République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Dr YAHIA FARES DE MEDEA



Faculté des sciences et de la technologie

Département du génie électrique et de l'informatique

Mémoire de fin d'études pour l'obtention du diplôme de Master en génie électrique

Option : Systèmes de Télécommunication

THEME

Etude d'un système de transmission à codage corrélatif

Dirigés par :

Promotteur : Dr. Kermezli Taïb

Co-promotteur : Dr. Batel Noureddine

Présentés par:

M^lle^ Salmi khadidja

M^lle^ Ould Ali fatma zohra

Promotion : 2012/2013

ملخص

يهد ف هذا المشروع إلى د راسة الاستجابة للإشارات الجزئية، والتي تعرف أيضا بالترميز المتلازم، إذ انها تولد تداخلا بين جزيئات الإشارة المرسلة .

وغالبا ما يكون هذا التداخل ظاهرة غير مرغوب فيها، ولكن في مقدمة نظام النقل الرقمي يمكنه تحقيق الحد الأقصى للافتراض النظري لنيكويست.

في إطار الدراسة تم وضع طريقة لتحقيق أفضل كفاءة لاستخدام الطيف من خلال التصفية المناسبة من الإشارات إلى القاعدي .ولذلك قامت أنظمة الإرسال باستخدام الإشارات الثنائية المزدوجة والإشارات الثنائية المزدوجة المعدلة حيث يكون التداخل معروفا و منته.

الكلمات ألمفتاحيه الإشارات الجزئية, الإشارات الثنائية المزدوجة, الإشارات الثنائية المزدوجة المعدلة الترميز المتلازم

Résumé

La signalisation à réponse partielle, également décrite en tant que codage corrélatif, présente délibérément une interférence intersymbole (ISI) dans le signal transmis.

ISI est souvent décrit comme phénomène indésirable, mais l'introduction contrôlée d'ISI dans le système de transmission numérique peut permettre d'atteindre le débit théorique maximal postulé par Nyquist.

Dans l'étude à faire, il faut décrire une méthode de réalisation d'une meilleure occupation spectrale de signaux par filtrage adéquat en bande de base. Par conséquent, des systèmes de transmission utilisant des impulsions duobinaires et impulsions duobinaires modifiées sont à étudier. De telles impulsions présentent un ISI dont l'effet est connu et qui peut être interprété dans le récepteur d'une façon déterministe.

Mots clés IES, Signalisation à réponse partielle, Impulsion Duo-binaire, Impulsion Duo-binaire modifiée. Codage Corrélatif

Abstract

Partial response signaling, also described as correlative coding, deliberately this inter symbol interference (ISI) in the transmitted signal.

ISI is often described as undesirable phenomenon, but controlled ISI in digital transmission system introduction can achieve the theoretical maximum postulated by Nyquist.
In the study to be done, describe a method of achieving better spectral efficiency by appropriate filtering of signals to baseband. Therefore, transmission systems using duobinary and modified duobinary pulses are studying. Such pulses have an ISI whose effect is known and can be interpreted in the receiver of deterministic way.

Key words: ISI, Partial response signaling, duobinary pulses, modified duobinary pulses, correlative coding

Remerciement

Nous tenons avant tout de remercier le bon DIEU « ALLAH » qui nous a donné la volonté et le courage pour la réalisation de ce modeste travail.

A travers ce modeste travail, nous tenons à remercier vivement notre promoteur Dr. Batel Noueddine pour l'intéressante documentation qu'il a mise à notre disposition, pour ses conseils précieux et pour toutes les commodités et aisances qu'il nous a apportées durant notre étude et réalisation de ce projet.

Que les membres de jury trouvent ici l'expression de nos sincères remerciements pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant de juger notre travail.

Nous exprimons également notre gratitude à tous les professeurs et enseignants qui ont collaboré à notre formation depuis notre premier cycle d'étude jusqu'à la fin de notre cycle universitaire.

Sans omettre bien sur de remercier profondément tous ceux qui ont contribué de prés ou de loin à la réalisation du présent travail.

OULD-ALI FATMA ZOHRE
SALMI KHADIDJA

Dédicaces

Au nom d'Allah le Miséricordieux le très miséricordieux.

Je dédie ce modeste travail à

Mes très chères parents, pour leurs soutient moral et financier et d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé pour terminer mes études, en leur espérant une longue vie et que Dieu les gardes.

A mon frère YOUNES et mes sœurs AMINA, SARAh et HADJER .

*A MON FIANCIER *ABDALHAK**

*A toutes les familles *SALMI *, *ROMITTE * et *SAID* sans exception.*

A mes très chers amies FATIHA, HKIMA, GHANIA, AMINA, SOUHILA, SALIMA et FATHIA.

A tous mes amis de près ou de loin sans exception.

*A mon promoteurs *Dr. BTEL NOUEDDINE* et me très cher amie ma binôme *FATMA ZOHRA*.*

A tous les enseignants de faculté des sciences et de la technologie.

A toute la promotion 2ème années Master sans exception.

KHADIDJA

Dédicaces

Au nom d'Allah le Miséricordieux le très miséricordieux.

Tout d'abord je dédie ce modeste travail à mes très chers parents :

qui m'ont donné un magnifique modèle de labeur et persévérance, je ne trouverai jamais les mots qu'il faut pour vous remercier que le bon dieu le tout puissant vos garde pour moi.

A ma grande maire et mon grand père.

A mes sœurs et mes frères surtout Ahmed Yassine et Aya.

A ma grande famille et la famille salmi.

A tout mes amies son exception surtout Houria, Zineb ,Hind, Houda, Fatiha, Nawel, Meriem, Naima, khayra, Rabia, Hakima, Amina, Fathia , Salima et Fatima.

A me très cher amie, ma binôme Khadîdja.

A tous mes enseignants du primaire à l'université, surout Mr.Mohamed Alilich et mon promotteur Dr.Batel Noureddine.

A tous mes amis de tronc –commun et ma promotion 2éme années master sans exception.

A tous ceux qui cherchent le savoir partout dans le monde.

Fatma Zohra

Sommaire :

Introduction générale…….1

Chapitre I : techniques de la transmission en bande de base

I.1 Introduction……....2

I.2 Systèmes de communication numérique en bande de base…….. ……2

I.2.1 Synoptique d'un système de communication numérique……...……2

I.2.1.1 Codec……...3

I.2.1.2 Codage de source et de canal……...3

I.2.1.3 Multiplexeurs……...4

I.2.1.4 Codage en ligne……...4

I.2.1.5 Canal de transmission……..4

I.2.1.6 Filtre de réception et décodage……5

I.2.2 Avantages et inconvénients des communications numériques……...5

I.3 Probabilité d'erreur des signaux binaires……..5

I.4 Densité spectrale de puissance des signaux binaires……6

I.5 Transmission en bande de base……..8

I.5.1 Codage en ligne binaire……..8

I.5.1.1 Exemples de signaux binaires…..……8

I.5.1.1.a Signal unipolaire……...8

I.5.1.1.b Signal polaire……8

I.5.1.1.c Signal bipolaire (ou AMI : alternat mark inversion) ……....8

I.5.1.1.d Signal Manchester ……...8

I.5.1.2 PSD des codes en ligne……10

I.5.2 Filtrage de Nquist……12

I.5.2.1 Interférence inter-symboles……...12

I.5.2.2 Critères de Nyquist…….....14

I.5.2.2.a Description et position du problème……...14

I.5.2.2.b Premier Critère de Nyquist……15

I.5.2.2.c Deuxième critère de Nyquist……18

I.5.2.3 Filtre en cosinus surélevé……...18
I.5.2.4 Filtre en racine de cosinus surélevé……..20
I.6 Conclusion……..21
II.1. Itroduction…….22
II.2 Présentation du simulateur…….22
II.2.1 L'environnement de conception de SystemVue 2006.04……...22
II.2.1.1 Espace de travail……...22
II.2.1.2 Horloge de simulation……..23
II.2.1.2 Espace d'affichage……...23
II.3 Simulation du filtre de Nyquist en sinus cardinal…….24
II.3.1. Mise en forme d'impulsion en sinc……24
II.3.2 Densité spectrale de puissance du Sinc……...26
II.4 Simulation du filtre de Nyquist en cosinus surélevé……..27
II.4.1 Densité spectrale de puissance du cosinus surélevé……..30
II.4.2 Performance du cosinus surélevé dans un récepteur simple……...32
II.4.2.1 Energie moyenne binaire et retard de réception……..32
II.4.2.2 Mesure du BER (Bit-Error-Rate)……33
II.5 Simulation du filtre de Nyquist en racine du cosinus surélevé……..35
II.5.1 Densité spectrale de puissance de la racine du cosinus surélevé……35
II.5.2 Energie moyenne binaire et retard de réception ……....35
II.5.3 Mesure du BER (Bit-Error-Rate)……36
II.6 Conclusion……..37
III.1 Introduction……..……38
III.2 Le Concept de Codage Corrélatif…….38
III.3 Réalisation d'impulsion duo-binaire…….40
III.4 Autres régimes de Signalisation à Réponse Partielle……42
III.5 Densité spectrale de puissance……..42
III.6 Pré-codage…….44
III.7 Simulation d'impulsion Duo-binaire et Duo- binaire modifié…….44
III.7.1 Simulation des DSP d'impulsions Duo-binaire et Duo-binaire modifiée ……48
III.7.2 Simulation de systèmes de communication par impulsion Duo-binaires et Duo-binaires modifiées…….. 49
III.7.2.1 Système d'impulsion Duo-binaire avec Pré-codage ……..49

III.7.2.2 Système d'impulsion Duo-binaire modifiée avec Pré-codage…….... 52
III.2.3 systèmes d'impulsions Duo-binaire pré-codée avec bancs de BER……..53
III.8 Conclusion……..…… 55
Conclusion générale.....56

Liste des figures :

Figure I.1 : Synoptique d'un transmetteur en bande base……2
Figure I.2 : Formats des signaux binaires……...9
Figure I.3 : Porte rectangulaire unitaire……..10
Figure I.4 : PSD de codes en ligne simples usuels……11
Figure I.5 : recouvrement (ISI) d'impulsions reçues dû à la distorsion du canal…….13
Figure I.6 : Représentation schématique d'un système de communication numérique……14
Figure I.7 : Représentation fréquentielle de Nyquist pour un filtre à bande passante minimale…….16
Figure I.8 : Réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist n°1 avec *T*= 1……17
Figure I.9 : Exemple de séquence binaire filtrée par le filtre n°1 de Nyquist avec *T*= 1..17
Figure I.10 : Réponse en fréquence du filtre RC……..19
Figure I.11 : Représentation de la condition fréquentielle d'ISI nul du filtre RC…….19
Figure I.12 : Réponse impulsionnelle du filtre RC……..20
Figure II.1 : Espace de travail de systèmevue……...22
Figure II.2 : Fenêtre de configuration de l'horloge du système **……23**
Figure II.3 : Espace d'affichage des résultats……...23
Figure II.4 : Emetteur d'impulsion en Sinc binaire……..24
Figure II.5 : source périodique polaire d'impulsion d'excitation du filtre en Sinc en 100 symboles/sec……25
Figure II.6 : signaux en Sinc au débit 100 symboles/s…….25
Figure II.7 : signaux en Sinc au débit de 1 kb/s……26
Figure II.8 : densité spectrale de puissance d'un signal polaire aléatoire en Sinc au débit 1kbit/sec ……..27
Figure II.9 : transmetteur d'impulsions en cosinus surélevé……28
Figure II.10 : impulsion en cosinus surélevé avec α = 0.5 et débit de 100 b/sec……29
Figure II.11 signaux en cosinus surélevé de débit de 1kb/s……..29
Figure II.12 : Densité spectrale de puissance d'un signal polaire en cosinus surélevé α = 0.5, avec débit 1kb/s …….31
Figure II.13 : Système de communication numérique avec impulsion en cosinus surélevé pour mesure du retard de réception et l'énergie par bit……..32

Figure II.14 : intercorrélation entre les impulsions transmises et reçues, (retard de 8ms)……...33
Figure II.15 : Système de communication numérique avec impulsion en cosinus surélevé muni d'un banc de BER…….34
Figure II.16 : BER en fonction du SNR pour un filtre en cosinus surélevé, avec α = 0.5……34
Figure II.17 : Système de communication numérique avec impulsion en racine du cosinus surélevé pour mesure du retard de réception et l'énergie parfait……..35
Figure II.18 : mesure du retard entre impulsions transmises et reçues, (8ms)……...36
Figure II.19 : Système de communication numérique avec impulsion en racine du cosinus surélevé muni d'un banc de BER……...36
Figure II.20 : BER en fonction du SNR pour un filtre en racine cosinus surélevé……37
Figure III.1 L'impulsions duo-binaires……..39
Figure III.2 Bits transmis et échantillons reçus dans la signalisation contrôlée l'ISI……40
Figure III.3 Signalisation duo-binaires où H (f) est la fonction de transfert équivalente …...40
Figure III.4 Forme d'impulsion Dou-binaire et son spectre…….41
Figure III.5 Système par codage Duo-binaire modifié…….42
Figure III.6 Codage différentiel……44
Figure III.7 Transmetteur d'impulsion Duo-binaire…….45
Figure III.8 Impulsions Duo-binaire, avec un débit de 100 bit/s……..46
Figure III.9 Impulsions Duo-binaires avec un débit de 1kb/s……..46
Figure III .10 Transmetteur d'impulsion Duo-binaire modifié…….47
Figure III.11 Impulsion Duo-binaire modifié, avec un débit de 100 bit/s……47
Figure IIII.12 Impulsion Duo-binaire modifiée avec un débit de 1kb/s……48
Figure III.13 Densité spectrale de puissance du signal d'impulsion Duo-binaire……49
Figure III.14 Densité spectrale de puissance du signal d'impulsion Duo-binaire modifiée..49
Figure III.15 Système de communication numérique avec impulsion Duo-binaire pré-codé……50
Figure III.16 signal Duo-binaire-pré-codé et son échantillonnage-blocage……51
Figure III.17 mesure le retard entre l'impulsion transmis et reçue, (retard de 6ms)…….51
Figure III.18 système de communication numérique avec impulsion Duo-binaire modifiée et précodée ……...52

Figure III.19 mesure le retard par inter-corrélation entre impulsions transmis et reçue……..52
Figure III.20 Système de communication numérique avec impulsion Duo-binaire pré-codée muni d'un banc de mesure du BER……53
Figure III.21 BER en fonction du SNR du système Duo-binaire Pré-codée……53
Figure III.22Système de communication numérique avec impulsion Duo-binaire modifiée et pré-codée avec mesure du BER……..54
Figure III.23 BER en fonction du SNR du système Duo-binaire modifiée Pré-codée…….54

Introduction générale

Aujourd'hui, les besoins sont grandissants dans le domaine de communication vers des systèmes de transmissions optimaux, à bandes passantes minimale, etc…. Cependant la propagation sur un canal à bande limitée et à bruit additif, pour transmettre un signal numérique, posé le problème de la conception des filtres d'émission et de réception. Sous cette condition, le canal de propagation peut être modélisé par un filtre linéaire. L'ensemble formé par les filtres d'émission, filtre canal et filtre de réception, constitue un filtre équivalent en bande de base, de réponse non constante en fréquence, et se comporte comme un système dispersif.

La dispersion provoque le phénomène d'interférences entre symboles (ISI), qui consiste en un chevauchement partiel de certains symboles adjacents. Ses effets sont rarement déterministes et souvent aléatoires et variables dans le temps. Nous allons étudier dans un premier chapitre, le phénomène d'ISI et les différentes conditions pour supprimer ses effets. Nous verrons comment, lorsque l'on suppose une bande passante minimale, on peut concevoir les filtres d'émission et de réception pour occuper au mieux la bande disponible, sans générer d'ISI.

Le chapitre II présente une revue de la littérature et les différents travaux effectués sur l'optimisation de filtres de mise en forme. Les filtres proposés en cosinus surélevé (RC) et en racine du cosinus surélevé (RRC) sont comparés au filtre Sinc, en termes d'occupation de bande et distorsion ISI. La validation des résultats de simulation s'effectue par la mesure de densités spectrales de puissance, et les mesures performance en BER.

Le chapitre III décrit le processus d'étude d'un système de transmission à codage corrélatif, qui présente délibérément une interférence intersymbole (ISI) dans le signal transmis. Les outils de simulation de **SystemVue** qu'on a utilisé**,** mettent en relief les performances réelles d'un système de communication utilisant les filtres à codage corrélatif.

Une conclusion générale réunit les différents résultats trouvés par simulation de système à différents types de filtres de transmission.

Chapitre I :
techniques de la transmission en bande de base

I.1 INTRODUCTION

Un système de communication numérique a pour fonction d'assurer le transport de l'information entre un émetteur et un (ou plusieurs) récepteur (s) reliés par un canal de communication.

On peut caractériser les systèmes de communications par le type de l'information transmise (son, vidéo, données informatiques, …) et les techniques nécessaires pour transmettre cette information. Tout le problème de la transmission est de trouver une " bande " de transformation de l'information en signal tel que le canal soit capable de le propager " correctement", c'est-à-dire que le récepteur puisse trouver suffisamment d'information dans le signal reçu pour reconstituer l'information initiale.

Ce chapitre présente une analyse des critères de Nyquist suivie des caractéristiques fréquentielles et temporelles du filtre en cosinus surélevé pour obtenir une largeur de bande minimale. Pour cela, un codage en ligne ou un filtrage de Nyquist est utilisé.

En plus du codage en ligne dont le choix s'articule sur la probabilité d'erreurs reçue et la bande occupée.

I.2 Systèmes de communication numérique en bande de base

I.2.1 Synoptique d'un système de communication numérique

L'objectif capital dans les systèmes de communication est toujours la réduction du coût d'équipement, complexité et consommation d'énergie, tout en minimisant aussi la bande occupée par le signal transmis. Les blocs fonctionnels du transmetteur général de communication numérique, sont représentés en figure I.1. Ou l'on se limite à la description qualitative de chaque bloc [1].

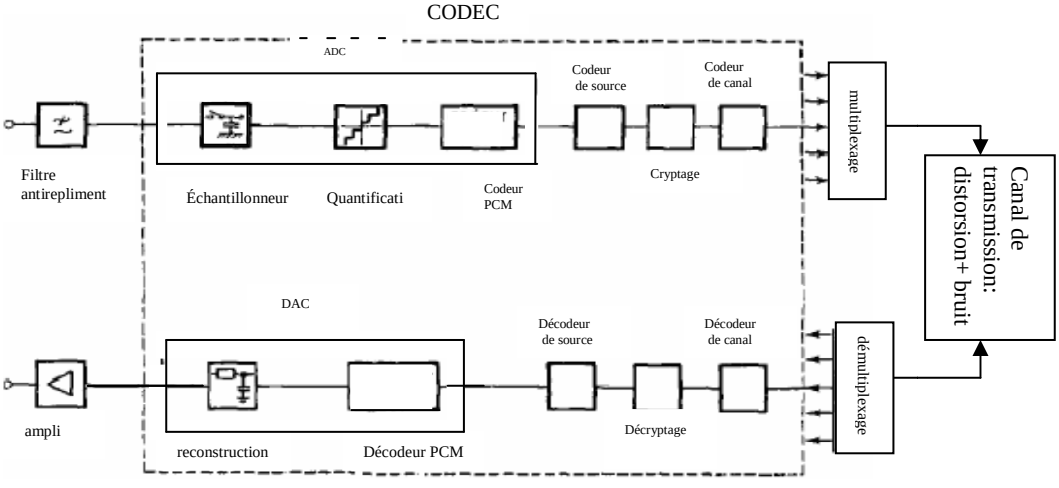


Figure I.1 Synoptique d'un transmetteur en bande base

Le transmetteur inclut l'ensemble des éléments qu'on rencontre dans les systèmes de communication numérique (pas tous les transmetteurs emploient nécessairement la totalité de ces éléments).

I.2.1.1 Codec

Le codec (codeur/décodeur) le plus simple, consiste en un ADC dans le transmetteur (qui convertit un signal analogique continu en une séquence de nombres codés représentés par des impulsions binaires de tension) et d'un DAC dans le récepteur (qui convertit ces impulsions en un signal analogique continu) [1].

L'ADC consiste en un circuit échantillonneur, un quantificateur, et un encodeur d'impulsion. Le signal analogique est donc discrétisé en échantillons de tension pris à intervalles réguliers de temps.

Ils sont approximés aux plus près niveaux de tensions à partir d'un ensemble de niveaux de tension autorisés. L'encodeur PCM (pulse code modulator) convertit chaque niveau quantifié en un code de mots binaires. Un filtre anti-repliement est parfois utilisé avant l'échantillonnage pour réduire les distorsions causées par le repliement du spectre du signal échantillonné.

Dans le DAC du récepteur, les impulsions binaires de tension sont converties en niveaux de tension quantifiés par un décodeur PCM, qui sont ensuite lissés par un filtre passe-bas afin de reconstruire au mieux, le signal analogique.

La numérisation des signaux analogiques augmente souvent la bande de transmission du signal, mais elle permet une réception aux plus bas rapports signal/bruit [1].

I.2.1.2 Codage de source et de canal

En addition au codage-décodage PCM, un codec (au sens large) peut encore assurer 3 autres fonctions. Ainsi dans le transmetteur, il peut :

• réduire le nombre de bits requis pour convertir un message donné. C'est le codage de source qui assure l'élimination des bits redondants (ou surplus).

