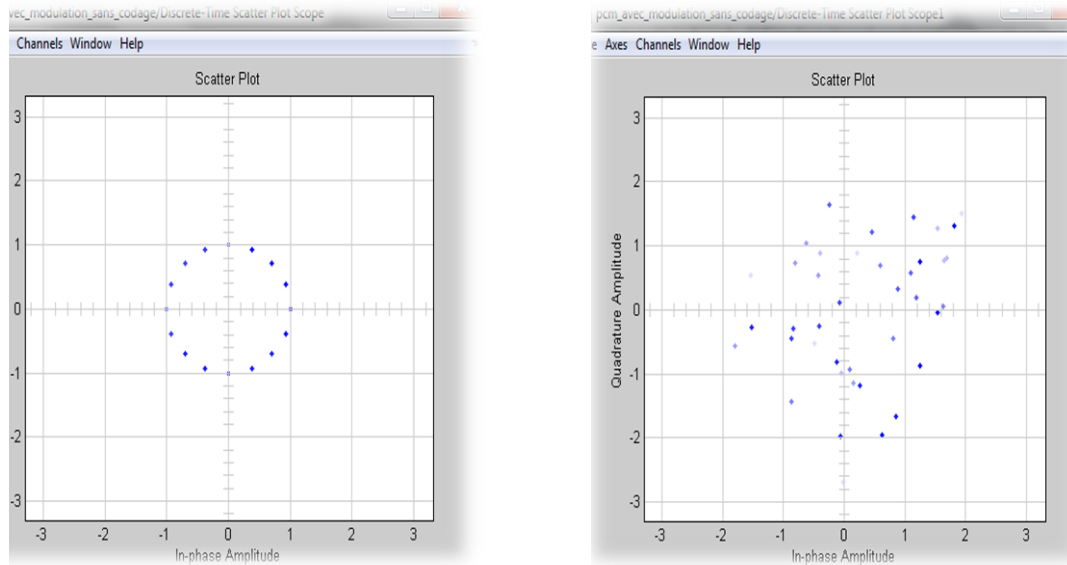


Figure 3.25. Constellations avant / après canal.

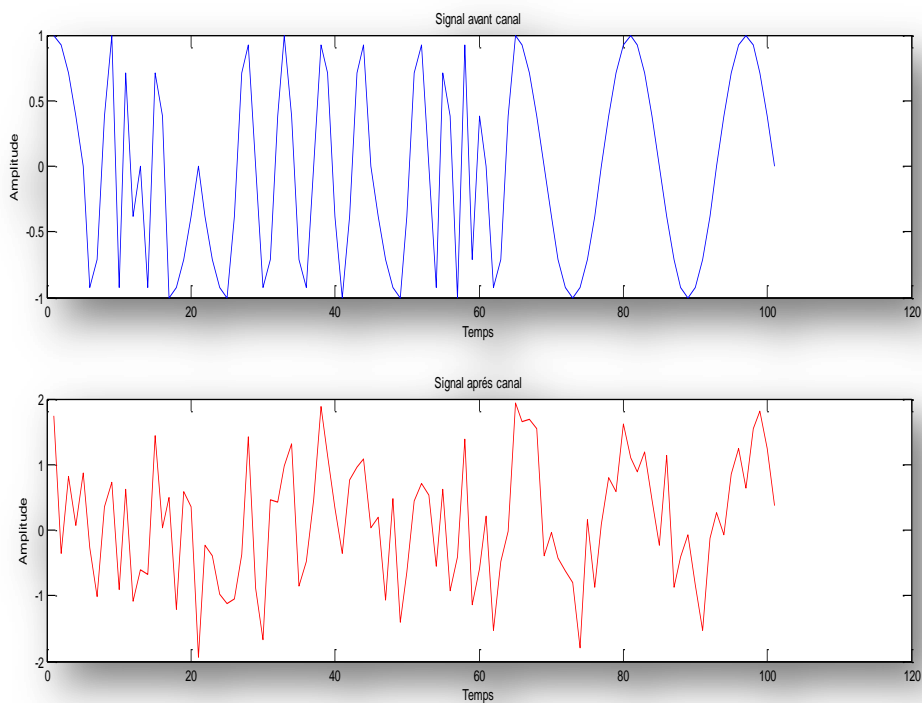


Figure 3.26. Signal avant et après canal.

- ❖ Pour un SNR 30 dB, cela veut dire que le signal est favorisé par rapport au bruit, on remarque que les symboles reçus sont peu perturbés, le Halo formé par les points de constellation (figure 3.27) est plus clair comparé au signal d'entrée du canal. Cela donne un signal moins atténué et distordue par rapport au précédent (figure 3.28).

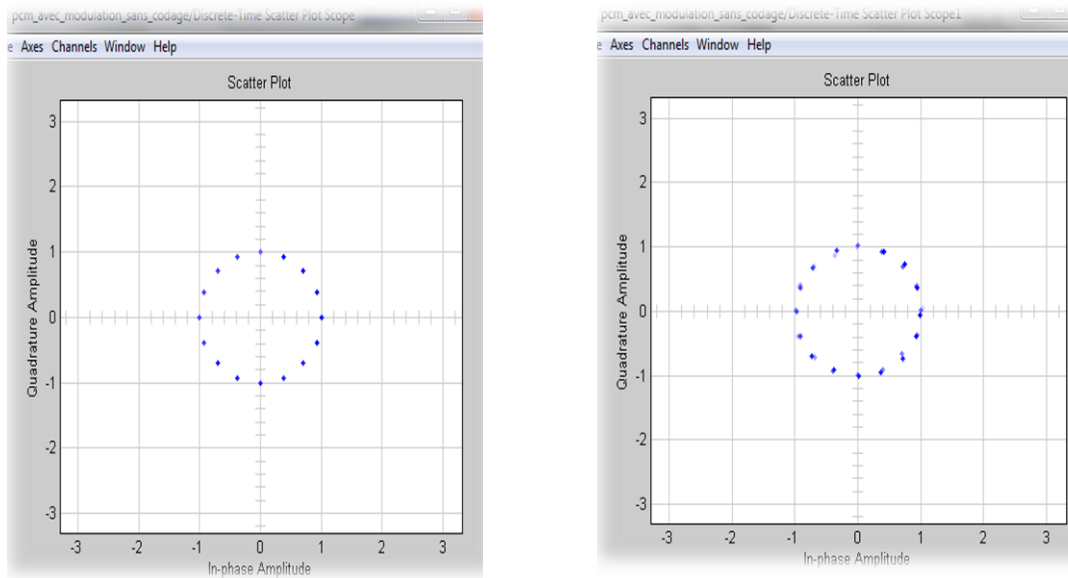


Figure 3.27. Constellation avant et après canal.

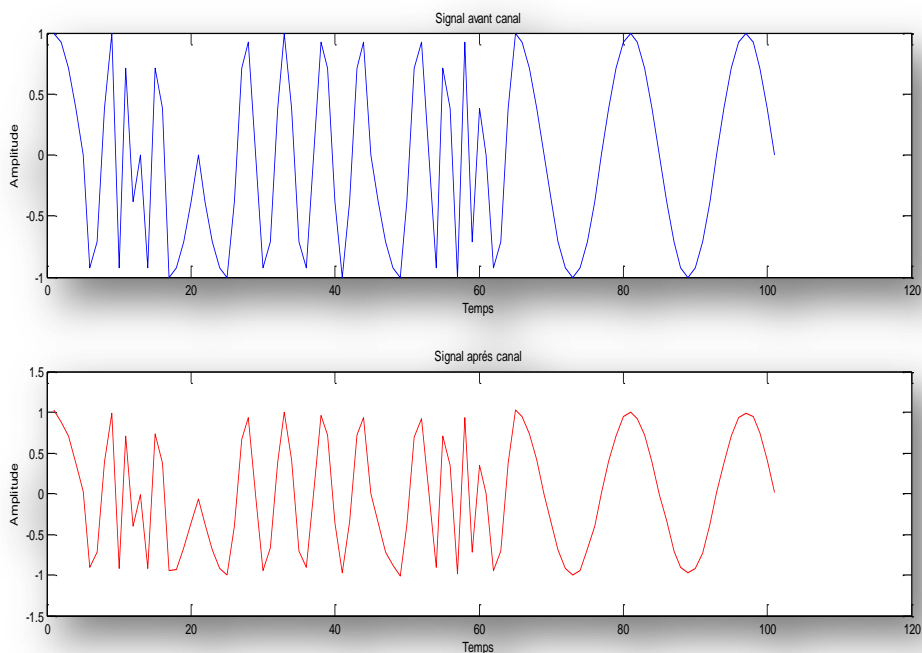


Figure 3.28. Signal avant et après canal.

