



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغزور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

THEME

**Egalisation d'un canal de
transmission corrompu par un bruit
blanc gaussien**

*Réalisé par : - GHODBANE FATMA
- HOUGGAS HANEN*

Soutenu le / /2020 Devant le jury composé de :

Mr. KHALFAOUI FATIMA

Président

Université Abbes Laghrou-Khenchela

Mr.Mr. KHALFAOUI MAHIOU

Encadreur

Université Abbes Laghrou-Khenchela

Mr. HASSAD MORAD

Examineur

Université Abbes Laghrou-Khenchela

Promotion 2019/2020

Résumé

Il y a toujours un besoin d'un flux de données plus élevé, ce qui motive l'utilisation de la technologie d'égalisation à des vitesses plus élevées; La distorsion de canal est très importante et il est impossible de récupérer les données transmises par un simple récepteur, et il peut y avoir des interférences entre les symboles ISI dans le signal reçu en raison du trajet multiple. De nombreuses équations peuvent être utilisées pour compenser l'égaliseur pour les défauts de canal tels que les interférences.

Ce mémoire contient une description d'un ensemble d'applications que nous avons implémentées à l'aide du logiciel Matlab Simulink qui permettent l'étude de la technique d'égalisation pour la modulations monoporteuse ASK, et les performances des techniques d'égalisation tel que le type d'algorithme est LMS .

Mots clefs: Egalisation ; canal de transmission ; bruit blanc gaussien ; modulation ASK.

Abstract

There is always a need for a higher data stream, which motivates the use of equalization technology at higher speeds; the channel distortion is very large and it is impossible to recover the data transmitted by a single receiver, and there may be interference between the ISI symbols in the received signal due to multipath, ISI suppression. There are many equations that can be used to compensate the equalizer for channel faults such as interference.

This thesis contains a description of a set of applications that I implemented using Matlab Simulink software that allow the study of the equalization technique for ASK single carrier modulation and the performance of the equalization techniques such as the algorithm type is LMS.

Keywords: Equalization; transmission channel; Gaussian white noise; ASK modulation.

المخلص

هناك دائما الحاجة إلى تدفق البيانات الأعلى مما يحفز استخدام تقنية المعادلة بسرعات أعلى ، تشوه القناة كبير جدا و من المستحيل استرداد البيانات المرسله بواسطة جهاز استقبال واحد و قد يكون هناك تداخل بين الرموز اس ا في الإشارة المستقبلية بسبب تعدد المسارات و قمع اس ا . هناك العديد من المعادلات التي يمكن استخدامها لتعويض المعادل عن أخطاء القنوات مثل التداخل .

تحتوي هذه المذكرة على وصف لمجموعة من التطبيقات التي قمنا بتنفيذها باستخدام برنامج محاكاة الماتلاب الذي يسمح بدراسة تقنية المعادلة لتشكيل متعدد الموجات الحاملة اس ك و أداء تقنيات التكافؤ من نوع ل م س.

الكلمات المفتاحية: المعادلة ; قناة الإرسال ; الضوضاء البيضاء الغاوسية ; تعديل اس ك.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail avant tout à mes parents, qui ont

tout

Sacrifié pour mon bien et qui ont éclairé ma route par leur

Compréhension, leur soutien.

Aux plus chers, mon père et ma mère.

Mes frères et chère sœur.

Ma sœur et mon binôme Hanan.

Mes amies et mes collègues d'études.

A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation

de ce projet.

GH. Fatma

Dédicace

Je dédie ce modeste travail avant tout à mes parents, qui ont

tout

Sacrifié pour mon bien et qui ont éclairé ma route par leur

Compréhension, leur soutien.

Aux plus chers, mon père et ma mère.

Mes frères et chère sœur.

Ma sœur et mon binôme fatma.

Mes amies et mes collègues d'études.

A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation

de ce projet.

H. Hanan

REMERCIEMENT

Nous remercions avant tout Dieu Allah tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a donnée afin de réaliser ce modeste travail. Nous remercions également nos familles pour les sacrifices qu'elles ont faits pour que nous terminions nos études ainsi que nos amis. Ce travail a été réalisé au Département de génie industriel, Faculté des sciences et de la technologie, Université Abbas Laghor à Khenchela, proposé et dirigé par M. Khalfaoui Mahiou, que nous remercions beaucoup d'avoir eu la gentillesse de nous présenter un sujet intéressant, de le suivre et de nous aider à le mettre en œuvre grâce à ses précieux conseils et interventions connexes .

Nous remercions tout particulièrement M. Douak Fouzi, docteur et conférencier à l'Université de Khenchela, pour les efforts qu'il a déployés pour nous aider tout au long de nos années universitaires

Enfin, nous remercions tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour leurs soutiens et leurs encouragements lors de la réalisation de cette thèse.