• crypter les bits de codage de source pour sécurité, privatisation, et authentification, assurant à des récepteurs particuliers de recevoir le message.

• ajouter d'extra-bits pour servir au récepteur, à la détection et éventuellement à la correction des erreurs de transmission. C'est le codage de canal qui fournit un code détecteur ou correcteur d'erreur.

Un DAC éventuel, muni de son filtre de reconstruction, fournit le signal analogique fidèle à l'original grâce aux traitements numériques du transmetteur et récepteur.

I.2.1.3 Multiplexeurs

Le multiplexage permet de servir plusieurs transmissions simultanées. Par exemple en TDM (time division multiplexing), le multiplexeur intercale soit des mots codés ou des bits individuels, entre eux, pour permettre à plus d'une liaison d'information à se propager dans le même milieu physique de transmission (câble, fibre optique) [2].

Si la communication doit se faire en temps réel, ceci implique que la vitesse de transmission des bits du signal multiplexé, est au minimum N fois plus grande que celle de chacun des N signaux PCM le constituant. Ce qui nécessite par conséquent, une bande spectrale plus grande.

Les démultiplexeurs répartissent le flux de bits composites reçu dans leurs blocs correspondants, formant ainsi les différents signaux PCM individuels.

I.2.1.4 Codage en ligne

Les données binaires sont représentées par plusieurs types d'impulsions électriques ou formes d'ondes avant transmission sur un canal (cas d'une transmission en bande de base). Le choix d'une impulsion particulière est appelé codage en ligne. Les propriétés souhaitées du codage en ligne sont les suivantes [1] :

1- Auto-synchronisation *:* permet une restitution aisée du signal d'horloge (time recovery), ainsi, le signal est déclaré non transparent si certaines séquences de bits (longues suites de '1' ou '0') font perdre l'information sur le signal d'horloge.

2- Faible probabilité d'erreur binaire : performance en BER due à l'immunité relative contre le bruit et l'interférence intersymbole (ISI).

3- Spectre adapté au canal : la PSD ne doit pas contenir un niveau DC à 0Hz en cas de couplage AC avec le canal, en plus, l'occupation spectrale doit être faible devant la bande du canal pour éviter le problème de l'ISI.

I.2.1.5 Canal de transmission

Au bruit thermique de l'électronique utilisée, s'ajoute le bruit environnant du canal de transmission. Ce dernier est aussi responsable de diverses distorsions, notamment celle d'interférence entre symboles ISI (inter symbole interférence).

Tous ces facteurs, nous amènent à mesurer la performance du système de transmission, une

fois réalisé, en termes de BER, de diagramme en œil, de gigue de phase, etc…

Les opérations de décodage de source, de canal, et de décryptage dans le récepteur, sont les inverses de celles menées dans le transmetteur.

I.2.1.6 Filtre de réception et décodage

L'égalisation corrige au mieux, les distorsions causées par le canal de transmission. La détection (ou circuit de décision) convertit le signal démodulé en bande base, en un flux de symboles binaires. Le filtre d'adaptation peut être employé comme filtre de réception avant le traitement de décision, afin d'augmenter les performances envers les erreurs (meilleur S/N ou faible taux d'erreur à la réception : récepteur optimal) [2]. Les opérations de décodage de source, de canal, et de décryptage dans le récepteur, sont les inverses de celles menées dans le transmetteur.

I.2.2 Avantages et inconvénients des communications numériques

Les systèmes de communication numérique impliquent souvent une augmentation dans la complexité par rapport aux systèmes analogiques équivalents. La plupart des nouveaux systèmes optent pourtant pour les communications numériques, et remplacent ainsi les systèmes analogiques existants. Ceci revient à plusieurs causes :

• augmentation de la demande pour les transmissions de données.

• augmentation d'échelle d'intégration et faisabilité de l'électronique numérique pour le traitement du signal, combiné à une diminution du coût.

• facilité du codage de canal (en ligne, contrôle d'erreur) afin de minimiser les effets de bruit et d'interférence.

• privatisation préservée par utilisation du cryptage de données.

• données, vidéo, et parole, en provenance de différentes sources peuvent être mélangés et transmis à travers un système de transmission numérique commun.

Parmi les désavantages des communications numériques, on cite :

• généralement, plus de bande est requise que les systèmes analogiques.

• La synchronisation est requise (envoi des signaux d'horloge de rythme).

I.3 Probabilité d'erreur des signaux binaires

Les deux importantes considérations dans la conception d'un système de communication sont:

1. La performance du système lorsqu'il est affecté de bruit. La mesure de performance d'un système digital est la probabilité d'erreur du signal de sortie de la détection (pour un système analogique, c'est le rapport signal-sur-bruit à sa sortie).

2. La largeur de bande du canal requise pour la transmission du signal de communication. Cette bande est à évaluer en termes de densité spectrale de puissance (PSD en anglais) du signal numérique transmis.

3. Le bruit présent durant la détection est souvent gaussien (c'est toujours le cas si le bruit thermique est dominant). Comme le bruit avec une fonction de densité de probabilité (PDF) gaussienne est fréquent, le taux d'erreur binaire (BER en anglais) d'un système de communications est généralement déterminé en assumant ce type de bruit [1].

I.4 Densité spectrale de puissance des signaux binaires

La puissance normalisée d'une forme d'onde donnée, peut être tirée de son domaine fréquentiel par l'utilisation d'une fonction appelée densité spectrale de puissance (PSD en anglais). Tout d'abord, pour un signal déterministe *w*(*t*), on définit sa version tronquée [3]:

$$w_T(\mathrm{t}) = \left\{ \begin{array}{c} w(t),\ -\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} \\ 0\ ,\quad ailleur \end{array} \right\} = w(t)\ \Pi\left(\frac{t}{T}\right) \tag{1.1}$$

Où $\pi(t/T)$ représente la fenêtre rectangulaire de largeur T.

Pour *w*(*t*) représentant une forme d'onde de tension ou de courant, la puissance moyenne normalisée est [3] :

$$P = \lim_{T\to x} \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} W^2\ (t)\ dt\ = \lim_{T\to x} \frac{1}{T}\int_{-x}^{x} w_T^2\ (t)\ dt \tag{1.2}$$

Par utilisation du théorème de Parseval, cela devient :

$$P = \lim_{T\to x} \frac{1}{T}\int_{-x}^{x} |\ w_T\ (f)\ |^2\, df = \int_{-x}^{x} \left(\lim_{T\to x} \frac{|\ w_T\ (f)\ |^2}{T} \right) df = 2\int_0^x S_w(\mathrm{f})\, df \tag{1.3}$$

Où $W_T(f) = F\ [w_T(t)]$. La quantité $Sw(f)$ a l'unité W/Hz, et peut être définie comme PSD, qui est une fonction paire, réelle positive de fréquence.

La puissance moyenne normalisée n'est que l'aire sous la PSD. La PSD n'est pas sensible au spectre de phase de *w(t)* à cause de la valeur absolue.

D'autre part, la fonction d'autocorrélation d'une forme d'onde réelle est [1] :

$$R_w(\tau) = \langle \mathrm{w(t)\ w(t\ +\ \tau)} \rangle = \lim_{T\to x} \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} w(t)\ w(t+\tau)\ \ dt \tag{1.4}$$

On montre que la PSD et la fonction d'autocorrélation forment une paire de la transformée de Fourier, c'est le théorème de Wiener-Khintchine : *Rw(τ) ↔ Sw(f).*

La puissance moyenne normalisée s'écrit donc aussi :

$$P = \langle w^2(t) \rangle = w_{rms}^2 = 2\int_0^x s_w\,(f)\,df = R_w(0) \qquad (1.5)$$

Une définition plus générale de la DSP s'applique aussi à l'analyse spectrale de processus aléatoires :

Soit a_n les coefficients de proportionnalité des différents motifs (symboles ou formes d'impulsion) constituant un signal numérique x (par exemple, le message binaire du cas polaire est $a_n = \pm 1$). La donnée au temps t_n s'écrit donc : $x_n(t) = a_n\, m(t - t_n)$ où les instants t_n sont équidistants telle que :

$$T_n = nT_s \qquad (1.6)$$

Le signal d'information s'écrit alors :

$$x(t) = \sum_{n\epsilon Z} a_n m(t - nT_s) \qquad (1.7)$$

Dans le cas général de données aléatoires corrélées, de débit de symboles $D=1/T_s$, la PSD du signal *x* est [1] :

$$S(t) = \underbrace{\sigma^2 D|F(f)|^2 \sum_{k=-\infty}^{+\infty} R(k)e^{jkwT_S}}_{\text{spectre continue}} + \underbrace{(m_a D)\sum_{n=-\infty}^{+\infty}|F(nD)|^2\delta\,(f - nD)}_{\text{spectre discret}} \qquad (1.8)$$

Où $F(f)$ et $F(nD)$ représentent respectivement, le spectre continu et discret de la forme d'impulsion du symbole numérique, $R(k)$ est la fonction d 'auto-corrélation du signal.

Dans la quasi-totalité des applications, les paramètres sont choisis de telle sorte que la densité spectrale ne comporte pas de raies (pas de spectre discret).

Il faut donc pour cela que l'une au moins des deux conditions suivantes soit réalisée :

• moyenne temporelle nulle du signal : $m_a = \langle a_n \rangle = 0$ (coefficients symétriques autour de zéro).

• forme des motifs *m(t)* dont le spectre $|F(nD)|=0$ quelque soit n dans N* (T.Fourier de *m(t)* s'annulant aux multiples de débit de symbole ou motif, $D=1/Ts$).

Si en plus, le signal est normalisé avec variance unité ($\sigma_a = 1$), il restera :

$$\frac{|F(f)|^2}{T_s}\sum_{k=-\infty}^{+\infty} R(k)e^{jkwT_s} = \frac{|F(f)|^2}{Ts}\,[R(0) + 2\sum_{k=1}^{\infty} R(k)\cos\,(kwT_s)\,] \qquad (1.9)$$

Le spectre d'un signal numérique dépend donc de deux choses :

1. la forme d'impulsion utilisée, F(*f*).

2. les propriétés statistiques de la donnée. L'auto-corrélation des données, est donnée par [1] :

$$R\,(k) = \overline{a_n a_{n+k}} = \sum_{i=1}^{I}\,(a_n a_{n+k})_i\,p_i \qquad (1.10)$$

a_n et a_{n+k} sont des niveaux (de tension) des impulsions de donnée au nième et (n+k)ième positions de symbole. Pi est la probabilité d'avoir le ième produit (a_n a_{n+k}), et il y a I valeurs possibles du produit [1].

I.5 Transmission en bande de base

Dans ce type de transmission numérique, il faut que le spectre du signal transmis soit adapté aux propriétés du canal de transmission. Deux approches sont utilisées pour optimiser un spectre [1]:

Codage en ligne et filtrage de Nyquist.

I.5.1 Codage en ligne binaire

Il y a deux principales catégories de signaux binaires (codage en ligne) : retour à zéro (RZ) et non retour à zéro (NRZ).

Avec le codage RZ, l'impulsion retourne au niveau 0V durant une partie de l'intervalle du bit. Cette propriété est absente dans le codage NRZ, figure (I.2) [1].

I.5.1.1 Exemples de signaux binaires

I.5.1.1.a Signal unipolaire

Le bit '1' est représenté par un haut niveau (+A volts) et le bit '0' par le niveau zéro.

I.5.1.1.b Signal polaire

Les bits '1' et '0' sont représentés par des niveaux, positif et négatif, égaux.

I.5.1.1.c Signal bipolaire (ou AMI : alternat mark inversion)

Le bit '1' est représenté par un niveau alternativement positif ou négatif. Le bit '0' est représenté par le niveau zéro.

I.5.1.1.d Signal Manchester

Le bit '1' est représenté au milieu de sa durée, par un front descendant d'une valeur positive vers une autre négative. Le bit '0' est représenté au milieu de sa durée, par un front montant de la valeur négative vers la valeur positive.

D'autres codes en ligne existent et le type à choisir dépend de l'application envisagée.

La figure I.12 illustre la réponse impulsionnelle du filtre RC pour différents facteurs d'excès de bande passante. À tous les multiples de la période *T*, à l'exception de *t=4*, l'amplitude de la réponse impulsionnelle est égale à 0, résultant en une interférence entre symboles nulle.

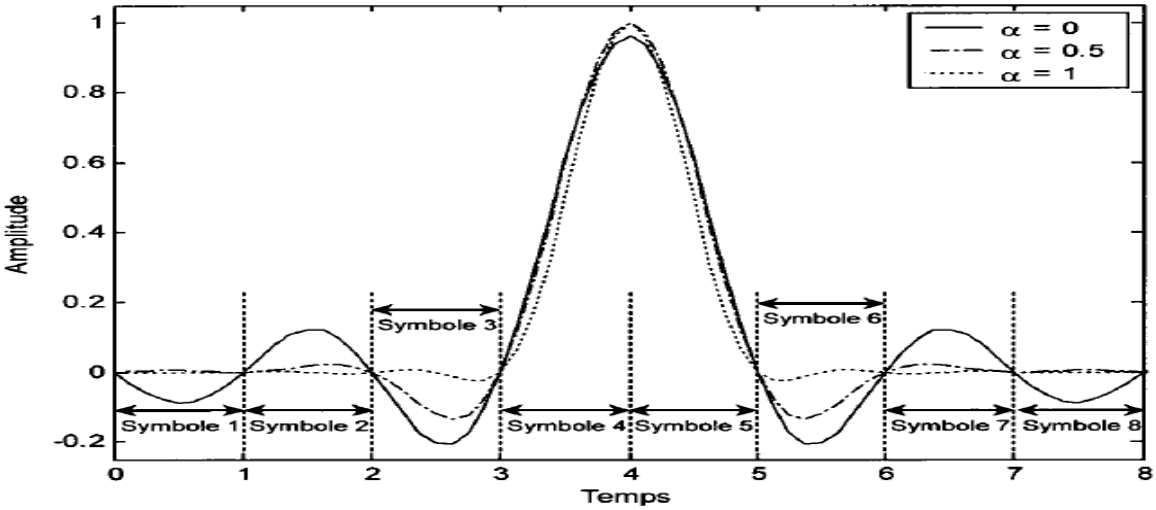


Figure I.12 Réponse impulsionnelle du filtre RC

I.5.2.4 Filtre en racine de cosinus surélevé

En représentant le message émis *s*(*t*) par des impulsions de type dirac δ(t), la densité spectrale *S(f)* correspondante est constante. En considérant un canal de transmission avec une réponse en fréquence parfaite, la densité spectrale *H(f)* est également constante. La fonction de transfert équivalente du système de communication définie à l'équation I.15 devient [7] :

$$P(f)=H_T(f)H_R(f) \tag{1.29}$$

La réponse en fréquence du filtre *P(f)* correspond à la multiplication des fonctions de transfert des filtres présents à l'émetteur et au récepteur. Le rapport signal à bruit du signal décodé est maximal lorsque ces filtres sont adaptés [7]. Le filtre adapté au filtre $h_T(t)$ est donné par :

$$h_R(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H_T\, e^{j2\pi f(t-t_0)} df = h_T(t_0 - t) \tag{1.30}$$

La réponse impulsionnelle du filtre $h_R(t)$ adapté au filtre $h_T(t)$ correspond donc à la réponse impulsionnelle $h_R(-t)$ décalée de t_0. Si la réponse impulsionnelle $h_R(-t)$ possède une symétrie paire, le filtre adapté $h_R(-t)$ est égal au filtre $h_T(t)$:

$$h_R(t) = h_T(t) \tag{1.31}$$

La fonction de transfert équivalente du système de communication peut donc s'exprimer selon:

$$P(f) = H_R(f)\, H_T(f) = \sqrt{P(f)}\sqrt{P(f)} \tag{1.32}$$

Si *P(f)* est un filtre RC, le filtre racine de cosinus surélevé (root raised cosine, RRC) correspond à la fonction de transfert$\sqrt{P(f)}$. Pour un système de communication basé sur le premier critère de Nyquist, les filtres d'émission $H_T(f)$ et de réception $H_R(f)$ sont donc des filtres RRC.

Leurs réponses en fréquence, comme leurs noms l'indiquent, correspondent à la racine carrée de la réponse en fréquence du filtre RC.

La réponse impulsionnelle du filtre RRC est calculée selon :

$$P(t) = \frac{\frac{4\alpha}{\pi}cos[\pi(1+\alpha)t/T] + (1-\alpha)Sinc[(1-\alpha)t/T]}{1-(4\alpha t/T)^2} \quad (1.33)$$

I.6 Conclusion

Dans le codage en ligne, une forme d'impulsion rectangulaire $p(t)$ de largeur T_b (ou $T_b/2$), a été utilisée .Dans ce cas, la largeur de bande $P(w)$, et par conséquent celle de la PSD, sont infinies cependant, l'essentiel de la bande reste fini, généralement contenu dans la rangée 0 à R_b Hz ou $2R_b$ Hz.

Si ce signal est transmis à travers un canal de bande limitée à R_b , une partie importante de son spectre est transmise mais une faible partie est supprimée. Une telle distorsion spectrale s'accompagne d'une dispersion (ou étalement temporel) de l'impulsion reçue. L'étalement de l'impulsion au-delà de sa durée T_b, cause son interférence avec les impulsions voisines. C'est l'interférence entre symboles IES (ou ISI en anglais) qui augmente la probabilité d'erreur. Cependant le critère de Nyquist assure une transmission sans ISI, où chaque échantillon du signal reçu provient d'un seul symbole, mais cela est assuré au dépend de la bande occupée par le signal.

Cette bande dépasse donc son minimum théorique, toute fois la signalisation à réponse partielle ou le codage corrélatif, présente délibérément une interférence intersymbole (ISI) dans le signal transmis tout en assurant le débit maximal conjointement à la bande occupée minimale. La distorsion ISI étant contrôlée, est supprimée au niveau du récepteur. Cet objectif sera présenté et étudié au chapitre trois.

Chapitre II :

simulation du filtrage de Nyquist

II.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, les résultats de simulation de système de communication muni des différents types de filtres de Nyquist sont présentés et discutés. Dans les sections suivantes, nous allons d'abord présenter la structure du simulateur utilisé, ensuite présenter les résultats de simulation validant l'implémentation des différents paramètres qui caractérisent les performances de filtrage de Nyquist en sinus cardinal et cosinus surélevée. Des résultats de simulation d'un système de communication numérique intégrant des filtres optimisés, seront présentés dans ce chapitre. Une attention particulière sera portée aux densités spectrales de puissance obtenues, montrant la diminution de puissance hors bande provoquée par les filtres de Nyquist. Des bandes de mesure du BER sont aussi utilisés dans l'évaluation des systèmes étudiés.

II.2 Présentation du simulateur

Le SystemVue est un environnement de conception au niveau des systèmes blocs de communications. La méthodologie de conception est basée sur l'utilisation de fenêtres conviviales permettant de configurer et connecter les blocs entre eux des systèmes, tout en offrant un support de calcul puissant au traitement des résultats graphiques d'affichage.

II.2.1 L'environnement de conception de SystemVue 2006.04

L'environnement de conception de SystemVue par défaut, comprend plusieurs éléments de développements.

II.2.1.1 Espace de travail

Contient la fenêtre de conception dite fenêtre-système, équipée d'une menu de fonctions classique en haut, une barre d'outil au dessous du menu, et une barre déroulante verticale contenant des réservoirs de bibliothèques, figure II.1.

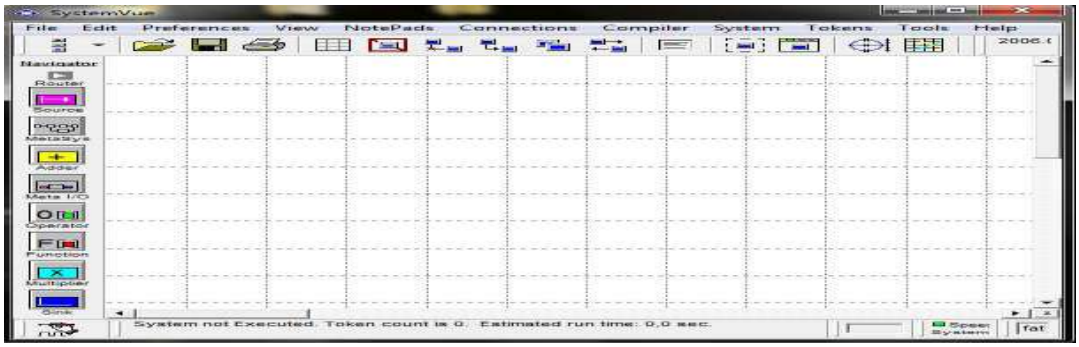


Figure II.1 Espace de travail de systèmevue

II.2.1.2 Horloge de simulation

Une icône spécifique de la barre d'outils fait on voir la fenêtre de configuration de l'horloge système. Cette fenêtre permet les réglages de base pour l'analyse des flux de données (instant de début, instant final, fréquence d'échantillonnage, nombres d'échantillons, espacement temporel, et résolution fréquentielle), figure II.2.