3.3.4 Simulation de la chaîne avec codage et avec modulation

Enfin, nous allons joindre le codage canal et la modulation dans notre chaîne qui seront représentés successivement par les blocs : Hamming encoder/décoder et CPM modulation/démodulation sur la figure (3.29). Ainsi simuler la chaîne pour différentes valeurs de SNR (-10, 0, 30) dB autour du canal AWGN.

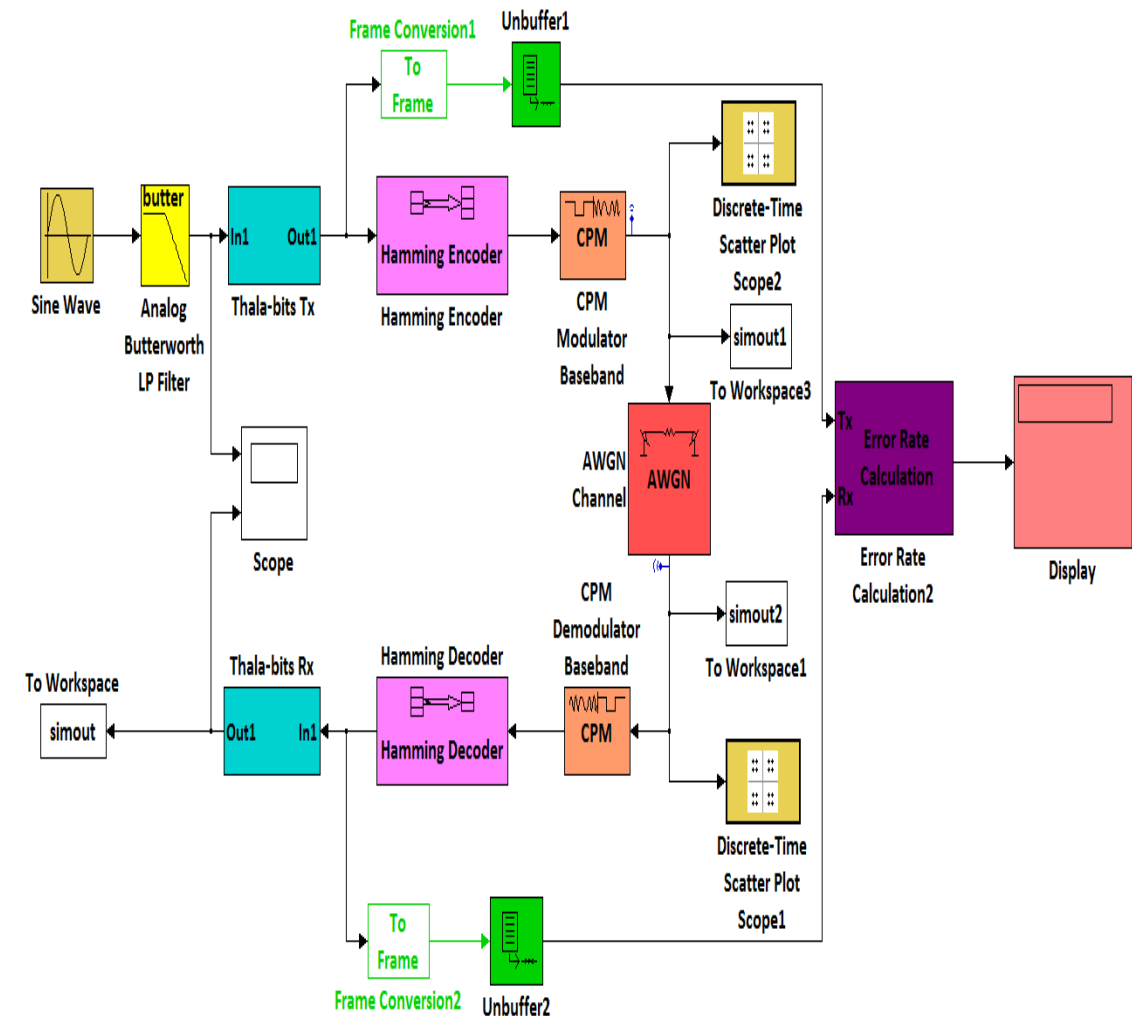


Figure 3.29. Simulation de la chaîne de transmission avec codage et avec modulation.

Résultats

Nous ajouterons un codage canal à notre chaîne de transmission voir la figure (3.29) pour pouvoir comparer pour différents SNR (-10, 0, 30) entre l'effet du bruit sur une information codée et l'effet du bruit sur une information non codée étudié précédemment.

- ❖ pour un SNR de -10 dB, on remarque qu'à la sortie du canal les points de constellation forment un nuage de points (figure 2.30); cela est dû au bruit causé par le canal. Ce qui donne un signal de sortie fortement atténué et distordu (figure 2.31).

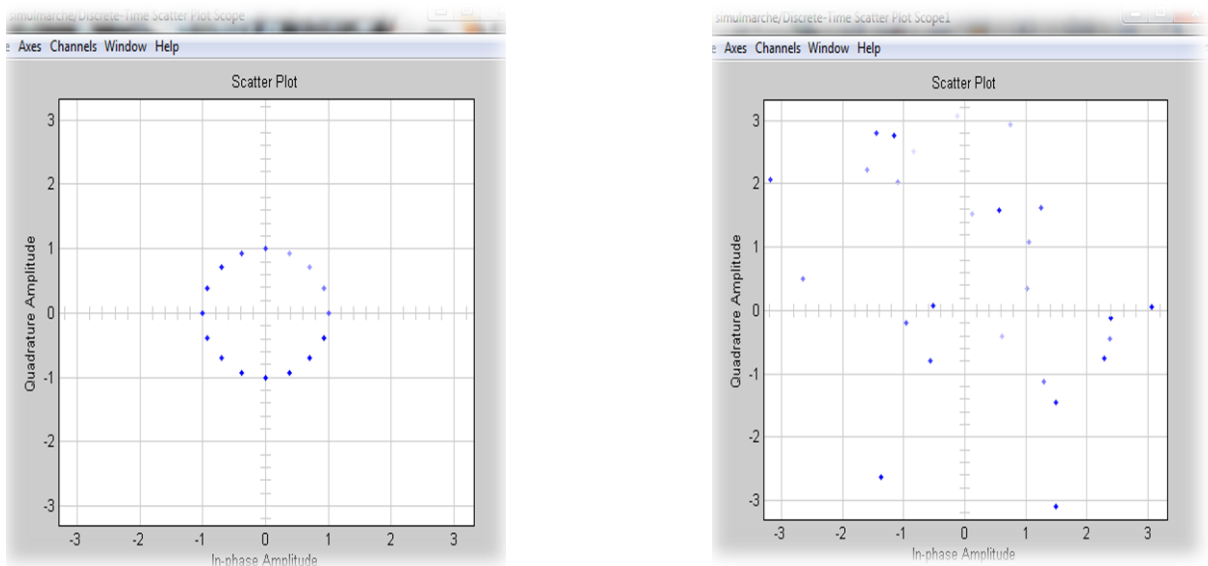


Figure 3.30. Constellation avant et après canal.