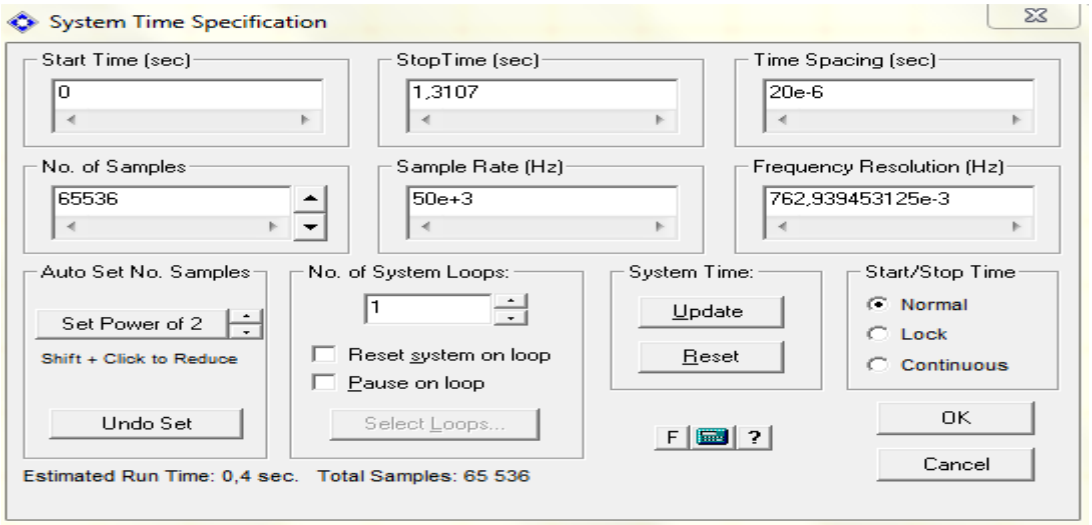


Figure II.2 Fenêtre de configuration de l'horloge du système

II.2.1.2 Espace d'affichage

Dans cette fenêtre, figure II.3, on affiche les résultats de simulation, en plus de la possibilité de leur traitement, à l'aide d'une fenêtre secondaire activée par l'icône " sink calculator".

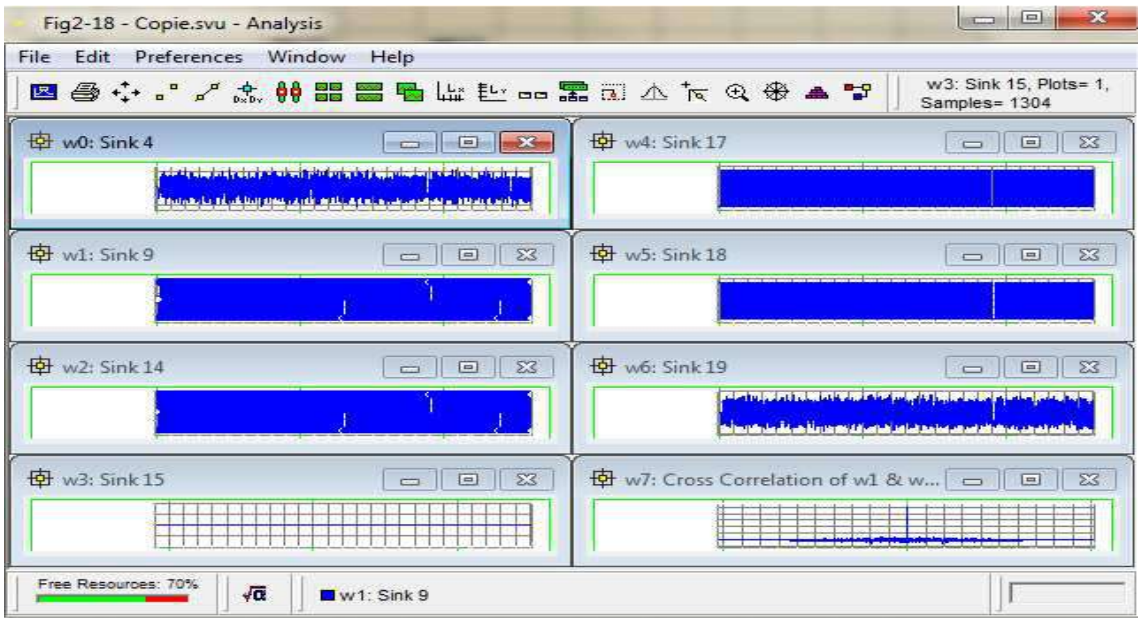


Figure II.3 Espace d'affichage des résultats

II.3 Simulation du filtre de Nyquist en sinus cardinal

II.3.1. Mise en forme d'impulsion en Sinc

La mise en forme d'impulsion en sinc est difficile à produire dans la pratique, mais elle montre la largeur de bande minimale pour transmettre les données de source d'émission. Le signal de sinc s'étend au-delà d'un temps T_b, mais évite les interférences entre symbole (ISI) en ayant une valeur nulle à ± nT_b (n est un nombre entier ≠ 0). C'est la condition requise par le premier critère de Nyquist pour éviter ISI. L'émetteur d'impulsions codées en ligne en sinc binaire sur systèmevue, est montré sur la figure II.4. La source de données se compose d'un train d'impulsions périodiques n°-0 et une séquence PN n°-1, issus de la bibliothèque "source", un multiplicateur n°-2 et un filtre de système linéaire n°-4 de la bibliothèque "operateur". La séquence PN a les paramètres d'amplitude polaire A = ± 5 V, un débit de 1kb/sec. Le train d'impulsions est configuré avec une fréquence f_o = 1 kilohertz (temps T_b = 1 ms), une durée d'impulsion de 20 µsec, et une amplitude unipolaire de 47.6 V pour se rapprocher des impulsions Dirac, figure II.5.

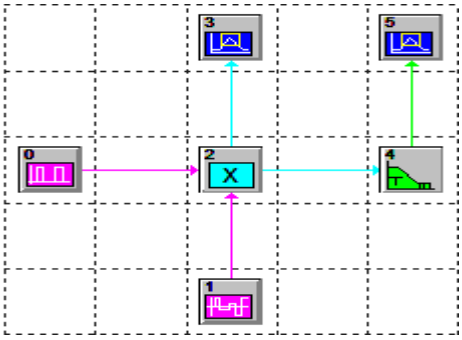


Figure II.4 Emetteur d'impulsion en Sinc binaire

Le train d'impulsions est multiplié par la séquence aléatoire de données PN pour la mise en forme de ces derniers en impulsions Dirac d'excitation du filtre de Nyquist. L'amplitude maximale devient 47.6 × (± 5V), soit ± 238 V. Le filtre de transmission en Sinc au débit binaire de R_b=1khz, a une réponse impulsionnelle conçue pour avoir une largeur de ± $4T_b$ = ± 4 ms, de sorte qu'il y ait huit cycles complets de passage par zéro, figure II.6. Le filtre Sinc est implémenté comme un filtre numérique FIR à 401 coefficients pour fournir une réponse sur 8 ms (400/50 kHz = 8 ms ou l'horloge système est choisie à 50 KHz). Le nombre impair de coefficient assure la symétrie de l'impulsion Sinc.

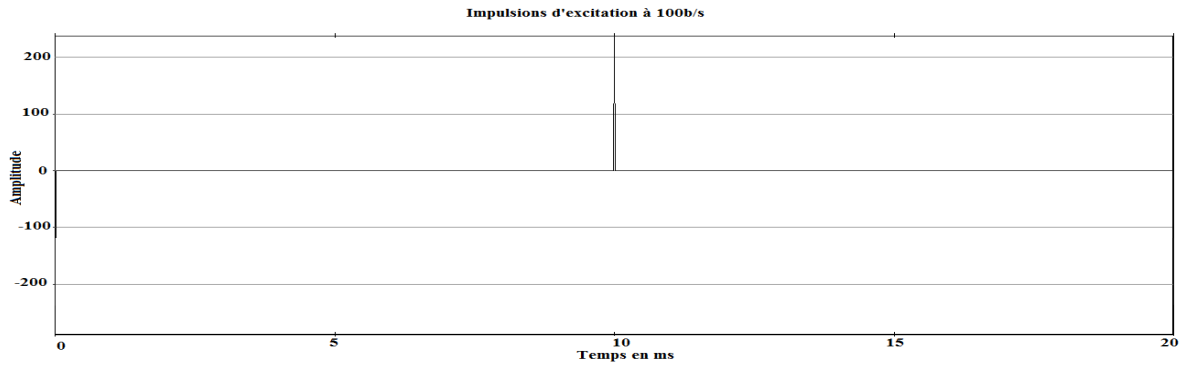


Figure II.5 source périodique polaire d'impulsion d'excitation du filtre en Sinc en 100 symboles/sec

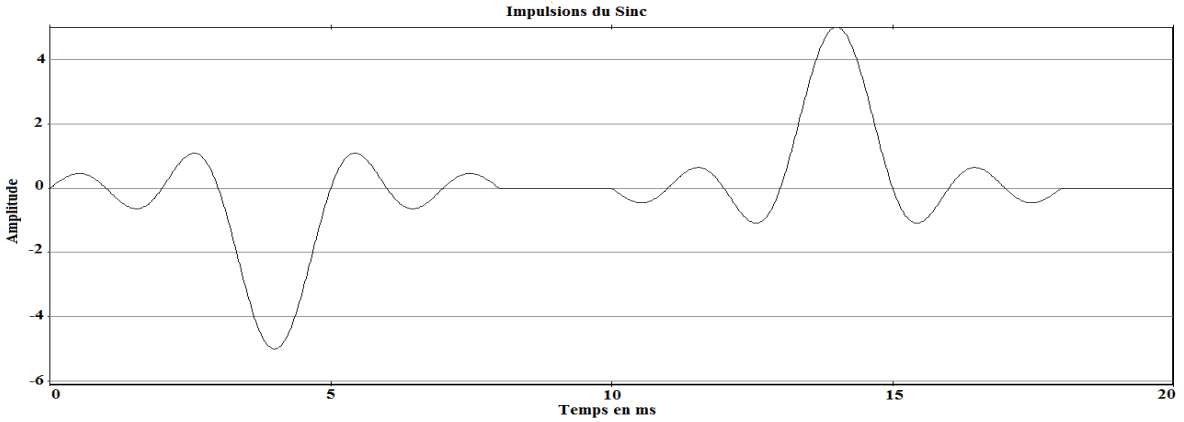


Figure II.6 signaux en Sinc au débit 100 symboles/s

La fréquence d'échantillonnage est réglée à 50 kHz, bien au-dessus de la valeur nominale de débit de données, 1kbit/s. La durée des impulsions Dirac est fixée donc à la valeur minimale de$\frac{1}{50\ KHz} = 20\mu s$. L'amplitude maximale de la réponse impulsionnelle du filtre en Sinc, est théoriquement égale au débit, 10^3, dont la simulation affiche la valeur 1.05×10^3/sec. L'excitation du filtre en Sinc est déterminée par l'air des impulsions Dirac d'entrée, qui est de 4.76×10^{-3} (238 V sur 20 µsec). La sortie maximale de la tension du filtre en Sinc est alors nominalement 5 V ([1.05×10^3/sec] × [4.76×10^{-3} V.sec]). La figure II.6 montre les deux signaux polaires du Sinc représentant, un 0 binaire et 1 binaire, sous un débit de données R_b = 100 b/sec, adéquatement séparés afin de montrer les impulsions du Sinc sur 8ms chacun, sans chevauchement.

La figure II .6 indique que le signal en Sinc est retardé de 4ms. Il est échantillonné à des intervalles T = 4 ms + 1 ms, fournissant un "1" binaire représenté par +5 V et un "0" binaire par - 5V. On retrouve la séquence PN d'émission.

Le débit de données est ensuite remis à 1Kbit/s, sous un temps de simulation de 50msec, pour une meilleure visualisation des chronogrammes, figure II.7.

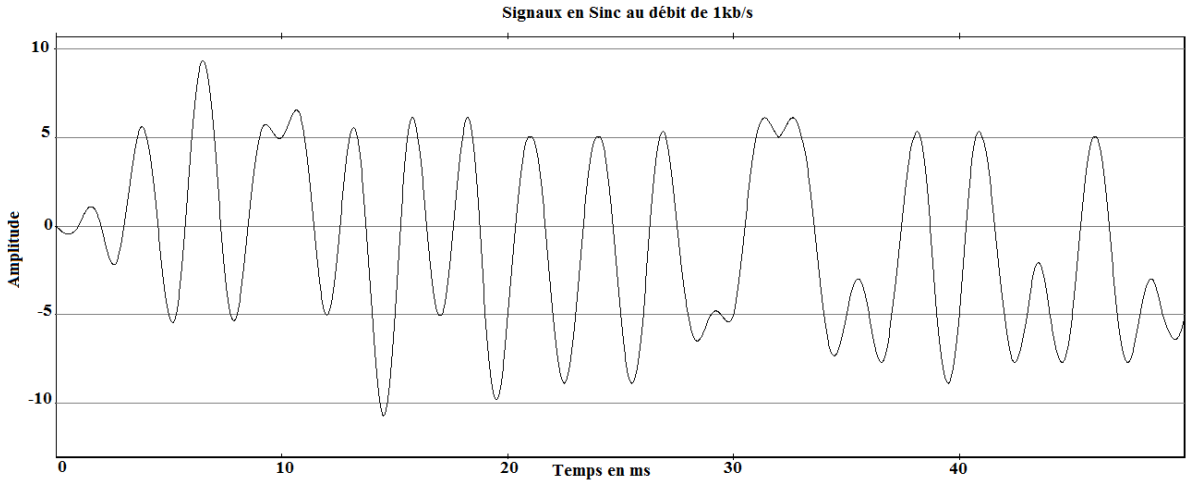


Figure II.7 signaux en Sinc au débit de 1 kb/s

La figure II.7 montre la sommation du signal de Sinc, qui est un peu difficile à interpréter relativement à son codage des données binaires originales.

II.3.2 Densité spectrale de puissance du Sinc

Une impulsion rectangulaire binaire exige une grande largeur de bande du canal, pour transmettre une partie raisonnable du signal original sans déformation significative. La description dans le domaine temporel d'une impulsion $P_{SINC}(t)$ centrée à t = 0, avec une amplitude crête A et passages à zéro à $\pm nT_b$, est donnée par :

$$P_{SINC}(t) = Asinc(\pi t/T_b) \qquad (2.1)$$

dont le spectre de tension est AT_b [2].

Le spectre de tension rectangulaire est de largeur de bande BW_{SINC}, avec [3] :

$$BW_{sinc}(HZ) = \frac{1}{2T_b} = \frac{R_b}{2} \qquad (2.2)$$

Pour une largeur de n impulsions Sinc, la densité spectrale d'énergie $E_{SINC}(f)$ des impulsions polaires pseudo-aléatoires du Sinc, est égale à n fois le carré de l'amplitude de la représentation du domaine de fréquence, divisée par la résistance de charge R_L, soit :

$$E_{SINC}(f) = \frac{nA^2}{R_L} T_b{}^2 \qquad -1/2T_b \leq f \leq 1/2T_b \qquad (2.3)$$

La densité spectrale de puissance, $PSD_{SINC}(f)$ est l'énergie spectrale divisée par largeur du train d'impulsion soit nT_b :

$$PSD_{SINC}(f) = \frac{A^2 T_b}{R_L} \qquad -1/2T_b \leq f \leq 1/2T_b \qquad (2.4)$$

En augmentant le nombre d'échantillons à 262 144 (2^{18}) points, il en résulte une résolution spectrale d'environ 0,19 Hz requise pour une bonne analyse spectrale de la densité spectrale de puissance, figure II.8.

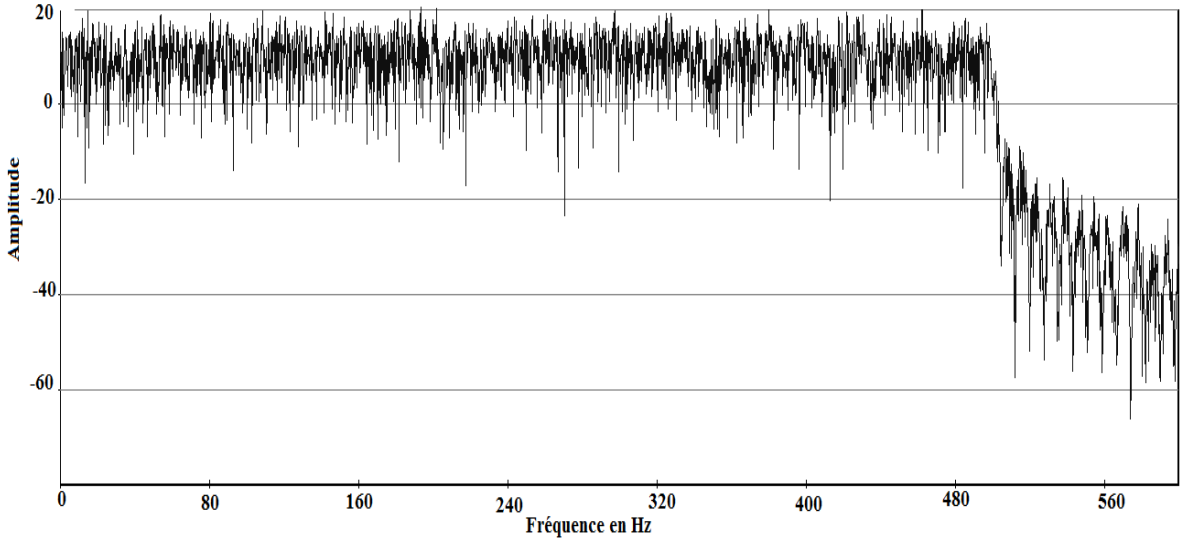


Figure II.8 Densité spectrale de puissance d'un signal polaire aléatoire en Sinc au débit 1kbit/sec

La PSD ici est approximativement rectangulaire, avec une fréquence de coupure égale à $1/2T_b$ ou 500 Hertz, suivie de la chute du spectre. La largeur de bande passante effective du signal en Sinc est donc prise égale à $f_c = 1/2T_b$ ou 500 hertz. Ceci est le minimum théorique pour la transmission binaire des données à un débit R_b de 1kbit/sec, dans une largeur de bande passante de $R_b/2$ Hertz, comme postulé par Nyquist.
En pratique, la mise en forme d'impulsion en sinus cardinal n'est réalisée que grossièrement suite à son gabarit rectangulaire (idéal) dans le domaine fréquentiel. En plus, de la décroissance lente des lobes secondaires du Sinc.

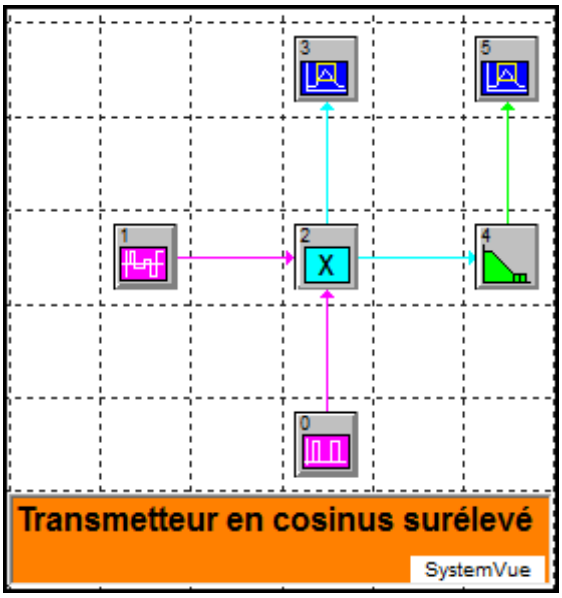
Les impulsions de Nyquist en pratique, sont souvent choisies parmi la famille du cosinus surélevé ou le temps de décroissance des lobes secondaires s'effectue à $1/t^3$, figure I.12.

II.4 Simulation du filtre de Nyquist en cosinus surélevé

Le filtrage en cosinus surélevé, également connue sous le nom de Sinc atténué, est moins difficile à produire dans la pratique qu'une impulsion Sinc, et constitue un compromis en largeur de bande entre celles des impulsions rectangulaires et impulsions en Sinc pour

transmettre l'information. Le signal en cosinus surélevé se prolonge au delà d'un temps de bit T_b, mais évite encore la distorsion intersymbole (ISI) en ayant une valeur nulle aux $t \pm nT_b$ (n nombre entier $\neq 0$).

Les paramètres de simulation d'émission en cosinus surélevé, figure II.9, sont identiques à ceux décrits pour l'émetteur en sinc de la Figure II.4. Un léger ajustement des paramètres de la source d'impulsion périodique, est cependant effectué.



II.9 transmetteur d'impulsions en cosinus surélevé

La source de données de l'émetteur se compose d'un train d'impulsions périodiques et d'une Séquence PN de données aléatoires associées à l'aide d'un multiplicateur, suivi d'un filtre en cosinus surélevé. La Séquence PN a comme paramètres, ± 5 V d'amplitude, 1 kb/sec de débit.

Le train d'impulsions est configuré comme source périodique à une fréquence 1kHz (T_b=1 milliseconde), une durée d'impulsion de 20 µs, et une amplitude unipolaire de 50.2 V. La source d'impulsions est multipliée par la Séquence PN donnant une représentation Dirac de la séquence aléatoire de données, avec une amplitude maximale de 50.2V × (± 5V) = ± 251 V.

Le filtre en cosinus surélevé, excité par ces Diracs, fournit sa réponse impulsionnelle de largeur ± $4T_b$ = ± 4 ms, qui est la même largeur que celle du Sinc précédent.

Il y a huit cycles complets avec passages à zéro, bien que les passages à zéro à ± $3T_b$ et ± $4T_b$ aient des amplitudes négligeables, figure II.10. Le filtre en cosinus surélevé est mis en œuvre comme un filtre numérique FIR avec 401 coefficients, pour assurer une réponse qui s'étend

sur 8 ms $\left(\frac{400}{F_{Horloge} = 50KHZ} = 8ms\right)$, avec un nombre impair de l'ensemble des coefficients pour la symétrie de la réponse. Le facteur de retombée α, qui détermine la bande passante du signal, est ici α = 0.5, valeur de retombée arbitraire. L'amplitude maximale de la réponse impulsionnelle du filtre est 9.96×10^{2}, comme indiqué par simulation. L'amplitude maximale de l'impulsion en cosinus surélevé est donc légèrement inférieure à celle de l'impulsion en Sinc (1.05×10^{3}). L'excitation du filtre en cosinus surélevé est déterminée par l'aire des Dirac d'excitation, qui s'établit à 5.02×10^{-3} (251 V × 20 μsec). La tension de sortie maximale du filtre en cosinus surélevé est alors nominalement 5V ($[9.96 \times 10^{2}$/sec] × $[5.02 \times 10^{-3}$ V.sec] ≈ 5 V). La figure II.10 montre le signal polaire en cosinus surélevé, avec un débit de 100 b/sec, afin de séparer les impulsions de largeur ± $4T_b$. Le temps T_b de bit reste à 1 ms, et l'impulsion en cosinus surélevé évite ici l'ISI en ayant une valeur nulle à ± T_b, ± $2T_b$, ± $3T_b$ et ± $4T_b$.

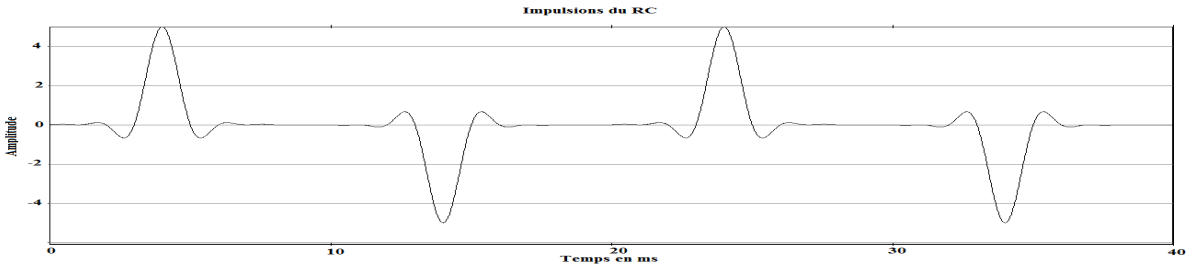


Figure II.10 impulsion en cosinus surélevé avec α = 0.5 et débit de 100 b/sec

Par comparaison avec figure II.6 propre à l'impulsion Sinc, la figure II.10 montre une réponse temporelle limitée de l'impulsion en cosinus surélevé, d'où une sensibilité réduite du signal transmis à l'ISI. La fréquence d'échantillonnage est réglée à 50 kHz, bien au-dessus de la valeur nominale 1kb/s du débit de données. Le débit de données est ensuite remis à 1kb /s (au lieu de 100 b/s), avec un temps de simulation de 50 msec. La figure II.11 montre le chevauchement des signaux en cosinus surélevé, mais sans ISI, comme ce fut avec le signal sinc.

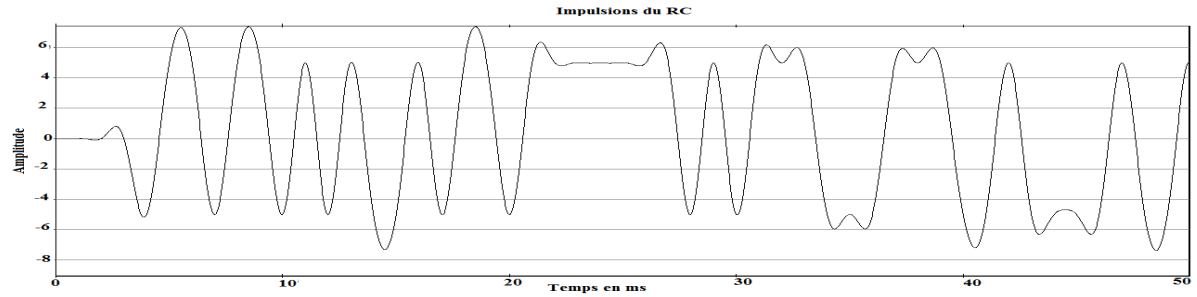


Figure II.11 signaux en cosinus surélevé de débit de 1kb/s

II.4.1 Densité spectrale de puissance du cosinus surélevé

Le cosinus surélevé binaire nécessite une largeur de bande de canal intermédiaire à celle des systèmes binaires rectangulaires et du Sinc, pour transmettre une partie raisonnable du signal original sans distorsion significative.

Pour un débit D = $1/T_b$, l'impulsion en cosinus surélevé centrée à t = 0 avec une amplitude A, est donnée selon l'expression (1.28) :

$$h_{RC}(t) = Asinc(\pi Dt).\frac{cos(\alpha\pi Dt)}{1-(2\alpha Dt)^2} \tag{2.5}$$

où α représenté le facteur de retombée (roll-off) compris entre 0 et 1, figure I.12. Le spectre en tension de $h_{RC}(t)$ est donné par [5] :

$$S_{RC}(f) = \begin{cases} AT_b & |f| \le \frac{D}{2}(1-\alpha) \\ \frac{AT_b}{\sqrt{2}}\left[1+\cos\left[\frac{\pi}{\alpha D}\left(|f|-\frac{D}{2}(1-\alpha)\right)\right]\right]^{1/2} & \frac{D}{2}(1-\alpha) < |f| \le \frac{D}{2}(1+\alpha) \\ 0 & |f| > \frac{D}{2}(1+\alpha) \end{cases} \tag{2.6}$$

La forme de ce spectre est appelée cosinus surélevé à cause du terme 1+cos x d'une portion de la rangée fréquentielle. La bande du spectre est limitée à :

$$B_{RC} = \frac{D}{2}(1+\alpha) \tag{2.7}$$

La bande passante maximale de l'impulsion en cosinus surélevé est D pour $\alpha = 1$. Tandis que la bande minimale est $\frac{D}{2} = \frac{1}{2T_b}$ pour $\alpha = 0$, est qui correspond à celle de l'impulsion en sinus cardinal.

La densité spectrale d'énergie de n impulsions en cosinus surélevé est n fois le carré de l'amplitude du spectre en tension, divisée par la résistance de charge R_L [3] :

$$E_{RC}(f) = \begin{cases} nA^2{T_b}^2/R_L & |f| \le \frac{D}{2}(1-\alpha) \\ \frac{nA^2{T_b}^2}{2R_L}\left[1+\cos\left[\frac{\pi}{\alpha D}\left(|f|-\frac{D}{2}(1-\alpha)\right)\right]\right] & \frac{D}{2}(1-\alpha) < |f| \le \frac{D}{2}(1+\alpha) \\ 0 & |f| > \frac{D}{2}(1+\alpha) \end{cases} \tag{2.8}$$

La densité spectrale de puissance $PSD_{RC}(f)$ est la densité spectrale d'énergie divisée par le temps nT_b :

$$PSD_{RC}(f) = \begin{cases} A^2T_b/R_L & |f| \le \frac{D}{2}(1-\alpha) \\ \frac{A^2T_b}{2R_L}\left[1+\cos\left[\frac{\pi}{\alpha D}\left(|f| - \frac{D}{2}(1-\alpha)\right)\right]\right] & \frac{D}{2}(1-\alpha) < |f| \le \frac{D}{2}(1+\alpha) \\ 0 & |f| > \frac{D}{2}(1+\alpha) \end{cases} \quad (2.9)$$

Comme $\frac{1}{2}[1+cosx] = cosx^2$, la PSD de la rangée fréquentielle centrale peur s'ecrire de façon compacte :

$$PSD_{RC}(f) = \frac{A^2T_b}{R_L} COS^2\left[\frac{\pi}{2\alpha D}\left(|f| - \frac{D}{2}(1-\alpha)\right)\right] \qquad \frac{D}{2}(1-\alpha) < |f| \le \frac{D}{2}(1+\alpha) \quad (2.10)$$

On remarque que pour des valeurs unitaires, A= 1et R_L = 1, la PSD du filtre RCest pondérée par T_b tandis que sa réponse impultionnelle $h_{RC}(t)$ est d'amplitude unitaire, expression(2.5). En d'autres termes, une PSD du filtre RC normaliseé a un $\left(\frac{A^2T_b}{R_L} = 1\right)$ lui correspond une réponse impulsionnelle pondérée par D, comme mentionné sur systémevue.

En augmentant le nombre d'échantillons de la simulation à 262 144 (2^{18}) points, on obtient une résolution spectrale d'environ 0.19 Hz. La PSD normalisée du cosinus surélevé avec α = 0.5 est montre dans la figure II.12, en dBm / Hz. Une comparaison de la PSD du signal en cosinus surélevé dans la figure II.12, avec celle du signal Sinc dans la figure II.8, montre quelques différences significatives. La bande de cosinus surélevé est limitée à B = 750 Hz selon l'expression (2.). Alors que le lobe principal du Sinc est limité à 500 Hz sans pour autant les lobes secondaires soient négligeables Il est raisonnable qu'un filtre passe-bas capte la puissance quasi-totale du signal en cosinus surélevé, en raison de la limitation pointue de sa PSD.

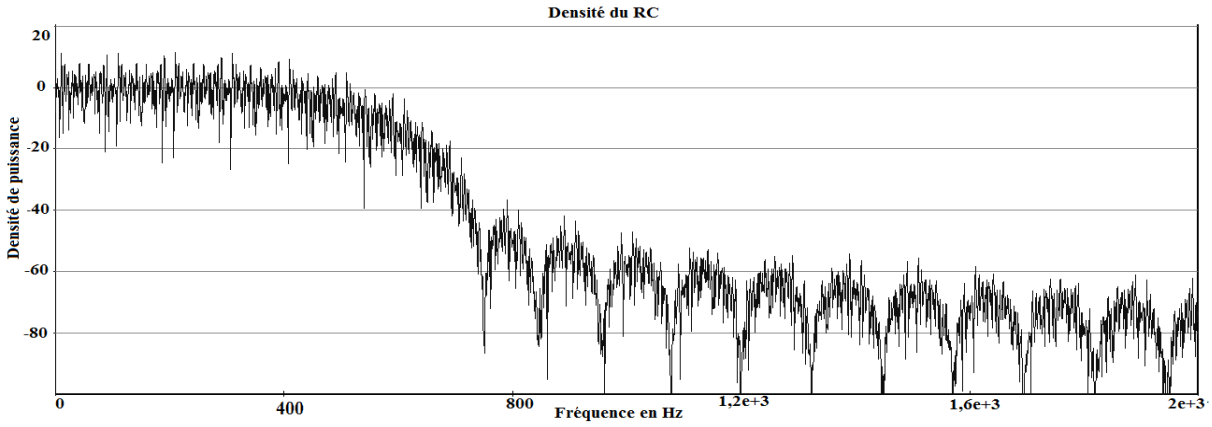


Figure II.12 Densité spectrale de puissance d'un signal polaire en cosinus surélevé α = 0.5, avec débit 1kb/s

Même si la fréquence de coupure ici (750 Hz) est plus élevée que celle du signal Sinc (500 Hz), la PSD de l'impulsion en cosinus surélevé présente beaucoup moins de puissance pour les fréquences au-delà de sa fréquence de coupure, par rapport à la PSD du Sinc de la figure II.8 comme montré sur la figure II.6, l'impulsion Sinc est seulement une approximation, car à partir de t = ± $4T_b$ les lobes secondaires peuvent ne pas être négligeables, comme dans le cas de l'impulsion de cosinus surélevé représentée sur la figure II.10.

II.4.2 Performance du cosinus surélevé dans un récepteur simple

II.4.2.1 Energie moyenne binaire et retard de réception

L'émetteur d'impulsion en cosinus surélevé avec α = 0.5, et son récepteur muni d'un filtre passe bas, sont représentés sur la figure II.13. Ce système de transmission peut être évalué pour sa performance en présence de bruit additif gaussien, mais au début, et sans bruit, le système est muni d'un banc de mesure de l'énergie moyenne par bit E_b, et du retard de réception τ.

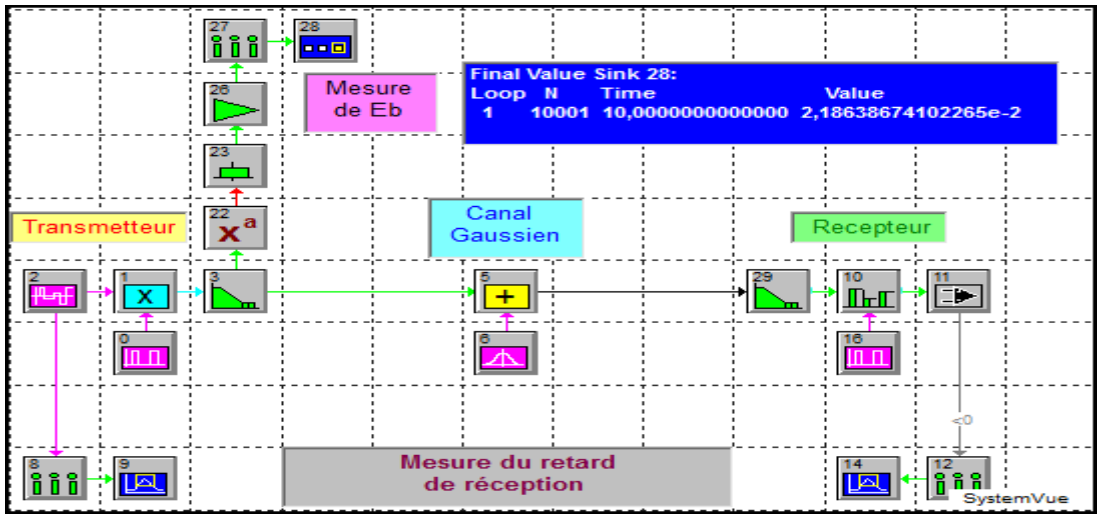


Figure II.13 Système de communication numérique avec impulsion en cosinus surélevé pour mesure du retard de réception et l'énergie par bit

Le bloc de filtre fournit un passe-bas, choisi comme être un filtre de Tchebychev du neuvième ordre, avec une fréquence de coupure f = 900 Hz (1.2 × 750 Hz) et une ondulation intra bande de 0.1 dB. Un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure de 900 Hz passerait presque toute la puissance totale du signal pour un débit de données binaire de 1 kb/s. Le signal d'entrée aléatoire en cosinus surélevé est élevé au carré, moyenné, et multiplié par le débit, afin de mesurer l'énergie moyenne par bit $E_b = 2.186\times10^{-2}$ Joule, figure II.13. Le train d'impulsion reçue est filtré, et fourni au bloc échantillonneur – bloqueur piloté par la tension

de commande d'échantillonnage au rythme de 1kHz. Un bloc comparateur analogique de la bibliothèque " logique" avec paramètre de sortie d'un 1 binaire comme 5V, et un 0 binaire comme -5V, agit comme circuit de décision. L'intercorrélation entre les échantillons du signal de données d'entrée avec ceux du signal reçu a la sortie de comparateur, constitue un moyen pour mesure le retard de réception, qu'an trouve égale à 8ms, figure II.14.

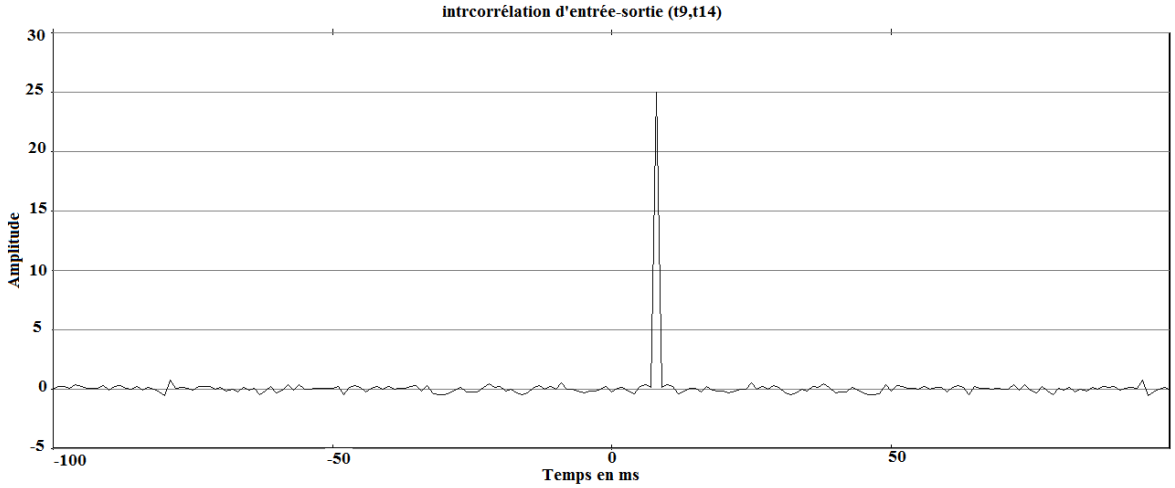


Figure II.14 intercorrélation entre les impulsions transmises et reçues, (retard de 8ms)

II.4.2.2 Mesure du BER (Bit-Error-Rate)

Dans cette partie, on présente la courbe de BER en fonction du système équipé du filtre de Nyquist en cosinus surélevé de la figure II.13. Le SNR est un indicateur de la qualité de la transmission d'une information. C'est le rapport des puissances entre le signal d'information utile et l'information non significative correspondant en général au bruit présent à la sortie du dispositif, quand on ne présente aucune information à l'entrée. Il s'exprime généralement en décibels (dB ou dBm).

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

Pour le système de transmissions avec impulsion en cosinus surélevé de la figure II.13, on ajoute un bloc de BER de la bibliothèque " comm" avec paramètre de nombre du bit échantillonné 1. L'insertion d'un instrument de mesure (final value) de la bibliothèque " sink " permet l'affichage des valeurs du BER. On ajoute un bloc de gain de la bibliothèque " opérateur " afin de faire varier le SNR. On élimine les blocs de mesure de E_b Toute fois le filtre Tchebychev du $9^{iéme}$ ordre avec une ondulation intra bande réduite à 0.01 dB, est utilisé ici, figure II.15.

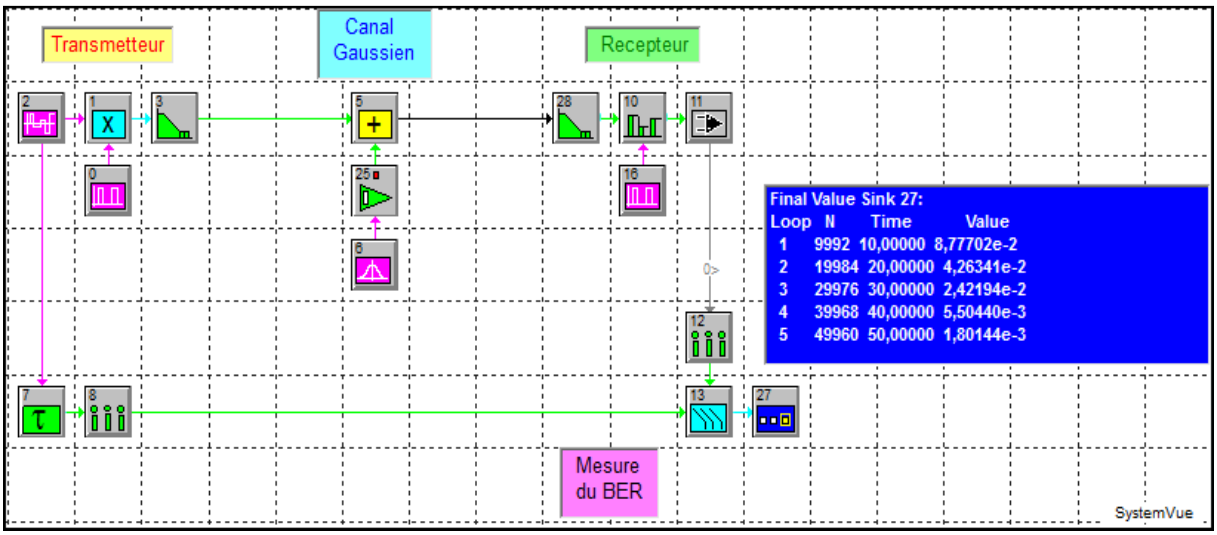


Figure II.15 Système de communication numérique avec impulsion en cosinus surélevé muni d'un banc de BER

Après simulation du système, on obtient la figure II.16.