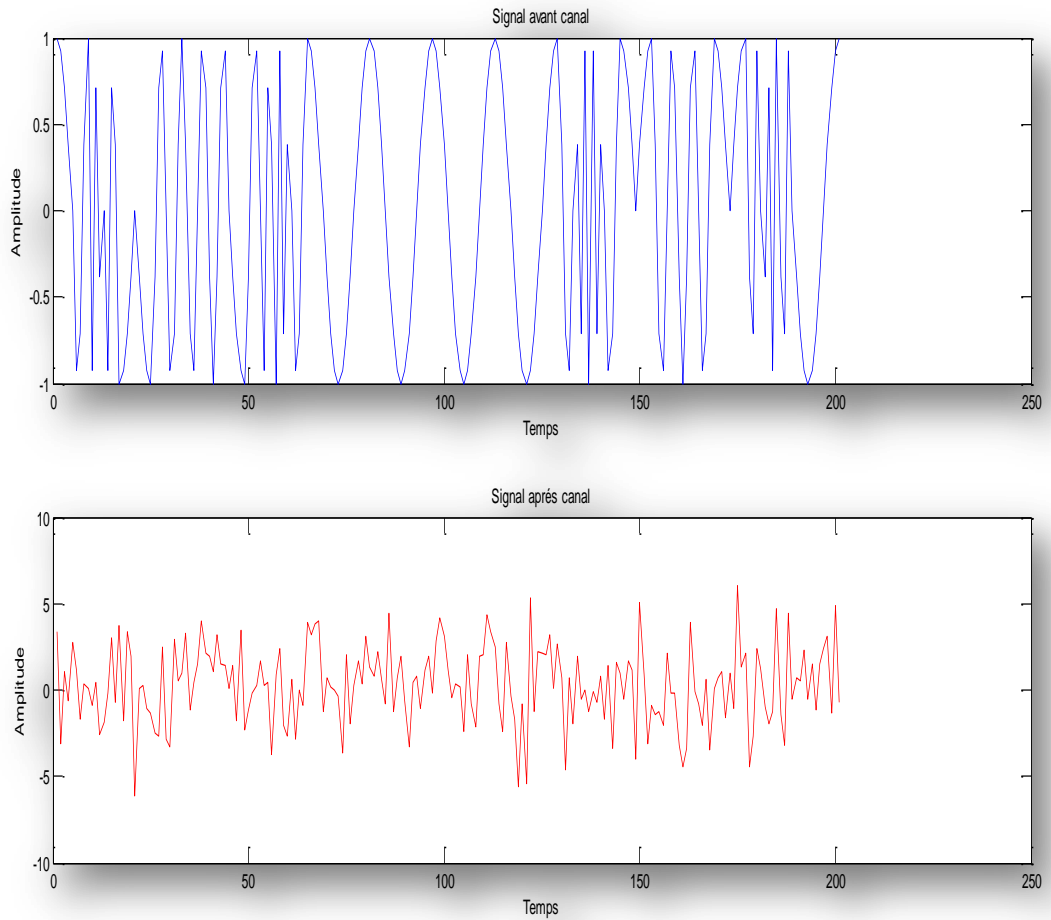


Figure 3.31. Signal et avant canal.

- ❖ Pour un SNR de 0 dB, la puissance du signal est égale à la puissance du bruit, on observe qu'à la sortie du canal, les points de constellation forment un nuage cela est dus au bruit causé par le canal. On aura alors un signal atténué et distordus.

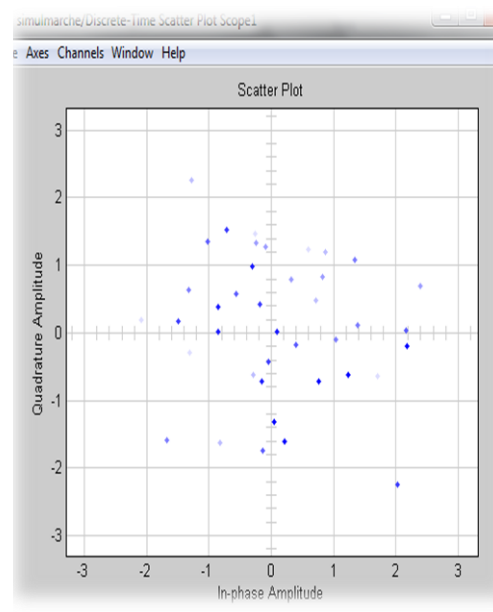
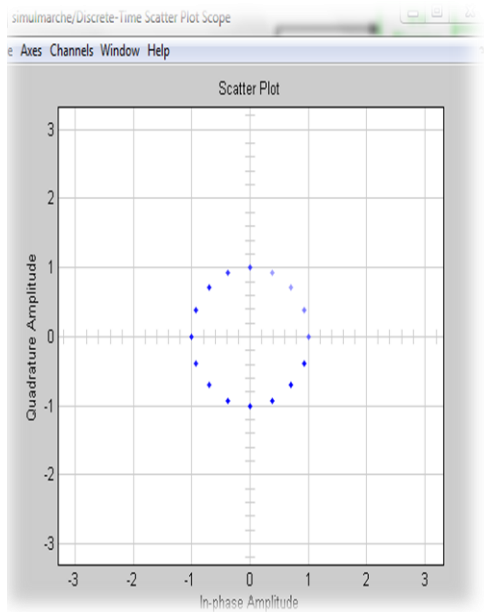


Figure 3.32. Constellation avant et après codage.

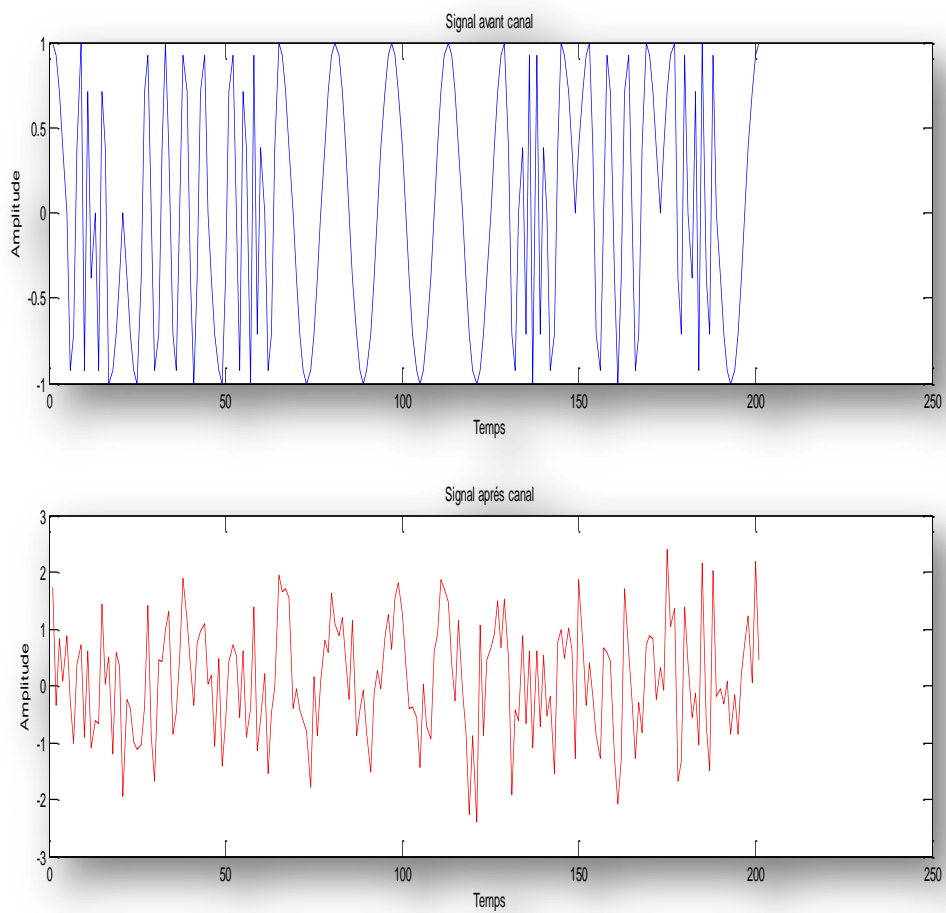


Figure 3.33. Signal avant et après canal.

- ❖ Pour un SNR de 30dB, on note que les points de constellation en sortie du canal forment un halo parfaitement défini (figure 3.34), ce qui nous donne un signal de sortie très peu atténué et non distordu comparé au signal de sortie d'une chaîne de transmission sans codage, le codage apporte une nette amélioration sur la qualité du signal de sortie.