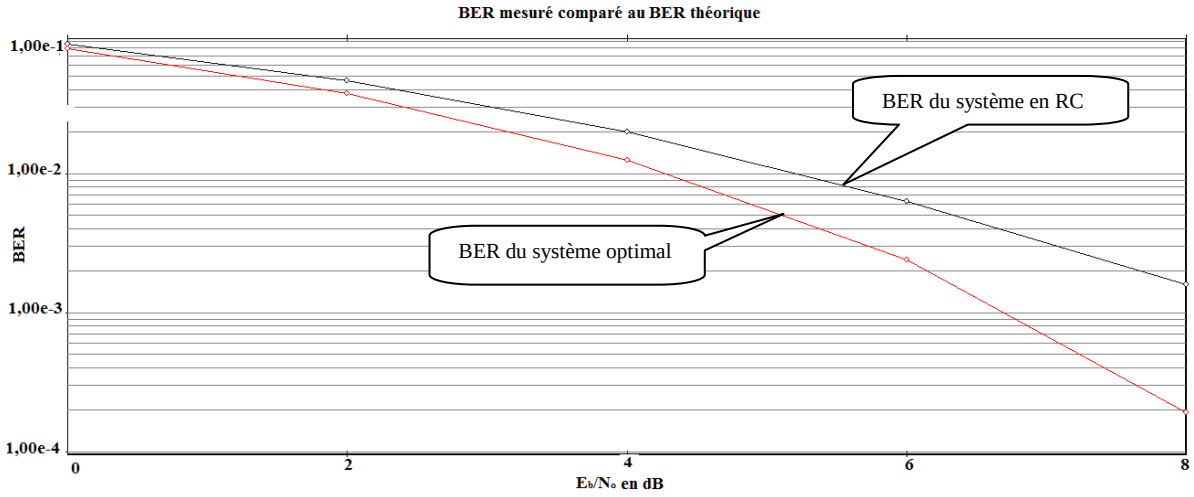


Figure II.16 BER en fonction du SNR pour un filtre en cosinus surélevé, avec $\alpha = 0.5$

La figure II.16 présente une comparaison de deux courbes de BER en fonction du SNR, l'une pour le système à filtre RC et l'autre pour le système optimal dont le BER théorique est :

$$p_e = \frac{1}{2}\, erfc \sqrt{\frac{E_b}{N_o}} \qquad (2.11)$$

Qui présente la probabilité d'erreur binaire en fonction du SNR, E_b/N_O, rapport entre énergie par bit et PSD de bruit. La performance en BER du système à filtre RC se rapproche mieux du cas optimal pour les faibles SNR.

II.5 Simulation du filtre de Nyquist en racine du cosinus surélevé

II.5.1 Densité spectrale de puissance de la racine du cosinus surélevé

Pour un débit D = 1/T_b, l'impulsion en racine cosinus surélevé centré à t = 0 avec une amplitude unitaire A= 1, est donnée selon l'expression (1.33) :

$$h_{RRC}(t) = D\frac{\frac{4\alpha}{\pi}\cos[\pi D(1+\alpha)t] + (1-\alpha)sinc[(1-\alpha)Dt]}{(1-4\alpha Dt)^2} \qquad (2.12)$$

α représentant toujours le facteur de retombée de l'impulsion. Avec un même raisonnement comme suivie dans le cas du filtre RC on déduit la PSD normalisée du filtre RRC sur une charge R_L = 1Ω [3] :

$$PSD_{RRC}(f)\begin{cases} 1 & |f| \le \frac{D}{2}(1-\alpha) \\ cos\left[\frac{\pi}{2\alpha D}\left(|f| - \frac{D}{2}(1-\alpha)\right)\right]\frac{D}{2} & (1-\alpha) < |f| \le \frac{D}{2}(1+\alpha) \\ 0 & |f| > \frac{D}{2}(1+\alpha) \end{cases} \qquad (2.13)$$

On remarque que la rangée centrale de la PSD est la racine carrée de celle de l'expression (2.11) propre au filtre RC.

II.5.2 Energie moyenne binaire et retard de réception

Dans cette partie, on mesure l'énergie de bit pour un système équipé de deux filtres de Nyquist en racine de cosinus surélevé, l'un inséré dans le transmetteur et l'autre dans le récepteur comme mentionné par l'expression (1.32). Le système utilise les mêmes blocs que la figure II.13, à l'exception des filtres d'émetteur et de récepteur. Le banc de mesure E_b a été intégré dans un bloc métasystème, figure II.17.

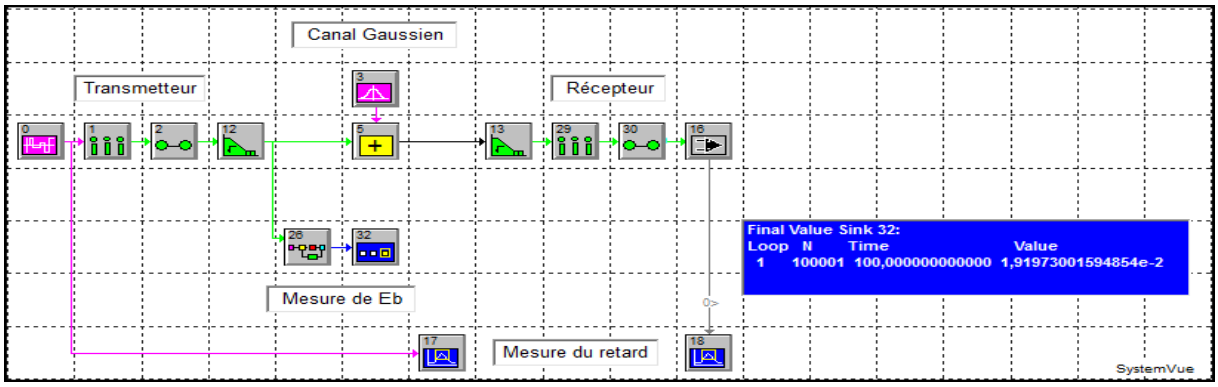


Figure II.17 Système de communication numérique avec impulsion en racine du cosinus surélevé pour mesure du retard de réception et l'énergie parfait

Après simulation du système, le calcul d'intercorrélation entre les données transmises et reçues montre que l'entrée d'échantillonneur de données de la séquence PN, est retardée de même valeur que celle du récepteur en cosinus surélevé (8ms), figure II.18. L'énergie moyenne par bit mesurée est d'environ 1.91×10^{-2} J, durant un temps de 100s de simulation, figure II.17. Cette valeur est beaucoup moins importante que celle cosinus surélevé, d'environ 2.18×10^{-2} J, figure II.13.

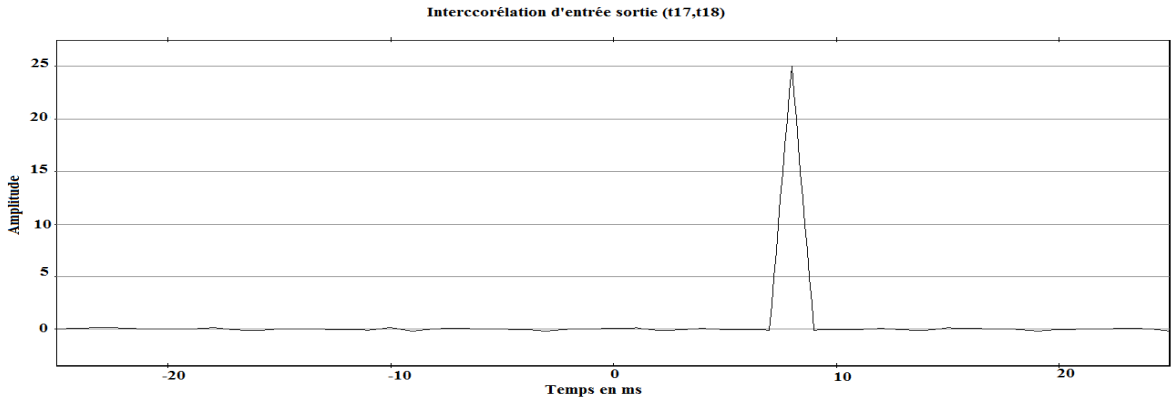


Figure II.18 mesure du retard entre impulsions transmises et reçues, (8ms)

II.5.3 Mesure du BER (Bit-Error-Rate)

Dans cette partie, on présente la courbe de BER en fonction du SNR du système muni du filtre de Nyquist en racine cosinus surélevé de la figure II.17. Le banc de mesure du BER est en figure II.19.

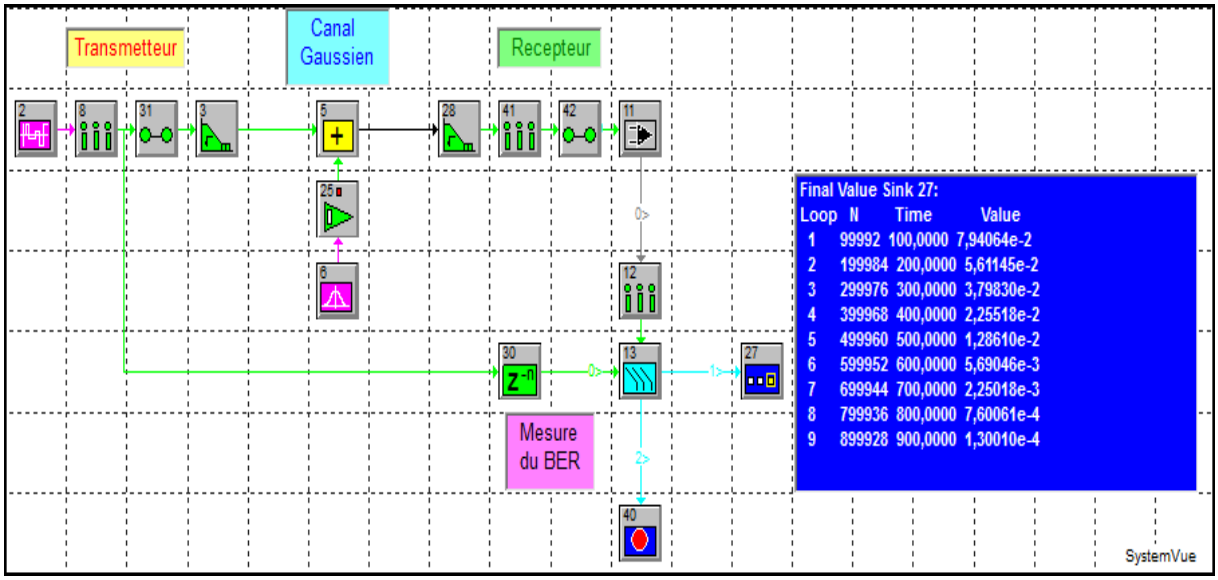


Figure II.19 Système de communication numérique avec impulsion en racine du cosinus surélevé muni d'un banc de BER

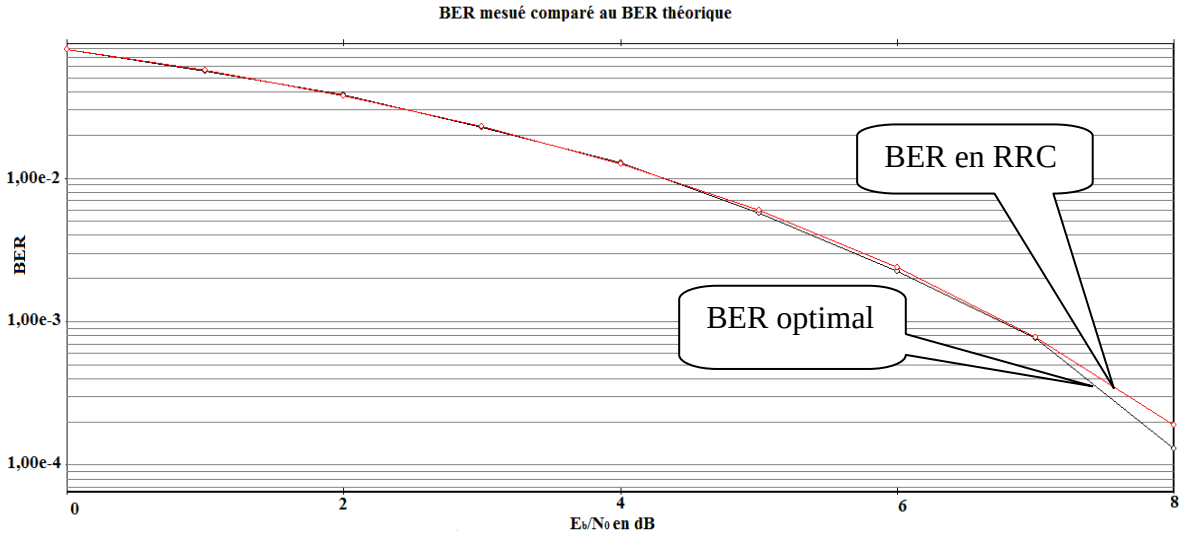


Figure II.20 BER en fonction du SNR pour un filtre en racine cosinus surélevé

La Figure II.20 présente la comparaison deux courbes de BER en fonction du SNR pour le système à filtre RRC et le système à filtre optimal, (2.10). Les deux systèmes offrent une meilleure performance en BER. Le filtre en racine de cosinus surélevé est par conséquent, plus adéquat pour une qualité de transmission par rapport au filtre en cosinus surélevé.

II.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a simulé essentiellement les deux systèmes de communication modernes basés sur les deux premiers critères de Nyquist, et utilisant des filtres de type RC et RRC. Un filtre RC ou deux filtres RRC possèdent une interférence nulle entre symboles. Le facteur d'excès de bande passante α, permet d'ajuster la bande passante du signal émis et influence. Sa densité spectrale de puissance.

Après étude des réponses impultionnelles et PSD des types de filtres de Nyquist, à savoir, en Sinc, RC, et RRC, nous avons procédé à la limitation de système de communication en bande de base. Un premier système incorpore un filtre RC dans son transmetteur et un filtre passe-bas dans son récepteur. Le BER obtenu est sons-optimal, car la théorie montre que le filtrage RC, même éliminant la distorsion ISI, doit être partagé équitablement entre transmetteur et récepteur. Chose faite dans le deuxième système simulé dont le BER devient optimal.

En dernier lieu, des filtres de Nyquist procurent une interférence nulle entre symboles, et peuvent constituer des récepteurs optimaux, mais leurs bandes passantes restent plus élevés, que celle minimale du filtre théorique en Sinc.

Chapitre III :
codage corrélatif et signalisation partielle

III.1 Introduction

Dans la plupart des canaux de transmission, la bande passante est une ressource capitale. Les critères de Nyquist, sont conçus pour éliminer l'interférence entre symboles et d'atteindre des débits de données élevés au prix d'une augmentation de la bande occupée pouvant atteindre le double de la bande minimale de Nyquist. Réduire la bande dans ce cas, revient à opter sur un codage M-aire à plusieurs niveaux du signal, qui malheureusement, est plus sensible au bruit qu'un signal binaire. Cependant, dans de nombreuses applications, le codage corrélatif ou la signalisation de réponse partielle, qui introduit l'interférence entre symboles d'une manière contrôlée, et capable d'atteindre des débits élevés avec moins de niveaux et donc avec un meilleur rendement de taux d'erreur.

En plus des débits de données plus élevés, les systèmes corrélatifs atteignent des bandes réduites et ont des capacités de détection d'erreurs sans introduire de redondance dans le flux de données. Ce chapitre donne plus d'information sur les régimes corrélatifs et leurs avantages.

III.2 Le Concept de Codage Corrélatif

La technique de codage corrélatif, également connu sous le nom de signalisation de réponse partielle, est née dans les années 1960 et a d'abord été appliqué à la transmission de données, via les lignes téléphoniques privées et commuté. Récemment, et pour la première fois, la méthode a été utilisée avec succès dans la communication de la voix numérique. L'une des principales hypothèses de travail de Nyquist, c'est que les amplitudes d'impulsion transmise être choisis indépendamment. En introduisant dépendance ou corrélation entre les amplitudes et en changeant le processus de détection, ont peut atteindre des débits élevés dans une bande réduite. Un système corrélatif peut être considéré comme un moyen pratique d'atteindre le débit théorique maximal postulé par Nyquist. L'utilisation est réalisable et les perturbations des filtres sont tolérantes [8,12].

Cette technique de communication de données numériques développée autour d'un codage corrélatif est connue comme signalisation à réponse partielle. Ce procédé de signalisation est introduit une quantité contrôlée de l'interférence entre symboles pour atteindre une certaine réduction spectrale. Un tel système possède en général la propriété d'être relativement insensible aux imperfections du canal et aux variations de débit de transmission [8]. En tout niveau de système de codage corrélatif, la sortie codée contient une redondance qui peut être utilisée comme une mesure de contrôle d'erreur à l'extrémité de réception [8].

La Signalisation de réponse partielle, également décrite comme codage corrélatif, introduit délibérément l'interférence entre symboles (IES) dans le signal transmis. ISI est souvent décrit comme un phénomène indésirable, mais l'introduction du contrôle ISI dans un système de communication numérique peut atteindre le débit théorique de la signalisation r_b dans une bande passante de $r_b/2$, tel que postulé par Nyquist. L'impulsion selon le 2^{éme} critère Nyquist aboutit à une largeur de bande un peu plus grande que le minimum théorique. Si nous voulons réduire la largeur de bande d'impulsion, nous devons d'une façon ou d'une d'autre, élargir l'impulsion $p(t)$. L'élargissement de l'impulsion abouti à l'interférence (ISI) avec les impulsions voisines. Dans le cas binaire avec juste deux symboles, une quantité connue de ISI peu être permise parce qu'il ya seulement quelque modèles d'interférences possibles. Considérez une impulsion indiquée par, figure III.1 :

$$p(nT_b) = \begin{cases} 1 & t = 0,\ T_b \\ 0 & ailleurs \end{cases} \tag{3.1}$$

Nous utilisons un signal polaire pour cette impulsion. Le terme 1est transmis par $p(t)$ et 0 transmis par $-p(t)$. Le signal reçu est prélevé à $t = nT_b$, et l'impulsion p(t) à la valeur nulle à tout n excepté n = 0 et 1, où sa valeur est 1. Clairement, une telle impulsion reçue à t = 0 cause l'ISI nul avec toutes les impulsions exceptées l'impulsion reçue à t = T_b. Considérer deux impulsions successives situées à 0 et à T_b respectivement. Si les deux impulsions étaient positives, la valeur à $t = T_b$ en résultant du signal, serait 2. Si les deux impulsions étaient négatives, la valeur d'échantillon serait -2. Mais si les deux impulsions étaient de polarité opposée, la valeur d'échantillon serait 0. Cella nous permet clairement de prendre des décisions correctes aux instants de prélèvement. La règle de décision est comme suit [6].

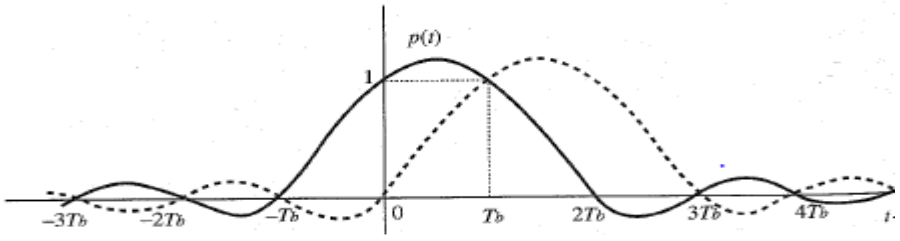


Figure III.1 L'impulsions duo-binaire

Si la valeur d'échantillon est positif, le bit présent est 1 et le bit précédent est aussi 1. Si la valeur d'échantillon est négative, le bit présent est 0 et le bit précédent est aussi 0. Si la valeur d'échantillon est zéro, le bit présent est le complément du bit précédent. La connaissance du bit précédent permet alors la détermination du bit présent [6].

Le traitement des échantillons de la forme d'onde x(t) dans la figure III.2 montre qu'il existe toujours un nombre pair d'échantillons de valeur nulle entre deux échantillons de même polarité et un nombre impair d'échantillons de valeur nulle entre deux échantillons de polarité opposée.