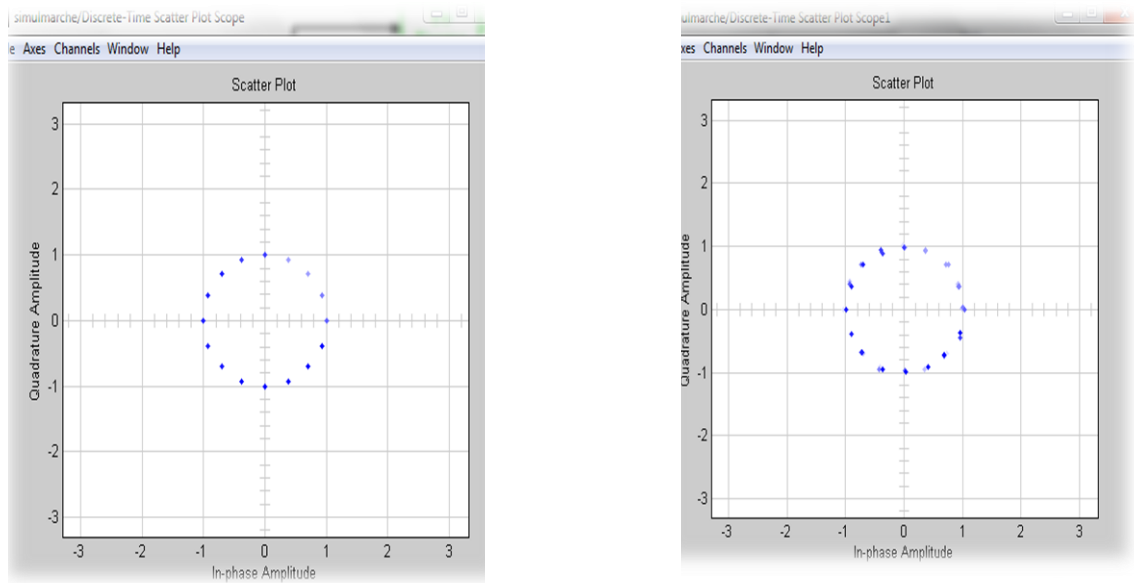


Figure 3.34. Constellation avant et après canal.

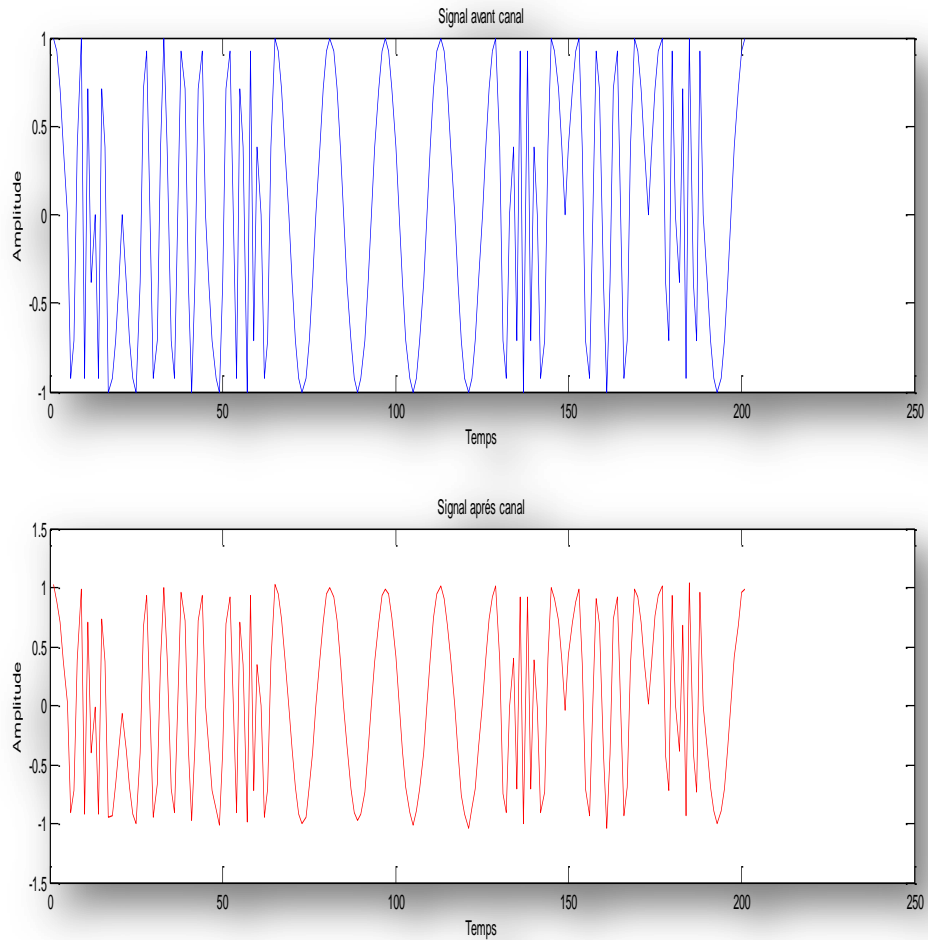


Figure 3.35. Signal avant et après canal.

3.4 Comparaison de la MIC avec loi A et la loi μ

Après avoir définis les deux lois A et μ dans le chapitre précédant (chapitre 2), nous allons implémenter l'étude en comparant les deux lois avec la modulation MIC et visualiser les résultats obtenus via le logiciel Simulink/Matlab comme le montre la figure suivante :

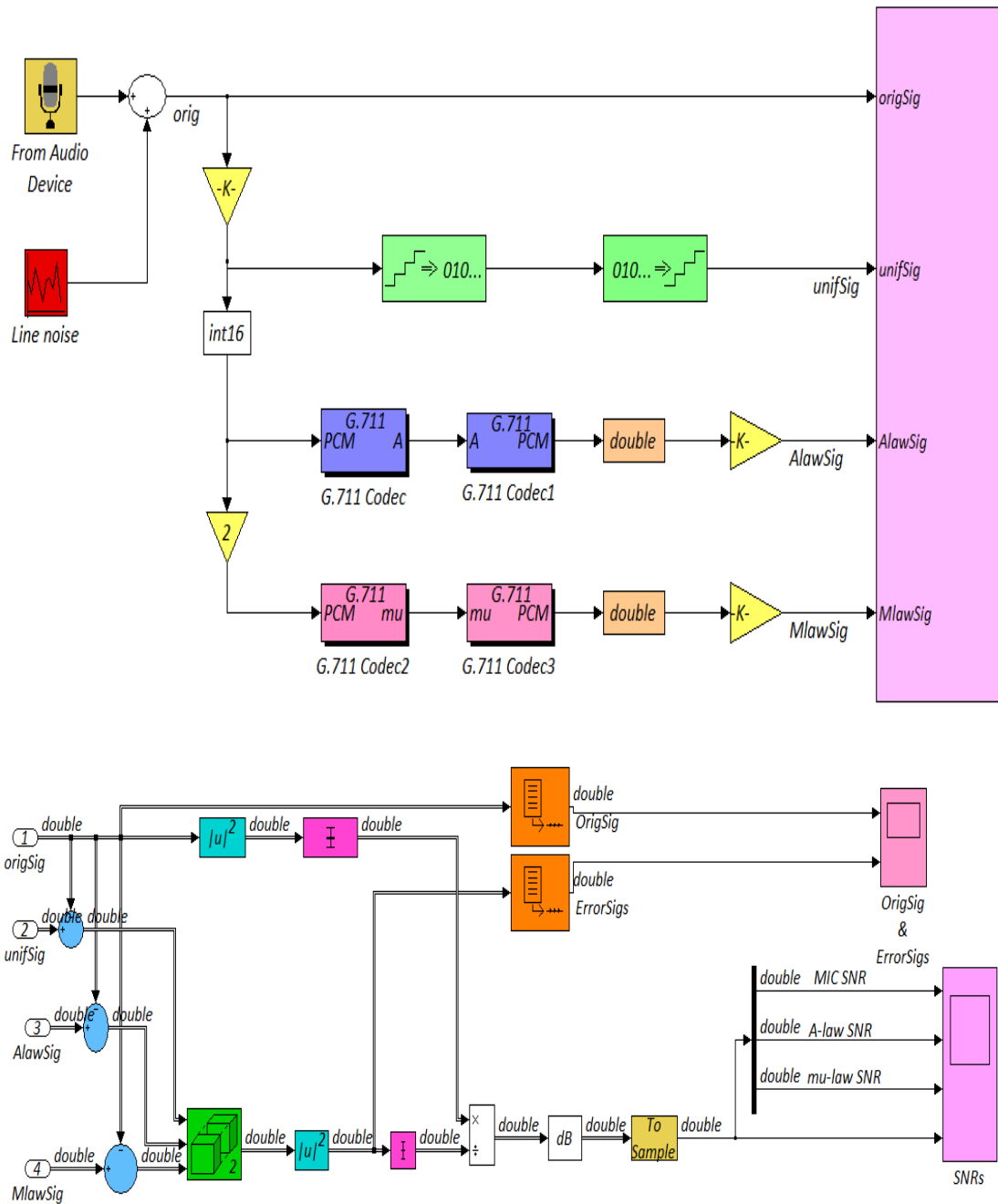


Figure 3.36 Comparaison entre les deux lois A et μ et la MIC.