L'impulsion *P(t)* tend vers zéro à t = $-T_b$ et $2T_b$, résultant en une largeur d'impulsion (du lobe principal) supérieure de 50% à celle de l'impulsion du critère de Nyquist. Ceci a comme conséquence, une réduction de sa largeur de bande passante. C'est la deuxième méthode proposée par Nyquist. Ce système à ISI contrôlé également connu comme système corrélatif ou à réponse partielle. L'impulsion répondant au critère de l'équation. (3.1) est appelée impulsion duo binaire.

bit transmis	**1**	**1**	**0**	**1**	**1**	**0**	**0**	**0**	**1**	**0**	**1**	**1**	**1**
bit detecté	1	2	0	0	2	0	−2	−2	0	0	0	2	2
échantillon de x(t)	**1**	**1**	**0**	**1**	**1**	**0**	**0**	**0**	**1**	**0**	**1**	**1**	**1**

Figure III.2 Bits transmis et échantillons reçus dans la signalisation contrôlée l'ISI

III.3 Réalisation d'impulsion duo-binaire

Supposons qu'une suite $\{x_k\}$ de symboles binaires est à transmettre à un débit R symboles/s sur le canal passe-bas, de bande passante idéale rectangulaire, R/2 Hz. Les bits passent d'abord à travers un filtre numérique simple, comme indiqué dans la figure III.3. Ce filtre linéaire discret ne fait qu'ajouter au présent bit, la valeur du bit précédent. La séquence de symboles $\{y_k\}$ à l'entrée du canal est la somme de la valeur x_k et le symbole précédent x_{k-1} :

$$Y_k = X_K + X_{k-1} \tag{3.2}$$

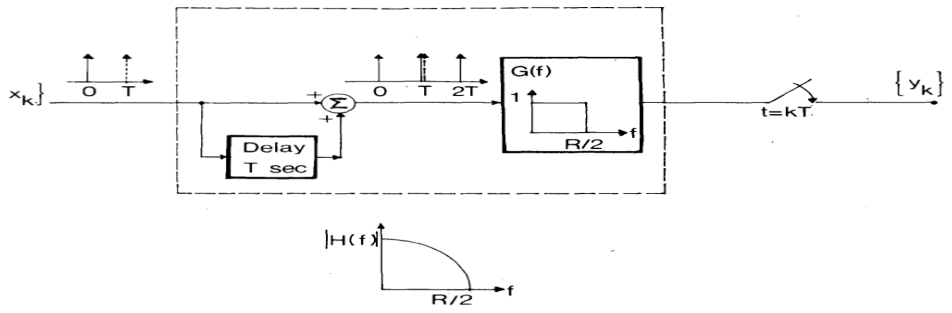


Figure III.3 Signalisation duo-binaires où *H*(*f*) est la fonction de transfert équivalente

Comme, un élément de retard a une fonction de transfert $e^{-j2nf\,T}$ de sorte que le filtre numérique possède la fonction de transfert $1 + e^{-j2nfT}$, et par conséquent :

$$H(f) = G(f)(1 + e^{-j2\pi fT)} = 2G(f)cos\pi fT.e^{-j\pi fT} \quad (3.3)$$

La cascade du filtre numérique et le canal idéal *G(f)* à la figure III.3, est don équivalent à :

$$|H(f)| = 2\cos(\pi f/R) \qquad |f| \leq R/2 \quad (3.4)$$

En revenant à l'équation (3.3) et en explicitant G(f) comme une fonction rectangulaire d'amplitude T et de largeur spectrale bilatérale $R = \frac{1}{T}$ (ou $\frac{R}{2} = \frac{1}{2T}$ en spectre unilatérale), celle-ci s'écrira :

$$H(f) = T\,rect(f)\left[1 + e^{-j2\pi fT}\right] = T\,rect(f) + T\,rect(f)e^{-j2\pi fT} \quad (3.5)$$

Dont la transformée de Fourier inverse, donne :

$$h(t) = sinc(\pi t/T) + sinc\left[\frac{\pi t}{T} - \pi\right] \quad (3.6)$$

La figure III.4 donne l'impulsion duo-binaire *h*(*t*) et son spectre $|H(f)|$. Ainsi, *H(f)* qui a une atténuation progressive à la limite de bande, peut également être mise en œuvre par filtrage analogique pratique et réalisable sur *h*(*t*) de la figure III.4, on peut voir qu'il ya seulement deux échantillons différents de zéro. Si le x_k est ±1, le y_k aura trois valeurs : -2, 0, et 2. Ainsi, la puissance d'entrée binaire est convertie sur trois niveaux [8].

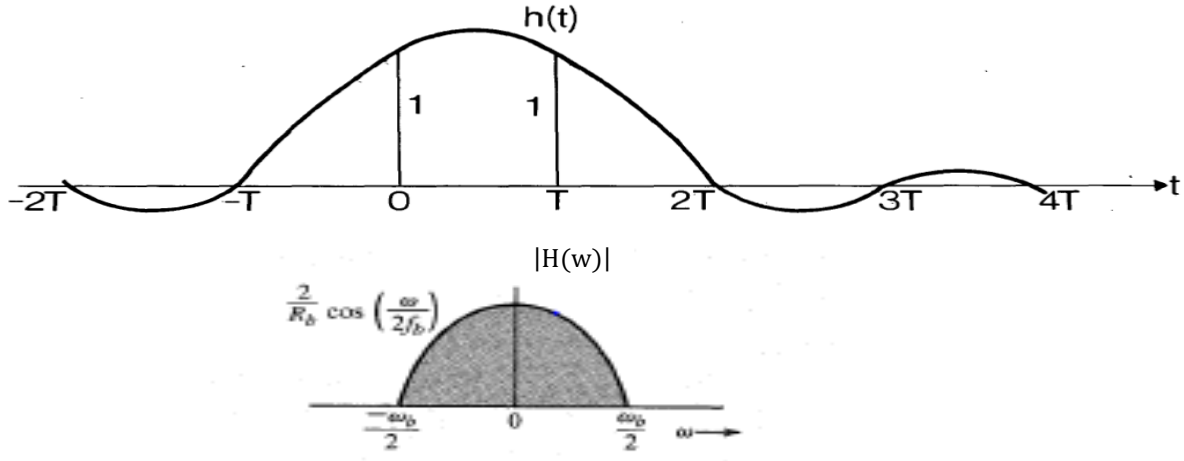


Figure III.4 Forme d'impulsion Duo-binaire et son spectre

En général, pour la transmission des signaux M-aire, nous obtenons 2M-1 niveaux. Toutefois, les données peuvent encore être détectées correctement en utilisant 3 niveaux. Si X_{k-1} a été décidé, son effet sur y_k peut être éliminé par soustraction et X_k peut être décidé, etc… Cette technique de démodulation (connue à l'heure actuelle en tant que décision par égalisation à retour non linéaire) est essentiellement l'opération inverse du filtre numérique d'émetteur.

III.4 Autres régimes de Signalisation à Réponse Partielle

Il ya d'autres systèmes duo-binaires. Connus sous le nom de plans à «réponse partielle». Le régime duo-binaire donne lieu à une interférence avec une seule impulsion précédente. En choisissant diverses combinaisons de valeurs entières pour les coefficients $\{f_k\}$ sur la figure III.5, on peut obtenir différentes formes utiles *H(f)* ayant une quantité contrôlée d'interférence sur une période de quelques bits. Ce système est largement utilisé et est connue comme réponse partielle ou schéma duo-binaire modifié. La forme spectrale *H(f)* est la moitié du cycle sinusoïdal et est donnée par [8] :

$$|H(f)| = \sin(2\pi f/R), \qquad f \leq R/2 \tag{3.7}$$

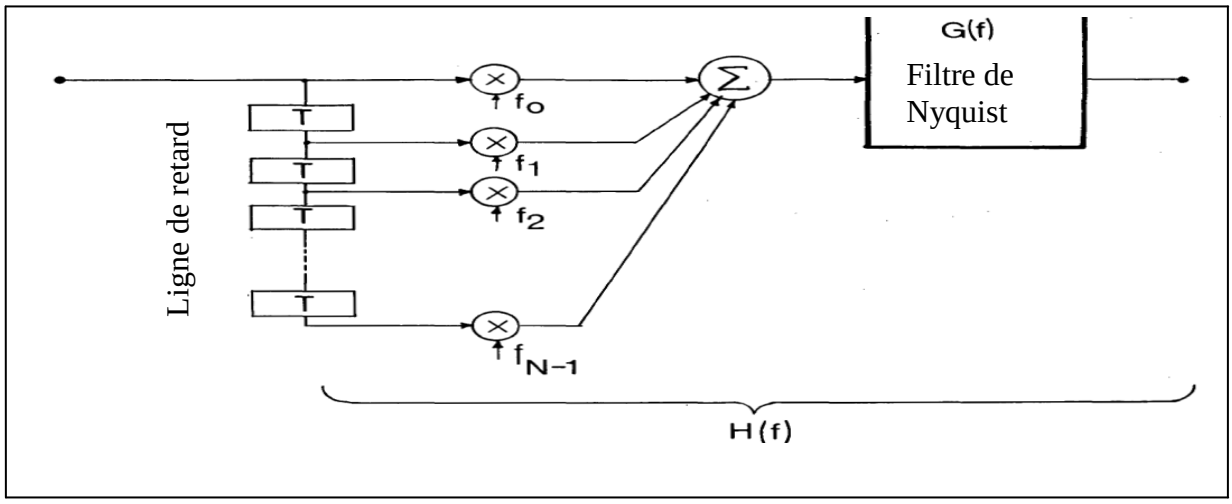


Figure III.5 Système par codage Duo-binaire modifié

Contrairement à l'impulsion duo-binaire, l'impulsion duo-binaire modifié n'a pas de composante continue et est donc facilement adaptable à la modulation de bande latérale unique, dont le filtrage à fréquence de coupure très pointue ne serait pas nécessaire car il ya peu de puissance du signal autour de la fréquence porteuse.

III.5 Densité spectrale de puissance

Le système de communication numérique parfait ne démontre aucune ISI et a la performance du débit de signalisation théorique maximale.

L'impulsion duo-binaire introduit un ISI connu avec un effet qui peut être interprété dans le récepteur d'une manière déterministe. L'impulsion duo-binaire $P_{db}(t)$ a une amplitude

de A à $t = 0$ et $t = T_b$ et des passages à zéro à $\pm nT_b$ ($n \neq 0$, 1), figure III.4. Une forme de l'impulsion

duo-binaire peut être générée par la somme de deux impulsions Sinc qui sont déplacés dans le temps par T_b selon l'équation (3.8), dérivée de l'égalisation (3.6) :

$$P_{db}(t) = Asinc(\pi t/T_b) + Asinc[\pi(t - T_b)/T_b] \quad (3.8)$$

Le spectre de tension $P_{db}(f)$ de l'impulsion duo-binaire est donnée par l'équation (3.9), dérivée des équations (3.4) et (3.5) :

$$P_{db}(f) = 2AT_b \cos(\pi f T_b) \qquad -1/2T_b \leq f \leq 1/2T_b \quad (3.9)$$
$$P_{db}(f) = 0 \qquad ailleurs$$

La densité spectrale d'énergie $E_{db}(f)$ de n impulsions duo-binaires polaire est égale à n fois le carré de l'amplitude du spectre de tension, divisée par la résistance de charge R_L, telle que donnée par l'équation (3.10) :

$$E_{db}(f) = \frac{4nA^2T_b^2}{R_L} COS^2(\pi f T_b) \qquad -1/2T_b \leq f \leq 1/2T_b \quad (3.10)$$
$$E_{db}(f) = 0 \qquad ailleurs$$

La densité spectrale $PSD_{db}(f)$ est la densité d'énergie spectrale divisée par n impulsions duo-binaires ou nT_b, comme donné par l'équation (3.11) :

$$PSD_{db}(f) = \frac{4A^2T_b}{R_L} COS^2(\pi f T_b) \qquad -1/2T_b \leq f \leq 1/2T_b \quad (3.11)$$

Contrairement à l'impulsion Sinc, l'impulsion duo-binaire a une réponse en fréquence qui n'est pas plates mais simple et peut être réalisée approximativement. Toutefois, comme impulsion Sinc, le duo-binaire nécessite un canal de communication qui a une réponse significative à basse fréquence prés de 0 Hz. L'impulsion duo-binaire modifiée P_{mdb}(t) décrite au paragraphe III.4, permet d'éviter ce problème et est générée par la différence des deux impulsions Sinc, qui sont déplacées dans le temps en $2T_b$, telle que donnée par l'équation (3.12) :

$$P_{mdb}(t) = Asinc(\pi t/T_b) - Asinc[\pi(t - 2T_b)/T_b] \quad (3.12)$$

Le spectre de tension $P_{mdb}(f)$ modifiée de l'impulsion duo-binaire est donnée par l'équation (3.13), dérivé de l'équation (3.7) :

$$P_{mdb}(f) = 2AT_b sin(2\pi f T_b) \qquad -1/2T_b \leq f \leq 1/2T_b \quad (3.13)$$
$$P_{mdb}(f) = 0 \qquad ailleurs$$

Avec une démarche similaire à celle de l'impulsion duo-binaire, la $PSD_{mdb}(f)$ de l'impulsion duo-binaire modifiée est donnée par l'équation (3.14) :

$$PSD_{mdb}(f) = \frac{4A^2T_b}{R_l} sin^2(2\pi f T_b) \qquad -1/2T_b \leq f \leq 1/2T_b \quad (3.14)$$

La $PSD_{mdb}(f)$ a une valeur nulle à 0Hz. Le spectre n'est pas non plus plat et peut être réalisé par des filtres plus simples, sans l'utilisation d'un filtre à réponse d'impulsion Sinc.

III.6 Pré-codage

Dans la règle de décision issue du contrôle d'ISI, en fin de paragraphe III.2, un échantillon nul implique une transmission pour laquelle, si le bit est détecté comme 1, le bit précédent est 0, on vice-versa.

Ceci, signifie que l'interprétation du bit est basée sur le bit précédent. Si un bit a été détecté faussement, l'erreur tend à se propager. L'utilisation du codage différentiel élimine ce problème [6].

Dans le codage différentiel, un " 1" est transmis par une impulsion identique à celle utilisée par le bit précédent, et un "0" est transmis par une impulsion négative de celle utilisée par le bit précédent. La figure III.6 montre un exemple de codage différentiel utilisant des impulsions polaires rectangulaires.

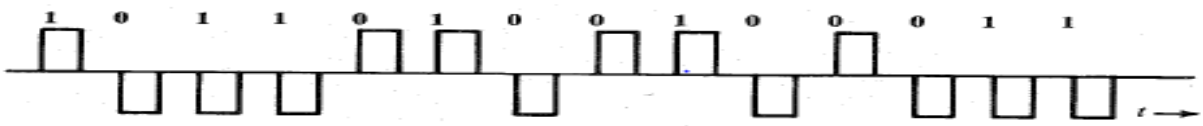


Figure III.6 Codage différentiel

Si on utilise une impulsion duo-binaire au lieu de l'impulsion rectangulaire dans le codage différentiel, quelque chose d'intéressant se passe. Supposons que le $K^{ième}$ bit de donnée est " 1". A cause du codage différentiel, ce bit est transmis par une impulsion identique à l'impulsion précédente (deux impulsions de même polarité). Ainsi, le $K^{iéme}$ échantillon du signal reçu est soit 2 ou -2. D'autre part, si le $K^{iéme}$ bit est " 0 ", l'impulsion actuelle est la négative de l'impulsion précédente (transition), et le $k^{iéme}$ échantillon du signal reçu est " 0". De ce fait, si on utilise le codage différentiel en conjonction avec l'impulsion duo-binaire, la procédure de détection se simplifie. Si la valeur à échantillon est " 0 ", le bit de donnée est " 0" et si la valeur d'échantillon est ± 2, le bit de donnée est " 1 ". Cette méthode non seulement simplifie le déroulement de décision mais la rend indépendante du bit précédent, et élimine ainsi la propagation d'erreur.

III.7 Simulation d'impulsion Duo-binaire et Duo- binaire modifiée

L'émetteur d'impulsion duo-binaire est basé sur l'émetteur en cosinus surélevé de la figure II.9. Des filtres plus simples peuvent être réalisés par approximer l'impulsion duo-

binaire, mais le filtre de communication en cosinus surélevé est utilisé ici. La configuration et les paramètres des blocs de simulation sont les mêmes quant à l'émetteur en cosinus surélevé avec addition de la sortie Sinc retardée, figure III.7, afin de forme le signal de l'équation (3.8). Le retard est T_b = 1ms. La figure III.8 montre les deux signaux polaires duo-binaires représentant un 0 binaire et un 1 binaire, avec un débit de données temporaire de 100 *b/s* pour séparer de manière adéquate et afficher convenablement les impulsions duo-binaires. Le Filtre de communication en Sinc a une largeur de ± $4T_b$ = ± 4 ms, centrée à $t = 4$ ms, et le premier signal duo-binaire représente un 1 binaire d'amplitude A = +5 V à un temps de 4 ms (t = 0), et 5 ms ($t = T_b$), et une valeur nulle à des moments relatifs de -T_b, ± 2 T_b, ± 3T_b, et ± 4T_b, comme donnée par l'équation (3.8) :

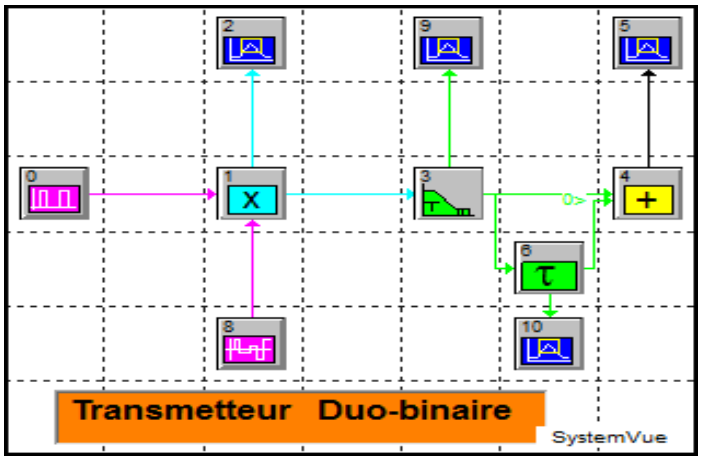


Figure III.7 Transmetteur d'impulsion Duo-binaire

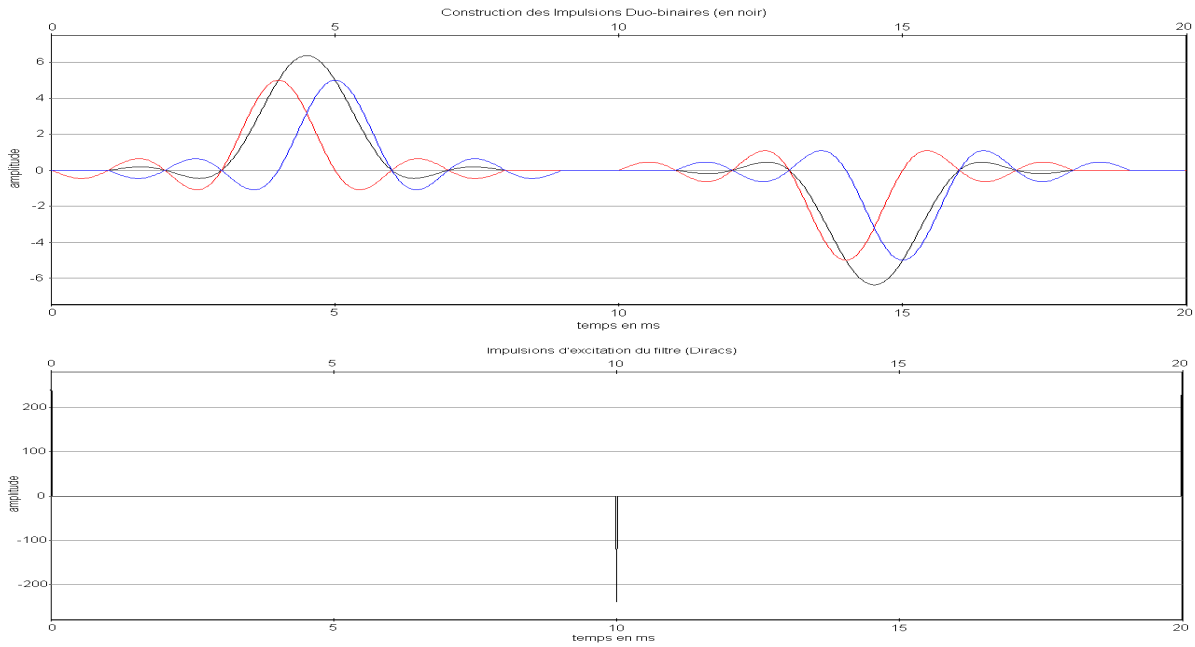


Figure III.8 Impulsions Duo-binaires, avec un débit de 100 bit/s

Par comparaison avec la figure propre à l'impulsion Sinc, la figure III.8 montre une réponse temporelle plus limitée de l'impulsion Duo-binaire, d'où un contrôle à l'ISI. La fréquence d'échantillonnage est réglée à 50 kHz, bien au-dessus de la valeur nominale 1kb/s du débit de données. Lorsque le débit de données à 1kb/s au lieu de 100 b/s, de la figure III.8 et avec un temps de simulation de 50 ms, le signal résultant est autour de 3 niveaux nominaux présentés dans la figure III.9. Aux instants d'échantillonnage nT_b, le signal duo-binaire a les amplitudes de -2A, 0 et +2A avec A = 5V, ici. Cette figure montre le chevauchement des signaux d'impulsion Duo-binaire, qui est interprété avec ISI, contrairement aux impulsions de Nyquist sans ISI.

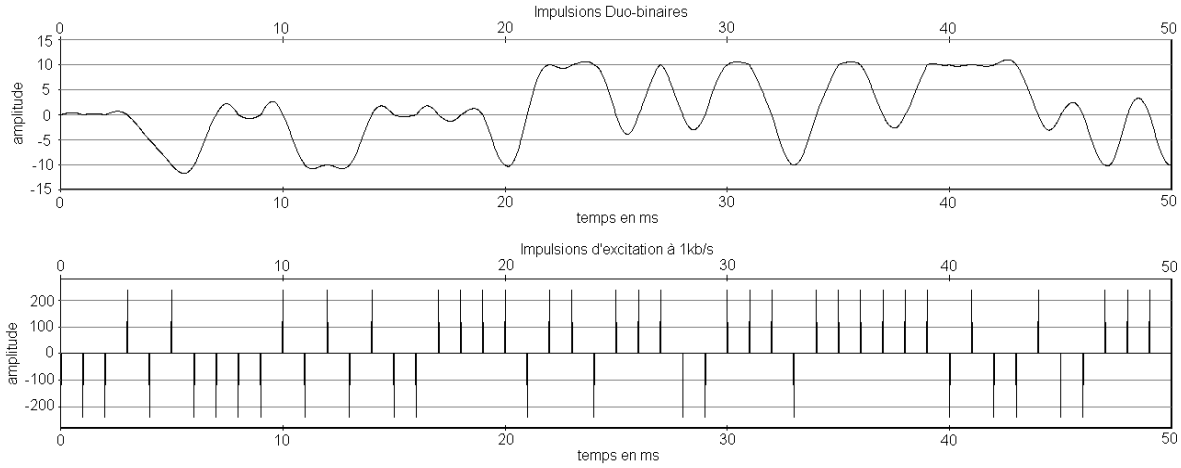


Figure III.9 Impulsions Duo-binaires avec un débit de 1kb/s

La sortie d'amplitude C(iT_b) de l'émetteur duo-binaire aux moments de bit iT_b, est alors déduite de (3.8) et est donnée par l'équation (3.15) :

$$C(iT_b) = Ab_i + Ab_{i-1} \tag{3.15}$$

L'entrée de données (± 1) binaires et polaires à l'époque iT_b, est b_i et au temps de bits juste passé $(i-1)T_b$, est b_{i-1}. Ainsi, $C(iT_b)$ = -10 V si b_i = -1 et b_{i-1} = -1, $C(iT_b)$ = 10 V si bi = 1 et b_{i-1} = 1, mais $C(iT_b)$ = 0 V si b_i = -1 et b_{i-1} = 1 ou si b_i = 1 et b_{i-1} = -1. La valeur des données binaires polaires détectées (± 1) est donnée par l'équation (3.16) :

$$c_i = d_i - c_{i-1} \tag{3.16}$$

Le signal à 3 niveaux détectés après division par A est d_i = ± 2, 0. Cependant, une bonne valeur ±1 pour la détection des données c_i requiert que la valeur d_i détectée et l'estimation immédiate de C_{i-1} soient exempts d'erreur. Ce qui constitue l'inconvénient de la décision à rétroaction utilisée. L'émetteur duo-binaire modifié à partir de l'équation (3.12) est montré dans la figure III.10, qui est similaire à la figure III.7, pour l'émetteur duo-binaire. Le bloc de

retard a un paramètre de délai de $2T_b$ = 2 ms. La sortie du retard d'impulsion duo binaire est alors inversée avant d'être additionné à la sortie du Sinc, selon l'équation (3.12).

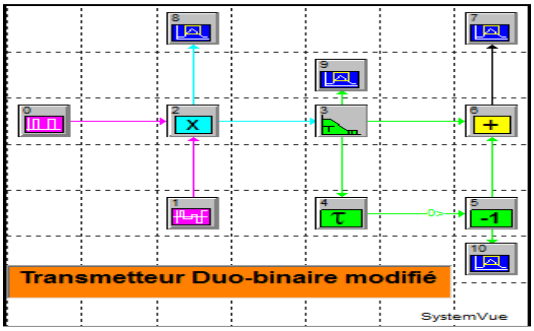


Figure III .10 Transmetteur d'impulsion Duo-binaire modifiée

La figure III.11 montre les deux signaux polaires d'impulsions duo-binaires modifiés représentant un 0 binaire et un 1 binaire, sous un débit de données de 100 b / s pour séparer adéquatement les impulsions affichées. Le filtre de communication en Sinc a encore une largeur de ± $4T_b$ = ±4 ms, centrée à t = 4 ms, et le premier signal d'impulsion duo-binaire modifié à représenter un 1 binaire a une amplitude de A = +5 V à t = 4 ms, mais, à l'instant t = 6 ms (t = 2 T_b) l'amplitude s'inverse à A = -5V. Les valeurs nulles surviennent à ± T_b, -2T_b, ± 3T_b, et ± 4T_b, données par l'équation (3.12).

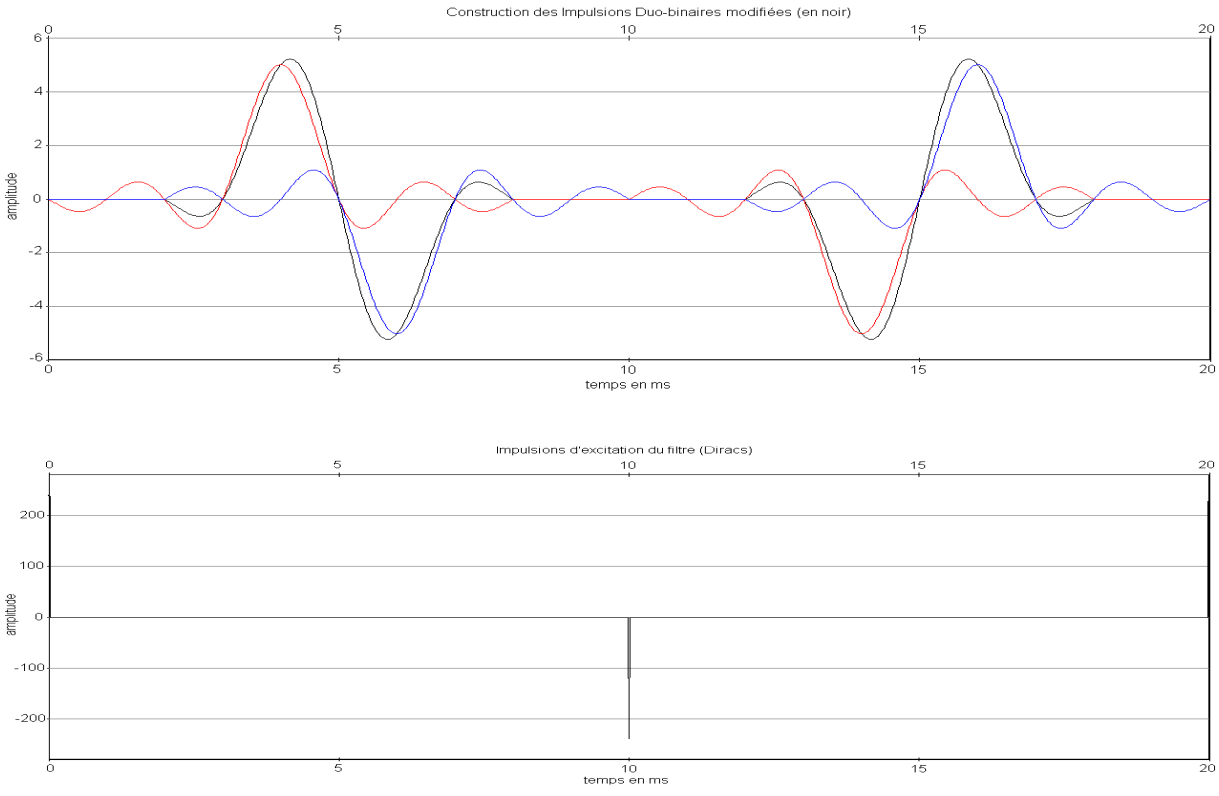


Figure III.11 Impulsion Duo-binaire modifié, avec un débit de 100 bit/s

Par comparaison avec les deux impulsions Sinc génératrices, superposées en couleurs, l'impulsion duo-binaire modifiée (en noir) présente une réponse temporelle limitée, figure III.11, d'où un contrôle à l'ISI. La fréquence d'échantillonnage réglée toujours à 50 kHz. Le débit de données est remis à 1kb /s (au lieu de 100 b/s) pour l'émetteur duo-binaire modifié en Sinc de la figure III.10, avec un temps de simulation de 50 ms. Les résultats du signal à 3 niveaux nominaux d'amplitudes -2A, 0, et +2A aux moments multiples iT_b avec A = 5V, figure III.12.

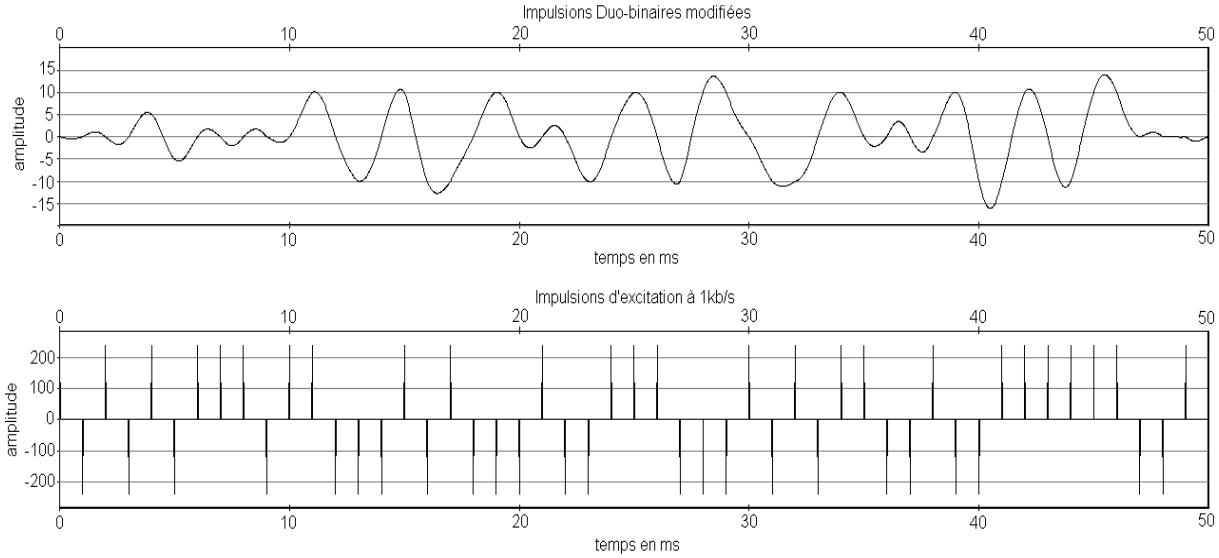


Figure IIII.12 Impulsion Duo-binaire modifiée avec un débit de 1kb/s

La sortie d'amplitude $C(iT_b)$ de l'émetteur duo-binaire modifiée au temps de bit iT_b est alors déduite de (3.12) et est donnée par l'équation (3.17) :

$$C(iT_b) = Ab_i - Ab_{i-2} \qquad (3.17)$$

L'entrée de données binaires polaires (± 1) à l'époque iT_b est b_i et au deuxième temps de bit passé $(i-2)T_b$, est b_{i-2}. De l'équation (3.17), $C(iT_b)$ = 10 V si b_i = 1 et b_{i-2} = -1, C (iT_b) = -10 V si b_i = -1 et b_{i-2} = 1, mais C (iT_b) = 0 V si b_i = 1 et b_{i-1} = 1 ou si b_i = -1 et b_{i-1} = 1. La valeur des données polaires binaires détectées (± 1) est donnée par l'équation (3.16). L'aspect de la décision à rétroaction dénonce la propagation d'éventuelles erreurs.

III.7.1 Simulation des DSP d'impulsions Duo-binaire et Duo-binaire modifiée

En augmentant le nombre d'échantillons de la simulation à 262 144 (2^{18}) points dans la simulation d'émetteurs duo-binaire et duo-binaire modifiée, on obtient une résolution spectrale d'environ 0.19 Hz. la PSD normalisée du signal duo-binaire est représenté dans la figure III.13 en dBm/Hz. La PSD normalisée du signal d'impulsion Duo-binaire modifié est aussi montrée dans la figure III.14 en dBm / Hz.

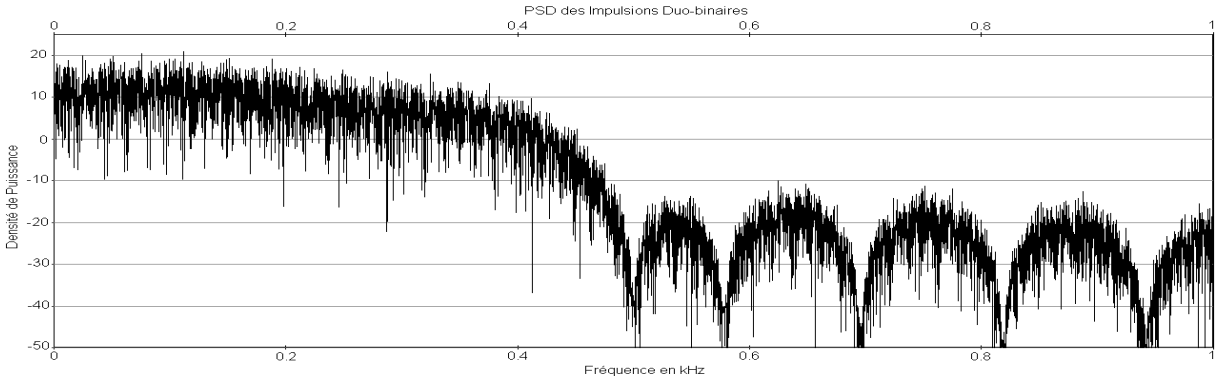


Figure III.13 Densité spectrale de puissance du signal d'impulsion Duo-binaire

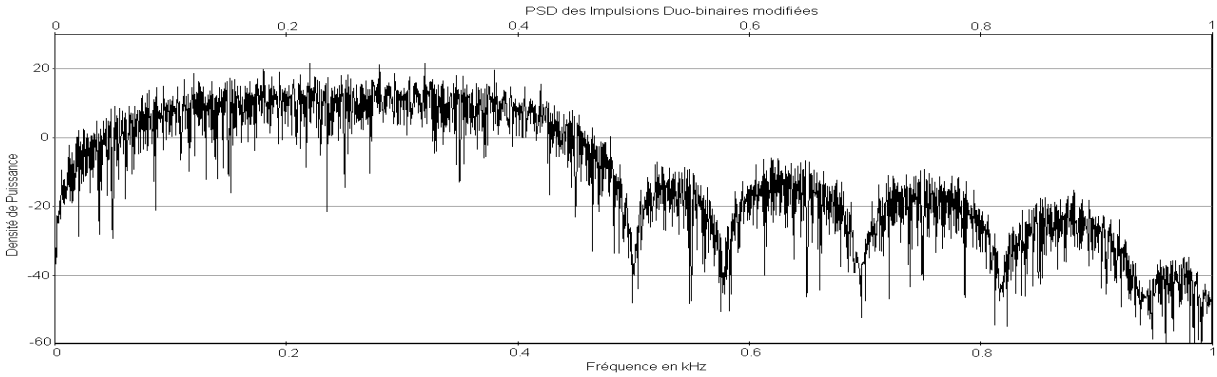


Figure III.14 Densité spectrale de puissance du signal d'impulsion Duo-binaire modifiée

La PSD duo-binaire affiche une valeur nulle à $r_b/2$ = 500 Hz, comme dans l'équation (3.11), et la PSD duo-binaire modifiée affiche une valeur nulle à la fois à 0 et $r_b/2$, comme dans l'équation (3.14).

III.7.2 Simulation de systèmes de communication par impulsions Duo-binaires et Duo-binaires modifiées

III.7.2.1 Système d'impulsion Duo-binaire avec Pré-codage

L'émetteur d'impulsion Duo-binaire et son récepteur, sont représentés sur la figure III.15. Cependant, l'inconvénient de la décision à rétroaction est que, expliquée au paragraphe III.7, une fois une erreur de détection pour les d_i est faite, les erreurs se propagent. Une technique pour éviter une telle propagation d'erreur est l'utilisation de pré-codage dans l'émetteur duo-binaire, selon donné par l'équation (3.18) :

$$f_i = a_i \oplus f_{i-1} \tag{3.18}$$

Le symbole $\oplus$ représente l'addition binaire modulo-deux ou l'opération OU exclusif (XOR). L'entrée binaire unipolaire des données (0, 1) sont les a_i et la sortie pré-codée est le binaire

unipolaire f_i. Les données pré-codées f_i sont ensuite converties en données binaires polaire b_i pour le traitement par l'émetteur duo-binaire de la figure III.7, l'équation (3.15). L'émetteur duo-binaire pré-codé est représentée à la figure III.15.

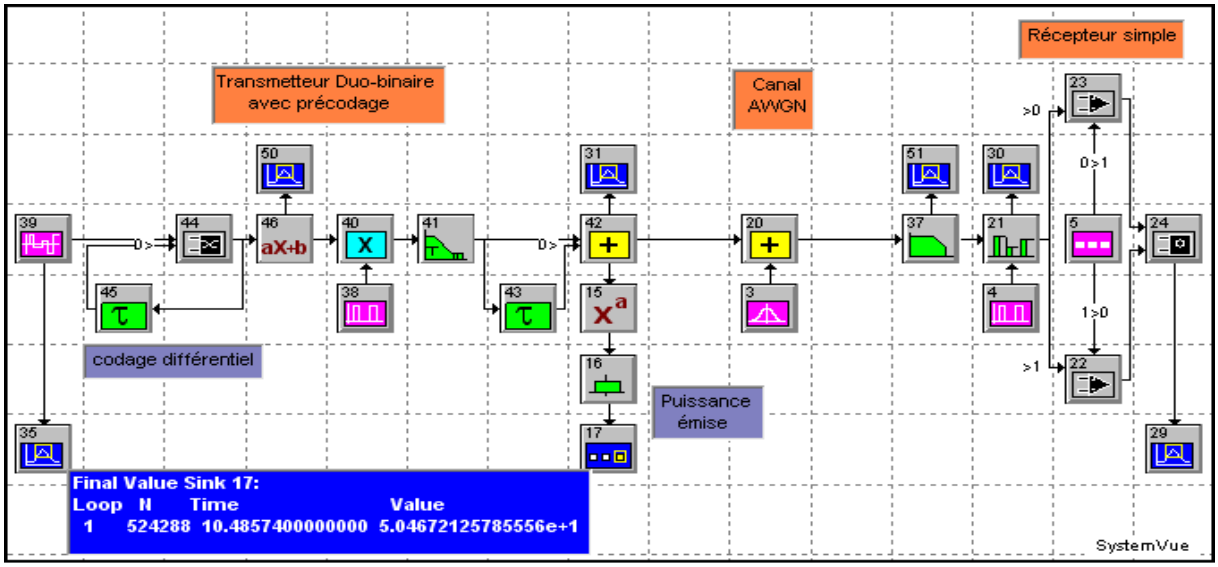


Figure III.15 Système de communication numérique avec impulsion Duo-binaire pré-codé

La source des données est le bloc de Séquence PN avec une amplitude binaire de 0 à 1V, et un débit de données de 1 kb/s. Après codage la source de données de séquence PN est délivrée au système de communication numérique duo-binaire puis traverse un canal gaussien, figure III.15. Le filtre de réception à partir de la bibliothèque opérateur, est un filtre passe-bas de Tchébychev du 9^{éme} ordre avec une fréquence de coupure f = 600Hz et une ondulation intrabande de 0,1 dB.

Un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure de 600Hz passerait une puissance quasi totale du signal pour les données binaire de débit de 1 kb/s ($1/2T_b$ = 500 Hz) codés en impulsions duo-binaires simples ou modifiées, comme mesurées dans les PSD des figures III.13 et III.14. Le bloc échantillonneur-bloqueur est à 3 niveaux sans bruit au moment de bit iT_b, avec y (iT_b) = ± 10V, 0V, qui correspondent aux niveaux détectés du signal de 3 niveaux d_i = ± 2, 0. La détection des données binaires unipolaires originales est accomplie avec la règle dérive de l'équation (3.19), dont l'assemblage des deux décisions s'effectue par une opération OR :

$$si \ |y(iT_b)| > 5v \ alors \ a_i = 1$$

$$si \ |y(iT_b)| < 5v \ alors \ a_i = 0 \qquad (3.19)$$

La règle de décision est mise en œuvre par deux blocs comparateurs analogiques de la bibliothèque Logic, avec des sorties binaires unipolaires (0, 1), compatibles avec l'operateur logique OR de sortie.

La figure III.16 montre le signal Duo-binaire-pré-codé, représentant le signal binaire sans bruit superposé. Le filtre de réception est éliminé pour montrer un bon échantillonnage-blocage variant discrètement autour des 3 valeurs nominales (±10V et 0V).

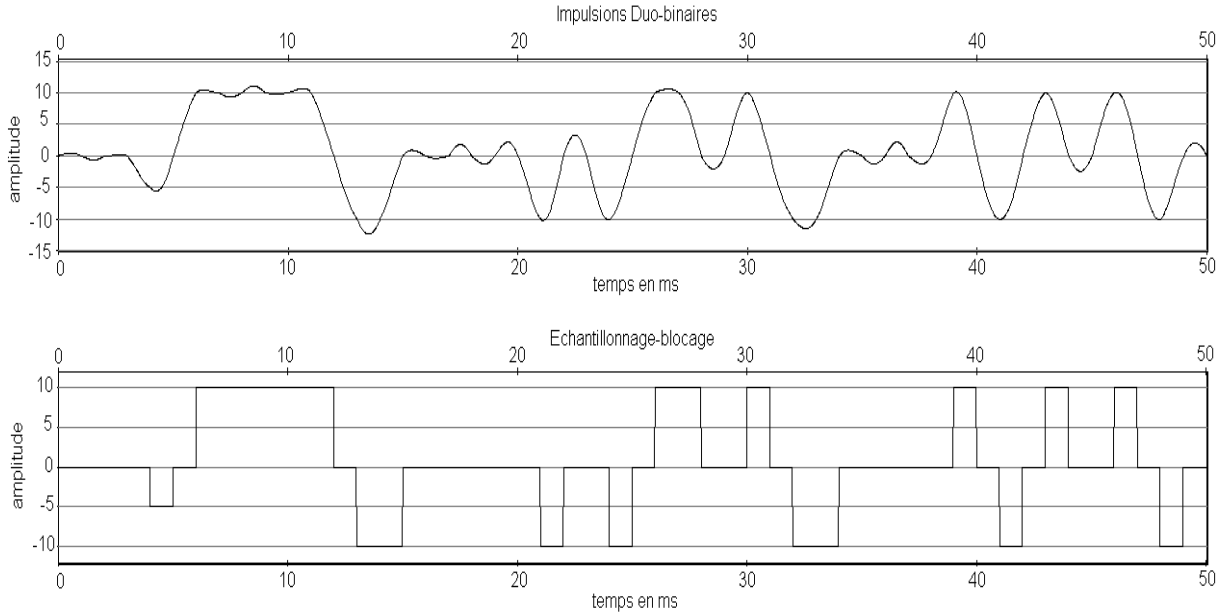


Figure III.16 signal Duo-binaire-pré-codé et son échantillonnage-blocage

La puissance d'émission du signal duo-binaire est la moyenne du carré de la sortie est calculée par systèmevue comme illustré à la figure III.15, la valeur indiquée est 50,467 w.