Résultats

Le signal d'entrée est un signal audio (la parole), il est généré par le bloque from audio device et visualisé sur la figure (3.37)

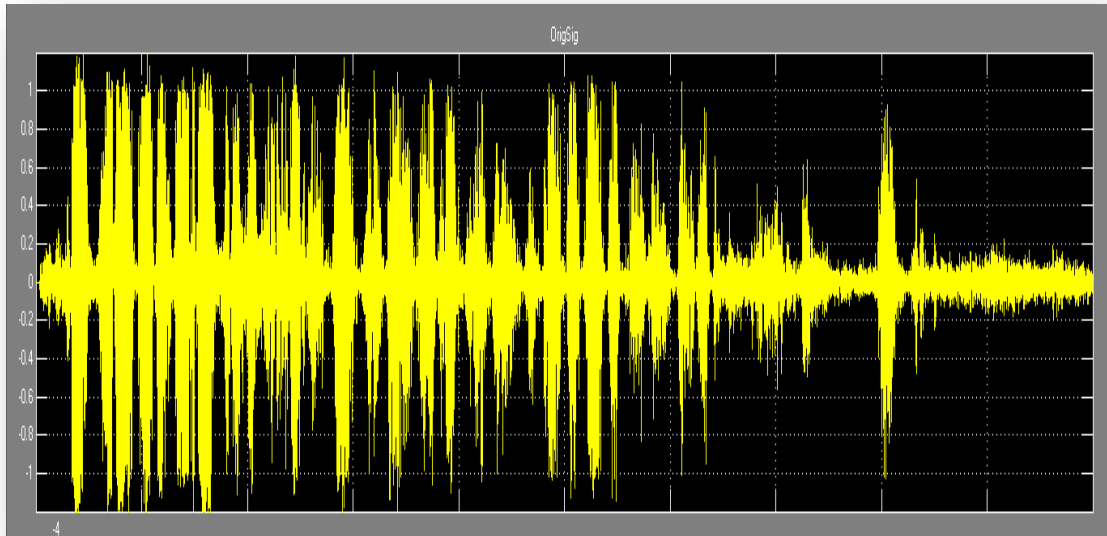


Figure 3.37. Signal d'entrée.

L'approximation du signal original engendre forcément une erreur relativement à la représentation originale du signal. Cette erreur est appelée erreur de quantification, elle est représentée sur la figure (3.38).

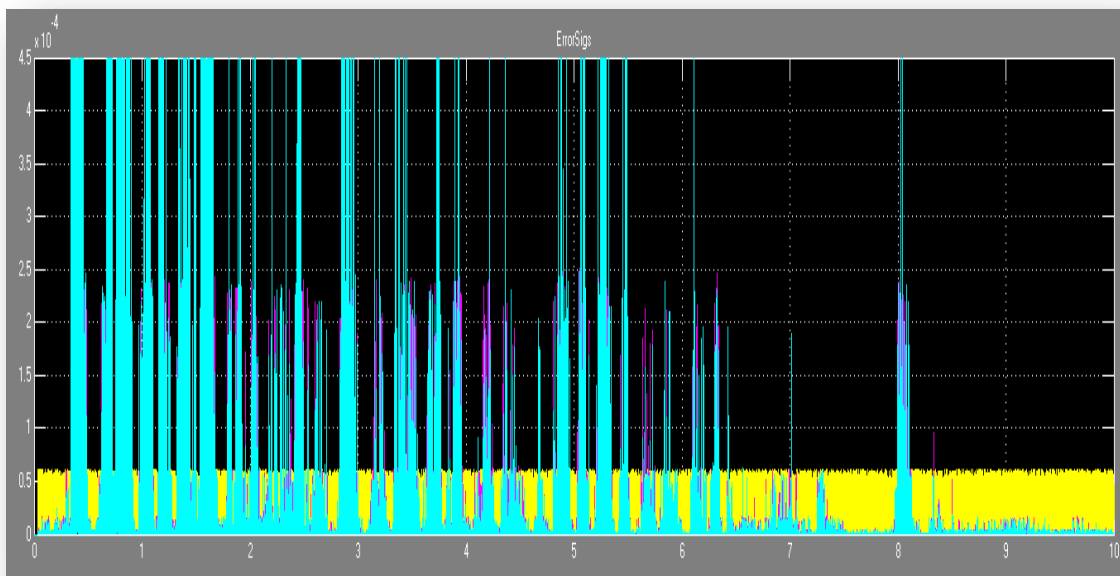


Figure 3.38. L'erreur du signal.

L'effet du bruit de quantification relativement au signal d'origine constitue ce que le nous nommons le rapport signal sur bruit de quantification. Ce rapport nous permet de faire une comparaison entre les lois de compression MIC uniforme, loi A et loi μ , comme c'est illustré sur la figure ci-dessous.

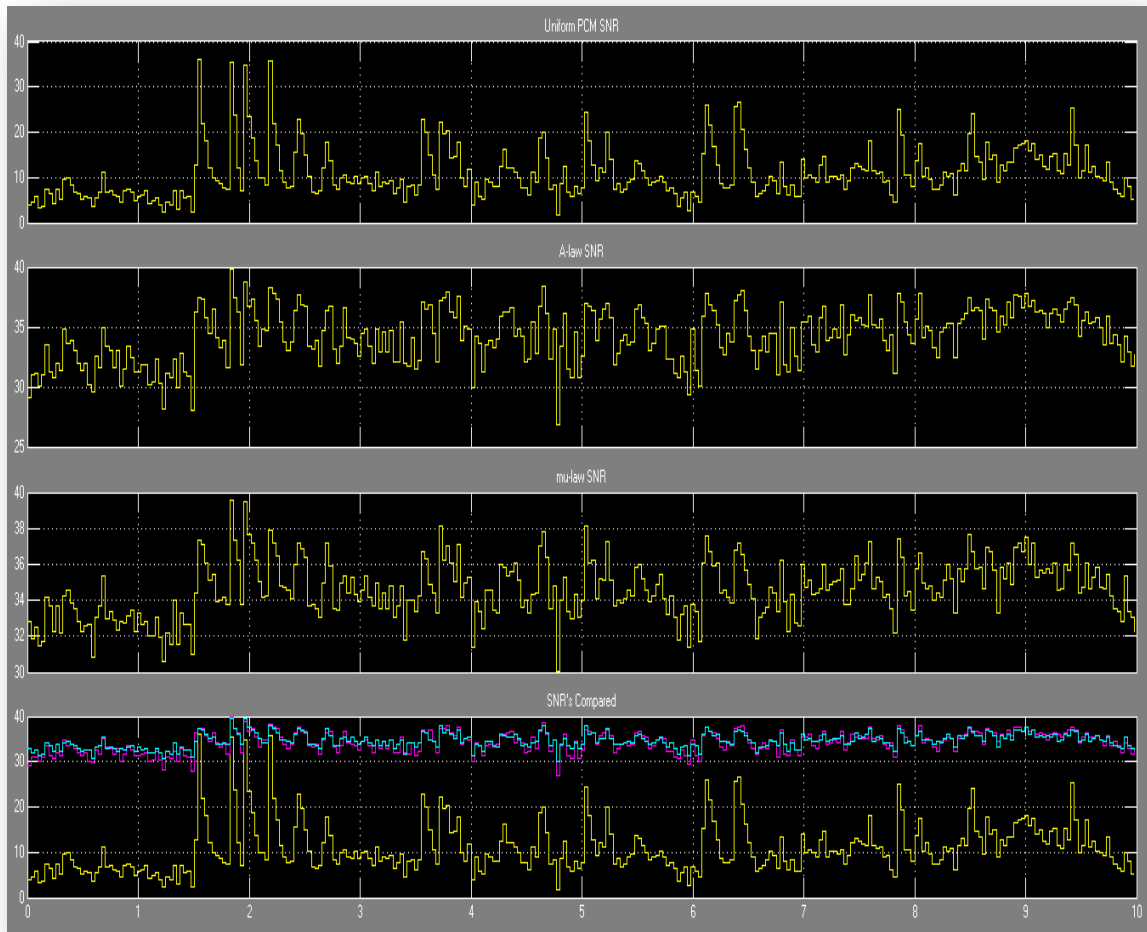


Figure 3.39. Comparaison des rapport signal/bruit des trois lois de comparaison.

3.4 Interface graphique

❖ Présentation de l'interface

Afin de mettre en relief nos résultats obtenus, nous avons créé une interface graphique via la plateforme GUI du logiciel MATLAB. Un GUI est constitué d'objets d'interface (uicontrols) dotés de méthodes et de propriétés programmables dans des scripts. Pour décrire un GUI, Matlab utilise deux fichiers :

- Un fichier figure (d'extension fig), qui contient le layout du GUI, ou disposition des objets d'interface,
- Un fichier script (d'extension .m), qui contient les comportements de l'interface.



Les figures de l'interface seront représentées ci-dessous, et les scripts seront mentionnés dans l'annexe.

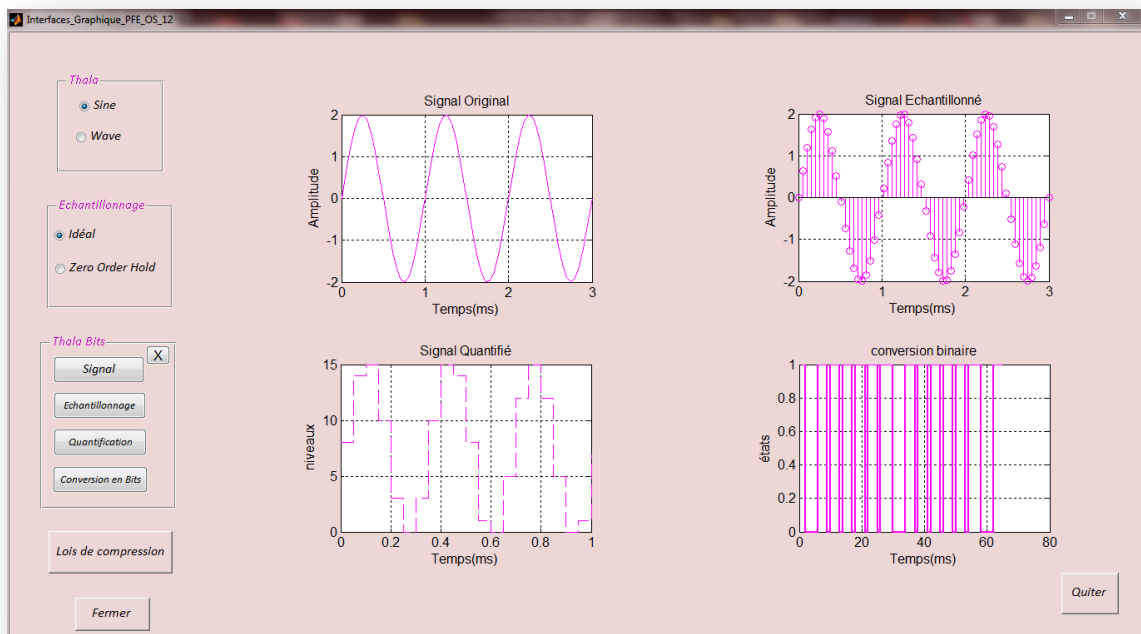


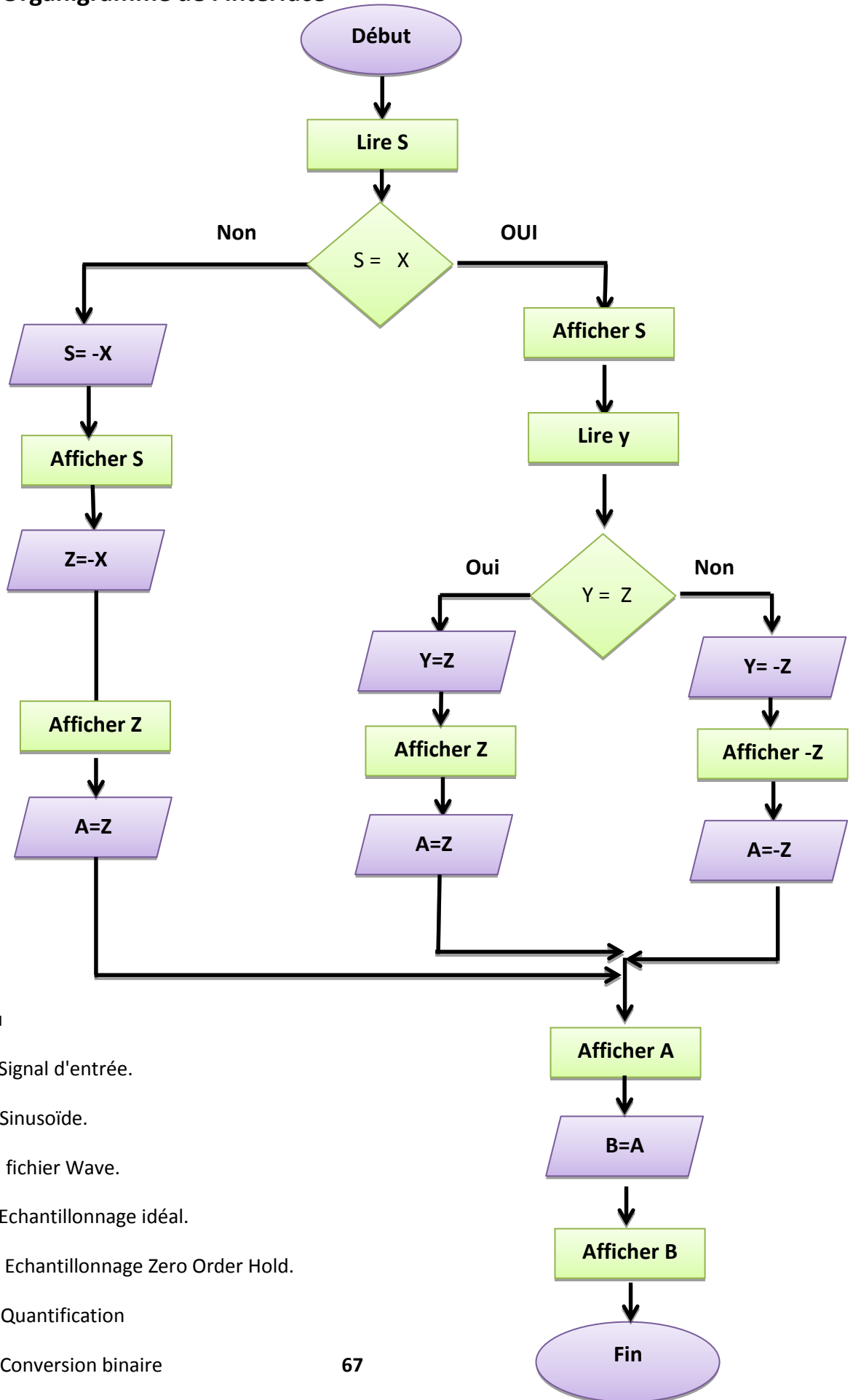
Figure 3.40. Interface graphique de la numérisation d'une sinusoïde .

- ❖ Nous avons Thala qui représente notre source, on a le choix entre deux entrées:
 - Une sinusoïde symbolisée par Sine,
 - Une séquence audio d'extension. Wave symbolisé par Wave.
- ❖ Nous avons l'échantillonnage qui contient deux types d'échantillonnages :
 - Idéal.
 - Zero Order Hold
- ❖ Nous avons Thala-Bits qui contient les différents boutons suivants:
 - Signal: tracer le signal d'entrée.
 - Echantillonnage : tracer le signal échantillonné.
 - Quantification : tracer le signal quantifié.
 - Conversion en bits : converti le signal quantifié en une suite binaire.
 - Ainsi qu'un bouton (X) qui a pour fonction d'effacer les contenus des axes.
- ❖ Nous avons le bouton comparaison lois qui a pour fonction d'ouvrir une seconde fenêtre réserver aux tracés de différentes lois de compression.
- ❖ Le bouton Quitter qui a pour fonction de fermer l'interface graphique.

Dans la seconde figure, nous avons :

- ❖ Le bouton MIC uniforme qui représente la figure du SNR de la loi de compression MIC uniforme
- ❖ Le bouton loi A qui représente la figure du SNR de la loi de compression A
- ❖ Le bouton loi μ qui représente la figure du SNR de la loi de compression μ
- ❖ le bouton fermer qui a pour fonction de fermé l'interface.
- ❖ le bouton exit qui a pour rôle de fermer tout le logiciel Matlab.

3.5.1 Organigramme de l'interface



Où

S: Signal d'entrée.

X: Sinusoïde.

-X: fichier Wave.

Z: Echantillonnage idéal.

-Z: Echantillonnage Zero Order Hold.