La simulation permet de mesurer le retard de réception des données après leur transmission. La valeur de ce retard peut être observée par intercorrélation des signaux échantillonnés émis et reçus, figure III.17. Le retard de 6ms se compose de 4ms comme retard du signal en plus d'un retard de 2 échantillons ou 2 ms.

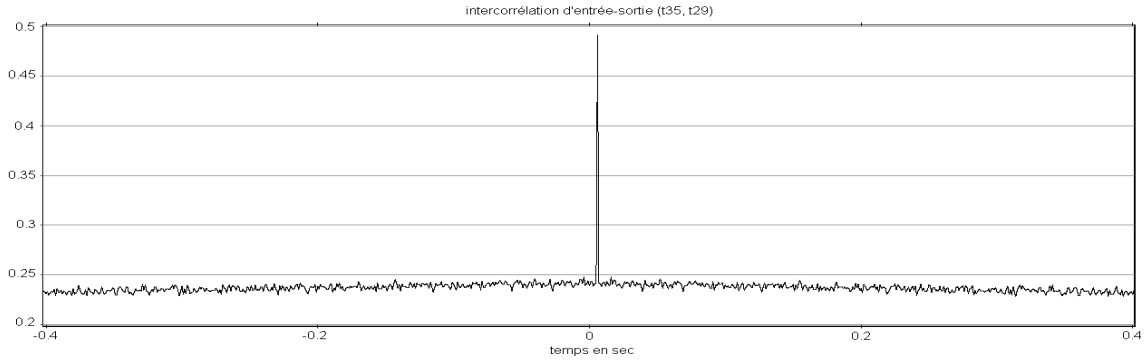


Figure III.17 mesure le retard entre l'impulsion transmis et reçue, (retard de 6ms)

III.7.2.2 Système d'impulsion Duo-binaire modifiée avec Pré-codage

Le systéme d'impulsion Duo-binaire modifiée précodée est présentée en figure III.18, où l'on remarque que le même système de pré-codage de la figure III.15 est utilisée ici pour piloter l'émetteur de la figure III.10.

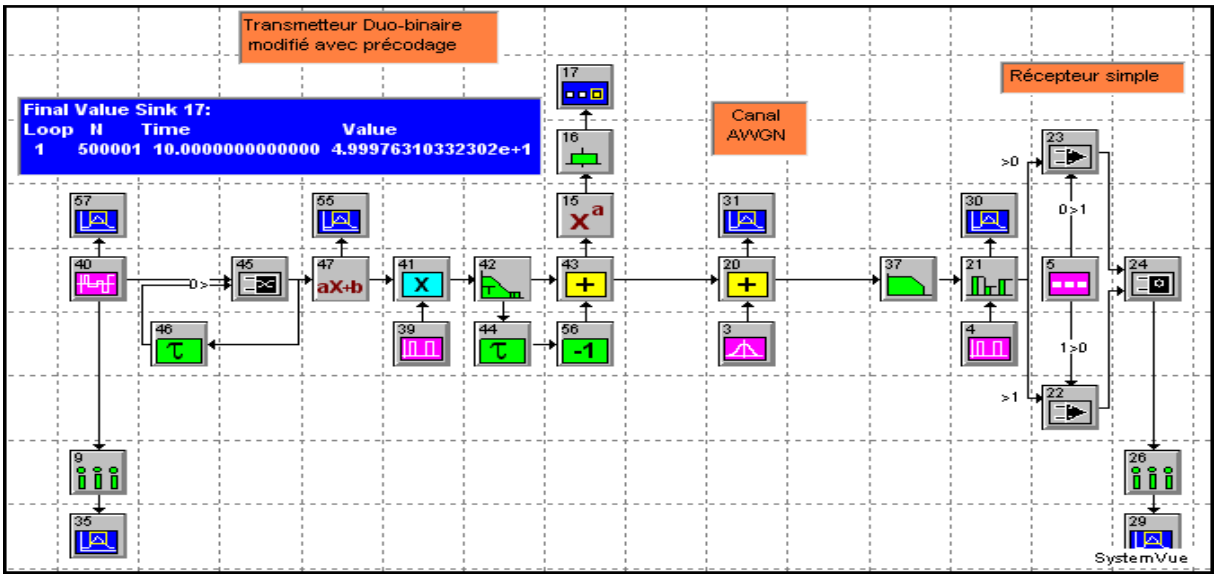


Figure III.18 système de communication numérique avec impulsion Duo-binaire modifiée et précodée

Après simulation du système Duo-binaire modifié et pré-codé, on constate que le signal reçu est retardé de la même valeur que le système précédent, figure III.19. Le retard de 6ms se compose de 4ms de retard du signal et un retard de 2 échantillons ou 2ms comme précédemment. La puissance d'émission indiquée en figure III.18, est mesurée à environ 50 w.

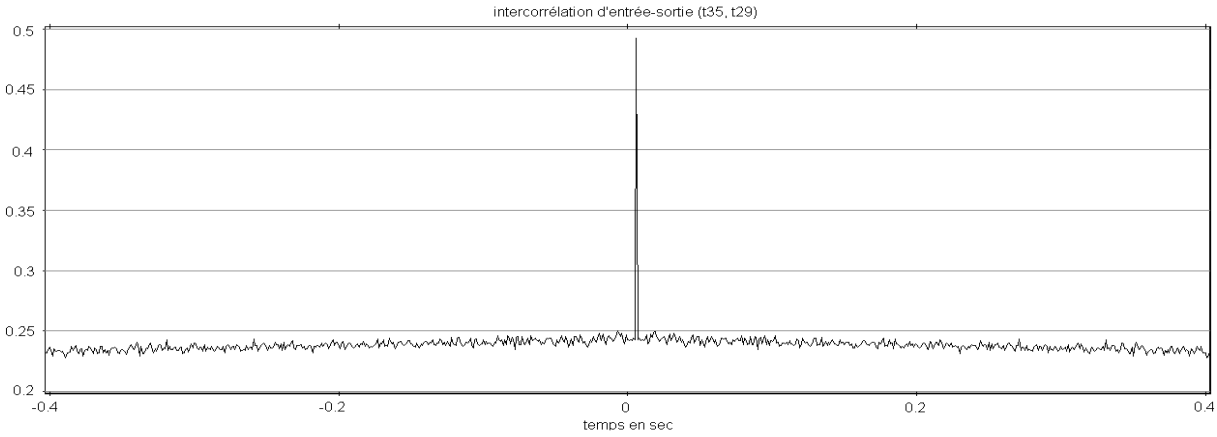


Figure III.19 mesure le retard par inter-corrélation entre impulsions transmises et reçues

III.7.2.3 systèmes d'impulsions Duo-binaire pré-codée avec bancs de BER

Dans cette partie, on présente la courbe de BER en fonction du SNR pour les systèmes à filtres d'impulsion Duo-binaire pré-codé et Duo-binaire modifiée pré-codée des figures III.15 et III.18. La mesure du BER est effectuée par le bloc BER de la bibliothèque " comm" et l'instrument de mesure "final value" de la bibliothèque " sink ". On ajoute un bloc de gain de la bibliothèque " opérateur " pour le contrôle du SNR et un retard de temps de 6 ms, afin que les échantillons du signal transmis arrivent en même temps au composant BER, que les échantillons du signal reçue.

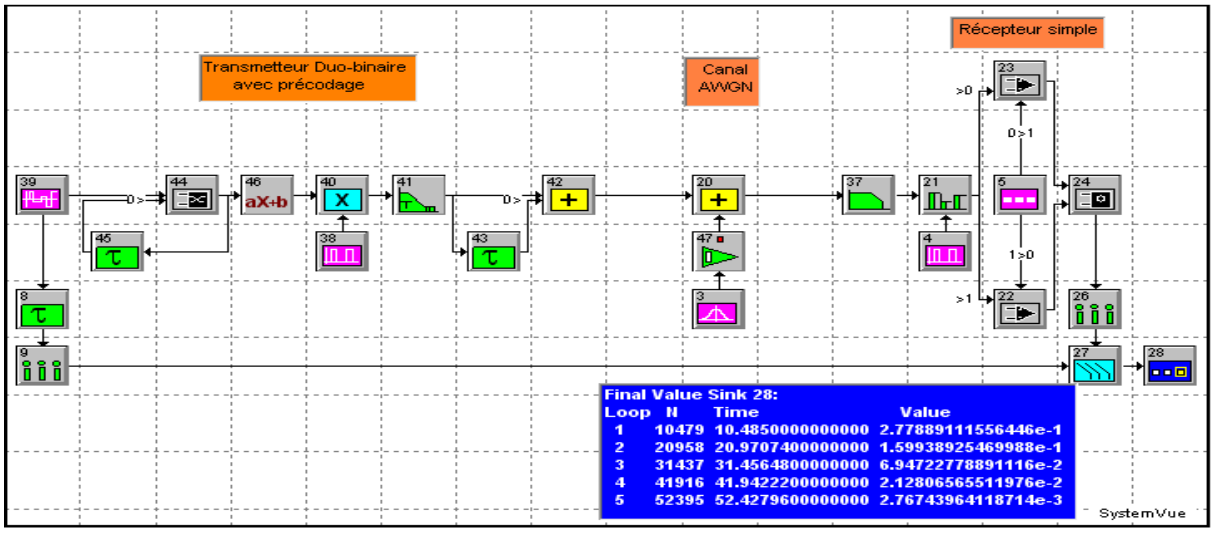


Figure III.20 Système de communication numérique avec impulsion Duo-binaire pré-codée muni d'un banc de mesure du BER

Après simulation du système, le BER est tracé en III.21.

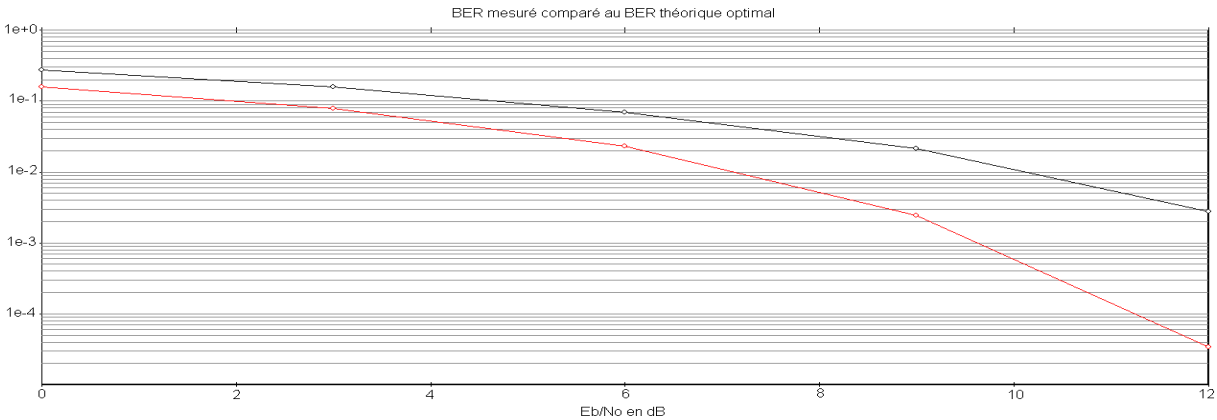


Figure III.21 BER en fonction du SNR du système Duo-binaire Pré-codée

La figure présente une comparaison de deux courbes de BER en fonction du SNR, l'une correspondante au système Duo-binaire pré-codé (en bleu) et l'autre au système unipolaire optimal (en rouge).

Pour la figure III.22, l'émetteur duo-binaire modifié, le pré-codeur, le canal de communication, et le récepteur simple sont ceux du système de communication de la figure III.18, à qui on a rajouté un banc de mesure du BER. Le retard de réception est compensé dans le trajet des données transmises vers le composant du BER, afin que ce dernier les compare convenablement avec les données reçues.

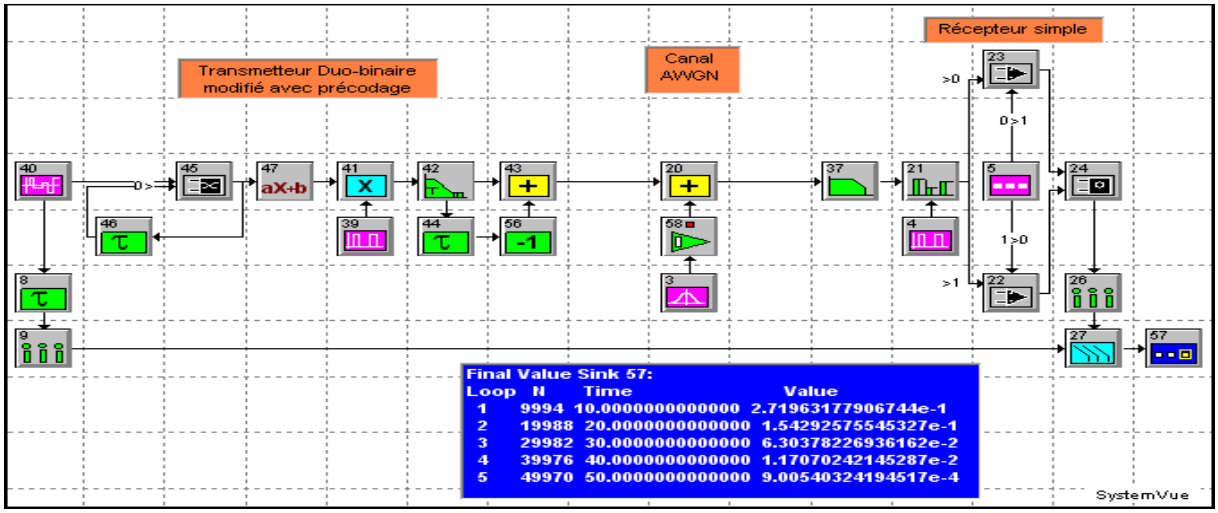


Figure III.22 Système de communication numérique avec impulsion Duo-binaire modifiée et pré-codée avec mesure du BER

Après simulation du système, le tracé du BER est comparé avec celui du cas unipolaire optimal, en figure III.23.

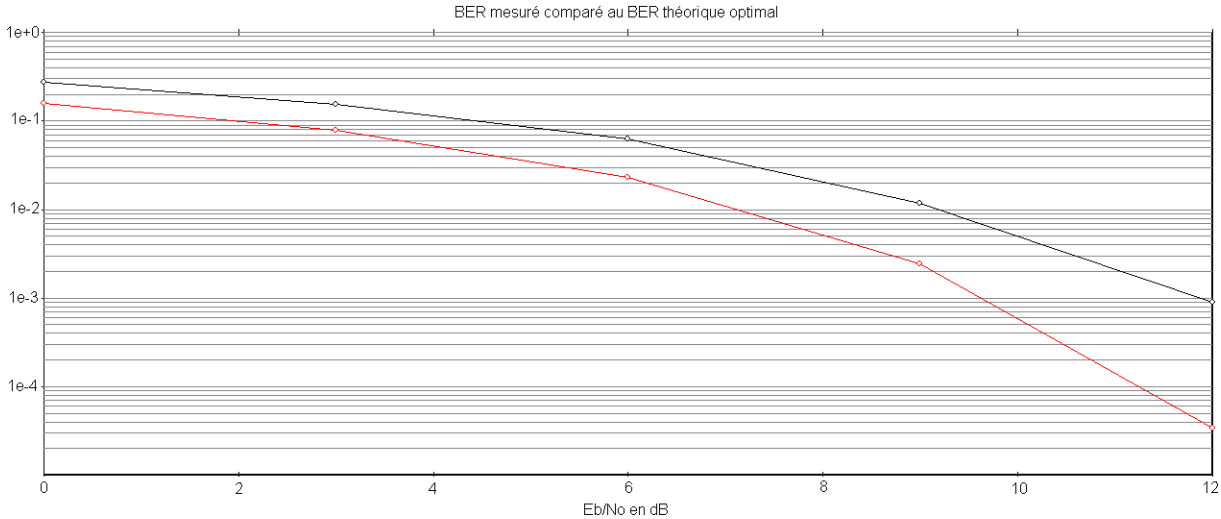


Figure III.23 BER en fonction du SNR du système Duo-binaire modifiée Pré-codée

Les performances en BER des deux systèmes à impulsions duo-binaires, simples et modifiées, sont comparables et sont peu éloignées du celle d’un système de transmission unipolaire optimale.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre après étude et présentation du système corrélatif dans son concept mathématique puis dans sa forme pratique, ses propriétés ont été vérifiées par simulation.
La bande occupée par l’impulsion duo-binaire on sa version modifiée, est bien celle minimale de Nyquist. Les systèmes de communication opérant avec de telles impulsions, même munis de précodage différentiel afin d’éliminer la propagation d’erreurs, présentent des BER qui s’approchent du cas des systèmes unipolaires optimaux.

Conclusion générale

La présente étude, décrit la transmission d'un signal numérique en bande de base à l'aide de certains filtres optimaux. Les objectifs de cette transmission des techniques d'utiliser pour augmenter ses performances.

Sur ce plan, nous avons étudié les filtres constituants le système de communication. Notre travail était de prendre en compte l'interférence inter symbole (ISI) dans le signal transmis, pour atteindre le débit théorique maximal postulé par Nyquist.

Nous avons dû assimiler d'abord l'utilisation du simulateur, SystemVue, avant de s'intéresser de plus prés à la mesure des performances du signal par les différents filtres RC, RRC et filtre à corrélateur. Le tracé des différents graphes représentant la PSD, et le BER, étaient des mesures de performances apportées par ces filtres.

La simulation faite sur le filtrage RC assure un système qui répond au critère de Nyquist pour l'ISI, mais le BER est non optimal.

Pour cette raison, le filtrage RC seul ou partagé en deux filtrage RRC, l'un situé dans le transmetteur et l'autre dans le récepteur, constitue un filtre pratique qui répond au $2^{éme}$ critère de Nyquist.

Pour un débit donné de transmission, l'annulation de la distorsion ISI en plus de la décroissance rapide des lobes secondaires de la PSD, sont assurées au prix d'une légère augmentation de la bande occupée par le signal (pouvant atteindre le double minimale de Nyquist).

Cependant, si au débit $1/T_b$, on veut toujours garder une occupation spectrale minimale (bande de Nyquist, $1/2T_b$), le prix est forcément de tolérer une certaine distorsion ISI du signal. Cette distorsion introduite doit être connue de récepteur afin de bien détecter le signal reçu. On contrôle aisément l'ISI en tolérant une corrélation limitée entre deux échantillons successifs. C'est le codage corrélatif qui a été étudié et simulé pour sonder ses capacités et performances en termes de communication numérique, il assure une bande minimale de Nyquist sous un BER pouvant optimal, avec contrôle d'ISI.

Bibliographie

[1] " Systéme de communication numérique " ; www. Communication numérique.com

[2] Elies, J. Cours de : Systèmes de Communication. IEEE, Trans, Commun, 1999/2002

[3] Dennis, S. Digital Communication Systems Using SystemVue. INC, 2006.

[4] www.cosinus surélevé.com/doc. Modulations numériques Notes de Cours Cosinus surélevé, 2006.

[6] Nyquist, BP. Certain topics in telegraph transmission theory. Third edition,Oxford University Press,1998.

[5] kobayashi, H. On decoding of correlative level coding systems with ambiguity zone detection. IEEE Trans, Commun. Technol. Vol, COM-19. 1971

[7] Baudoin, G et al. Radio communication numériques. 1st, Duond, Paris, Pages 204-207, 2002

[8] Proakis, G. Digital Communications. McGraw-Hill, 2nd edition, 1989.

[9] Thierry, S. Cours de Télécommunications. ECAM, Novembre 2006

[10] Lathi, BP. Modern Digital and Analog Communication Systems. Third edition, Oxford University Press,1998.

[11] Chatelain, B. Optimisation des filtres de mise en forme selon le rapport puissance crête à puissance moyenne, pages 5-23. 2006.

[12] Kabal, P and, Pasupathy, S. Partial-response signaling. IEEE, Trans. Commun., vol. COM 23, Sept. 1975.

Abréviation :

ADC Analog Digital Converter

AMI alternat mark inversion

BER Bit-Error-Rite

DAC Digital-to-Analog Converter

DC Distribution Cumulative

NRZ non retour à zéro

ISI Interference-Inter-Symbol

PAM Pulse Amplitude Modulation

PCM pulse code modulator

PSD Densité Spectral de Puissance

RC raised cosine

RRC root raised cosine

RZ retour à zéro

SNR signal sur bruit

TDM time division multiplexing