A: Quantification

B: Conversion binaire

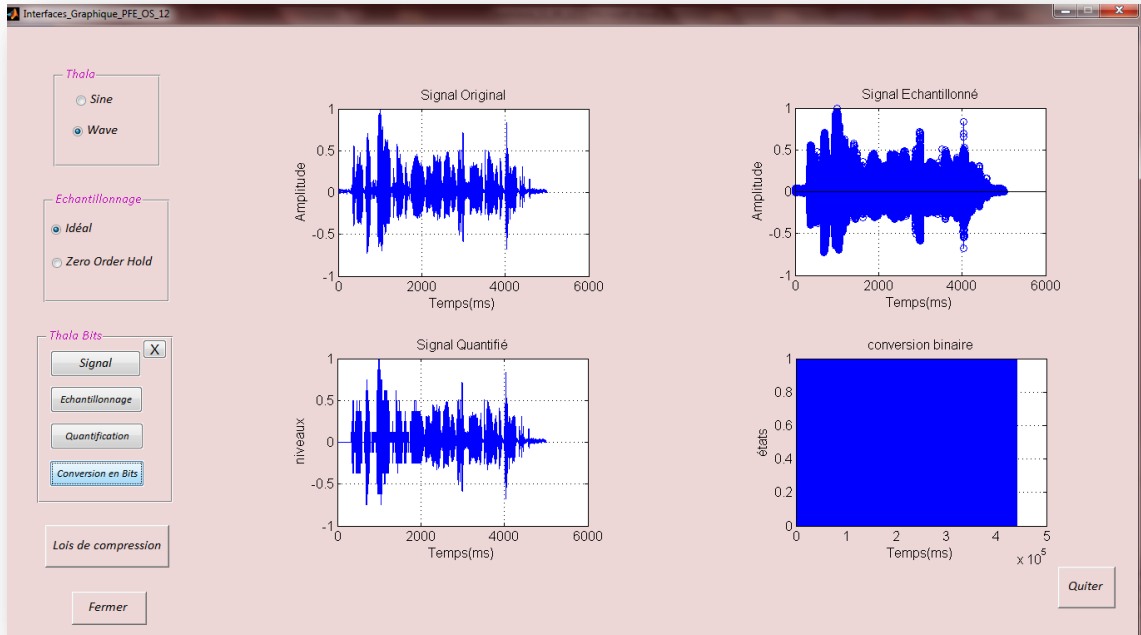


Figure 3.41. Interface graphique de la numérisation d'un signal Wave.

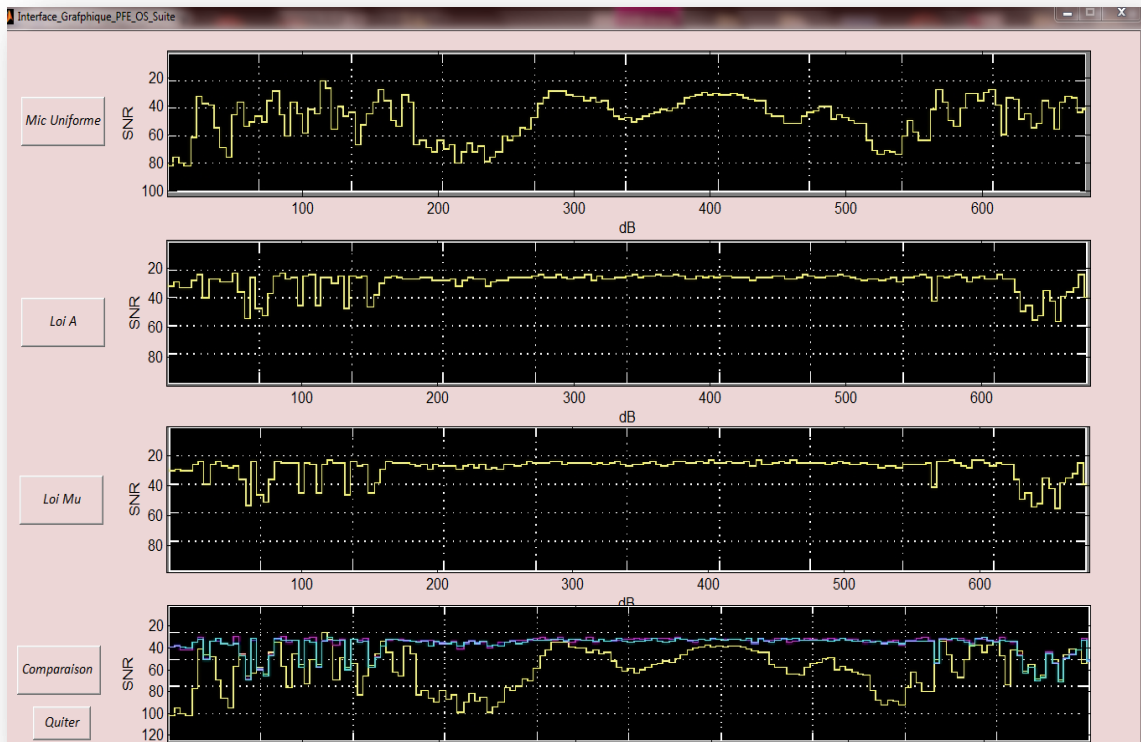


Figure 3.42. Interface graphique Comparaison.

- ❖ afin de visualiser les détails des résultats affichés sur l'interface nous avons mis en œuvre des programmes dans un fichier M-fils cité dans l'annexe, les figures seront représentées ci-dessous :

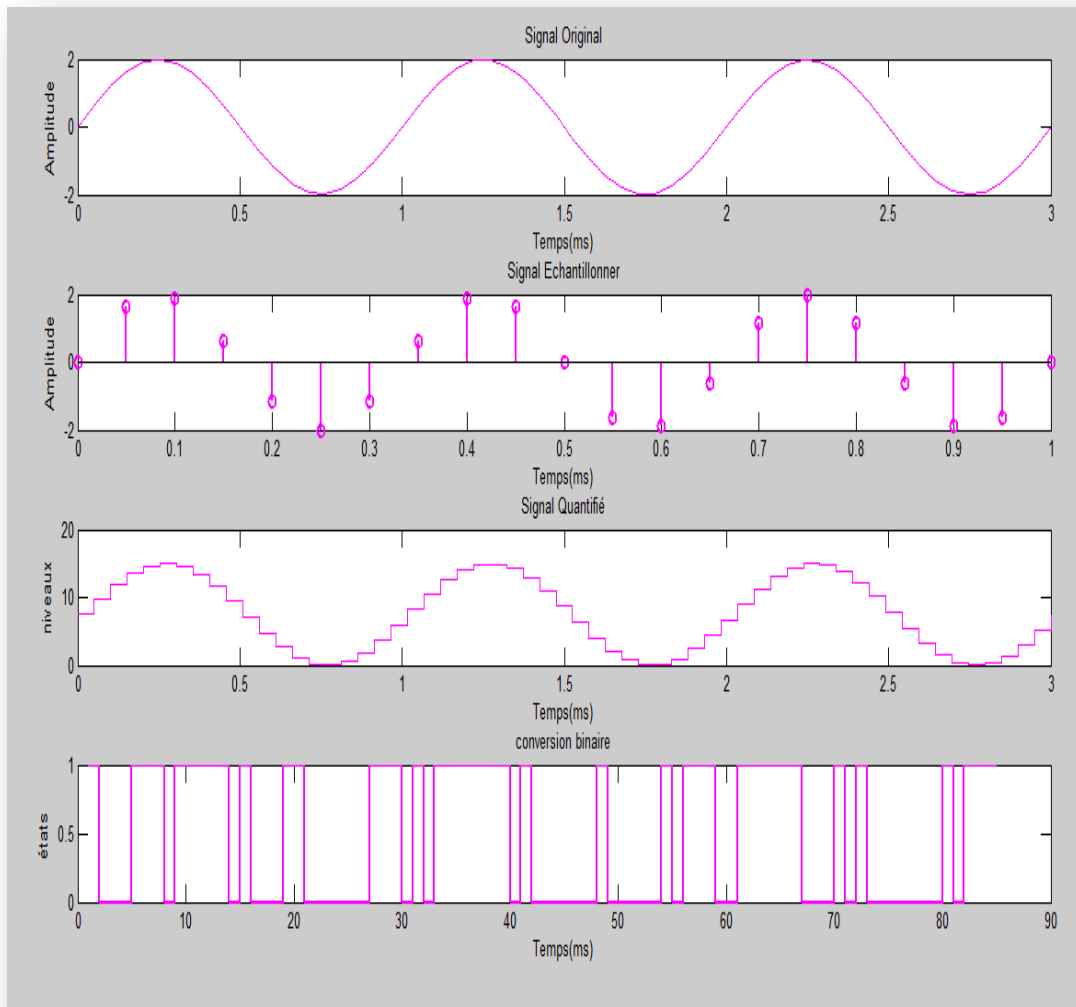


Figure 3.43. Résultat d'exécution du programme de la sinusoïde.

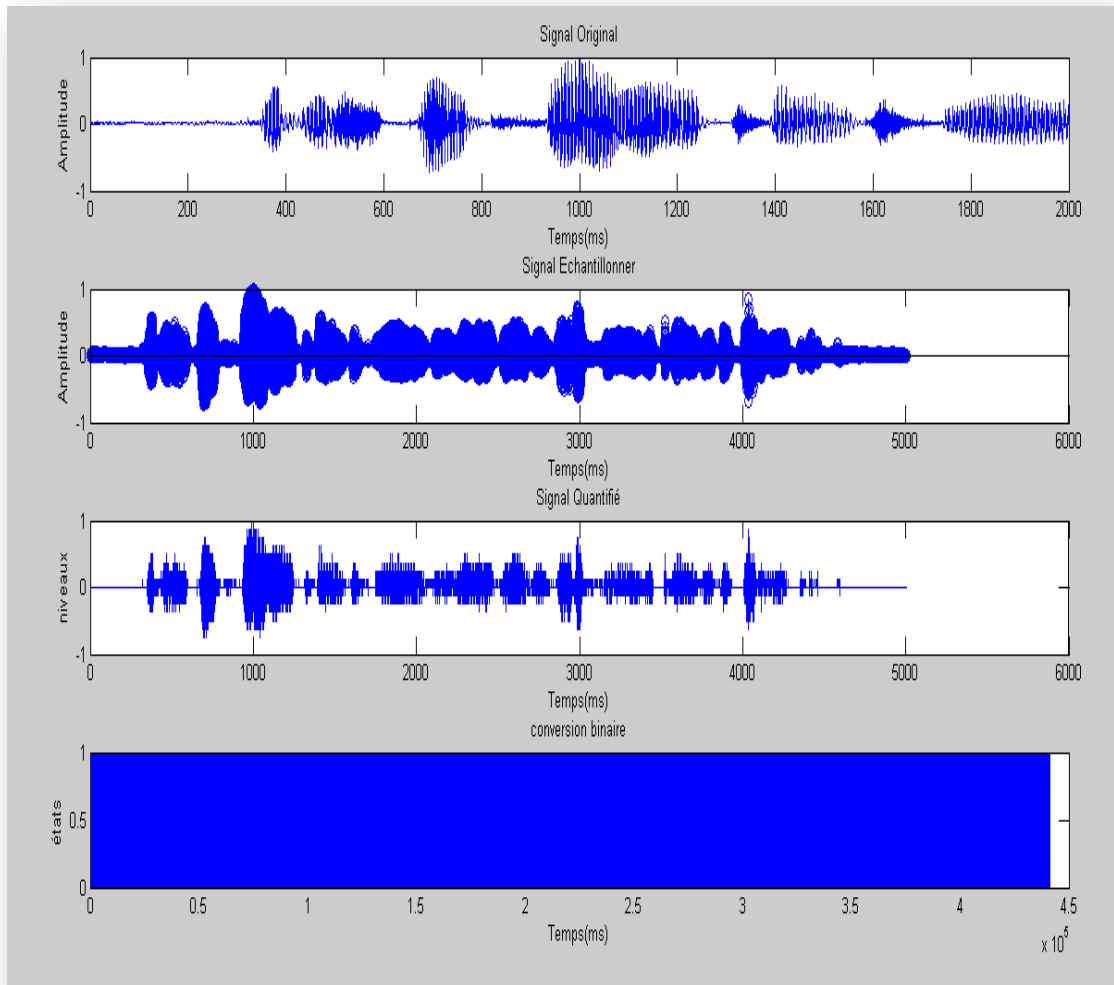


Figure 3.44. Résultat d'exécution du programme du signal Wave.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la simulation de sept chaînes de transmission, les six premières englobent l'étude de la MIC, du codage Hamming ainsi que la CPM, la dernière chaîne fait office de comparaison entre les trois lois de compression : MIC uniforme, loi A et loi μ . Afin de regrouper les résultats obtenus, nous avons créé une interface graphique via une plateforme GUI du logiciel Matlab. Selon les résultats obtenus, nous pouvons dire que l'utilisation du codage source MIC et l'intégration d'un code Hamming apporte une amélioration importante dans le transport des signaux d'information.

Conclusion générale

Ce projet a été consacré à l'étude des performances d'un système de transmission numérique sous Simulink\Matlab, une étude approfondie a été portée sur la partie codage de source concrétisée moyennant une technique de modulation par impulsion codée (MIC). L'objectif était l'émission d'un signal analogique sous forme digitale convenablement à travers deux canaux différents BSC et AWGN. Un codage de canal de type Hamming a été ajouté pour rendre la transmission plus robuste du point de vue erreurs. Une modulation de phase continue (CPM) a suivie afin d'obtenir de meilleures performances.

Dans le premier chapitre une introduction aux systèmes de transmissions numériques a exposé les caractéristiques des codages source et canal, la modulation ainsi que le type du canal de propagation.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude et la conception du module Thala-Bits, en passant par les différentes étapes de la modulation par impulsion codée à savoir le filtrage, l'échantillonnage, la quantification et la conversion en bits, le tout couronné par un multiplexage.

Au troisième chapitre, nous avons validé notre conception par une réalisation ainsi qu'une simulation de plusieurs chaînes de transmission, qui ont permis d'implémenter la technique MIC. Le cœur de notre projet est symbolisé par le module Thala-Bits en émission ainsi qu'en réception (bande de base et transposition de fréquence) avec et sans codage canal. Tous les résultats de la simulation ont été visualisés à travers une interface graphique que nous avons conçue.

Bibliographie

- [1]'Michel Joindot', 'Alain Glavieux', 'Introduction aux communications numériques', 'Dunod', 2007
- [2] 'Yvon Mori', 'Filtrage numérique', 'Hermes Science', 2007.
- [3] <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/2.0/> , 'Systèmes de communications numériques'.
- [4] GENEVIEVE BAUDOIN : 'radiocommunications numériques', DUNOD, 2002.
- [5] 'Yvon Mori', 'théorie de l'information et du codage', 'Hermes Science', 2007.
- [6] 'John B. Anderson' , 'Tor Aulin, and Carl-Erik Sundberg'. *Digital Phase Modulation*. Plenum Press, New York, 1986. [7]
- [7] 'R. W Hamming' , 'Error detecting and error correcting codes' The Bell System Technical Journal , April 1950.
- [8] 'Gaël Mahé', 'Systèmes de communications numériques', 'UFR de Mathématiques et Informatique Université Paris Descartes', '2010'.
- [9]'A FISCHER', 'COURS DE TELECOMMUNICATION Commutations et systèmes de transmission', ' IUT GTR - Université de Paris XIII'.
- [10]'http://mediatools.iict.ch/document?url=Cours_de_Telecommunications__Modulations/mod2/Mic.pdf&dpld=15', 'chapitre 8 modulation par impulsion et codage(MIC,PCM)',
- [11] 'Gérald Arnould', ' thèse de doctorat ; Etude et Conception d'Architectures Haut-Débit pour la Modulation et la démodulation Numériques', ' 8 Décembre 2006'

- [12] BOURENNANE Hamza ; DOUIDENE Zakaria ; Thèse master; Eude et simulation d'une chaine de transmission numérique ; juin 2011.
- [13] 'http://www.licm.fr/IMG/pdf/Cours-Strategies_de_codage_canal-.pdf,' stratégie de codage canal', 2003/2004.
- [14]'Olivier FRANÇAIS', 'http://www.esiee.fr/~francaio/enseignement/version_pdf/V_theorie.pdf,'2000'
- [15] 'http://public.iutenligne.net/telecommunication/Berthet/Module_numerisation/BruitDeQuantif/index.html,' Numérisation des Signaux pour l'audiovisuel et la transmission'
- [16] '<http://membres.multimania.fr/tipemaster/TIPE/Mulplx/Multplx.html> ',
- [17] 'http://fr.wikipedia.org/wiki/Diagramme_de_constellation', 'mai 2012'.