Sommaire

Résumé.....	
Abstract	
الملخص	
Listes des figures.....	
Liste des abréviations.....	
Introduction générale	2

Chapitre I : Système de communication numérique

I.1. Introduction.....	5
I.2. Systèmes linéaire à temps variable	5
1.2.1. Systèmes linéaires à temps variant (LTV)	6
I.3. Chaîne de transmission numérique	6
I.4. Filtre de mise en forme	7
I.5. Techniques de modulation numérique	10
I.5.1 .Principes de modulations numériques	11
I.5.1.1. Techniques monoporteuse	15
I.5.1.2. Modulation d'amplitude (ASK: Amplitude Shift Keying).....	16
I.5.1.3 Modulation de fréquence (FSK: Frequency Shift Keying).....	17
I.5.1.4. Modulation de phase PSK (Phase Shift Keying)	18
I.5.1.5. La modulation en quadrature à x états (x-QAM).....	19
I.5.2. Techniques multi porteuses	19
I.5.2.1. Principe de base	20
I.5.2.2. Systèmes de modulation multi-porteuse	21
I.5.2.3. Generalized Frequency Division Multiplexing, GFDM	21
I.5.2.4. Filter Bank Multi-Carrier (FBM).....	23
I.5.2.5. Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM	23
I.5.3. Émetteur-récepteur linéaire monoporteuse sur canal à AWGN	25
I.6. Conclusion	26

Chapitre II : canal de transmission et perturbation

II. 1. Introduction	28
II.2. Le canal	28
II.2. 1. Type des canaux de communication	29
II.3. Bande de cohérence d'un canal de transmission	31
II.4. Temps de cohérence d'un canal de transmission	31
II.5. Atténuation et distorsion	32

Sommaire

II.6. Les distorsions non-linéaires	32
II.7. Les décalages fréquentiels	33
II.8. Canal à évanouissement	33
II.9. Le bruit de phase (phase jitter)	33
II.10. Notion d'interférence entre symbole	33
II.11. Canal à bruit blanc	35
II.11.1. Le Bruit blanc gaussien	35
II.11.2. Rapport signal sur bruit	36
II.12. Conclusion	37
III.1. Introduction	62
III.2. Principe de l'égalisation	62

Chapitre III : Egalisation

III.3. Méthodes d'égalisation (Techniques d'égalisation)	63
III.4. Les structures classiques de l'égalisation	63
III.4.1. L'égaliseur linéaire	64
III.4.1.1 Egaliseur par le critère du minimum d'erreur quadratique moyenne (MEQM) (Minimum mean square error (MMSE))	65
III.4.2. Égaliseur non linéaire	67
III.4.2.1 Égaliseur récursif avec décision dans la boucle (DFE)	68
III.4.3. Égalisation aveugle	69
III.4.4. Égalisation adaptative	69
III.4.4.1 Algorithme LMS	69
III.5. Conclusion	70

Chapitre IV : Simulation et résultats

IV.1. Introduction	62
IV.1.1. Introduction à Simulink	62
IV.2. Génération du Signal d'entrée	66
IV.2.1 La séquence binaire pseudo aléatoire	67
IV.2.2 Bruit blanc généré	69
IV.3. Chaîne de transmission	70
IV.3.1. Modulation Ask	71
IV.4. Choix du canal	74
IV.5. Choix de l'égaliseur	74
IV.5.1. Egalisation sans la présence de bruit	75
IV.5.2. Egalisation en présence de Bruit	77
IV.5.3. L'effet de SNR et BER	78

Sommaire

IV.6. Conclusion	80
Conclusion générale	82
Bibliographie.....	83

Liste Des Figures

Figure I.1 : Modèle général d'un système.....	6
Figure I.2 : chaîne de transmission numérique	7
Figure I.3 : Mise en forme de signal	8
Figure I.4 : Réponse en fréquence du filtre à cosinus surélevé.....	10
Figure I.5 : Forme générale du modulateur.....	13
Figure I.6 : Position d'un symbole dans le plan de Fresnel.....	14
Figure I.7 : Définition d'une constellation numérique.....	14
Figure I.8 : Les trois techniques fondamentales de modulation numérique	15
Figure I.9 : Modulation d'amplitude par tout ou rien (OOK)	16
Figure I.10 : Constellation de la modulation (OOK).....	16
Figure I.11 : Modulation FSK.....	17
Figure I.12 : modulation FSK avec VCO.....	17
Figure I.13 : schéma de principe d'un modulateur.....	20
Figure I.14 : Modulation à porteuses multiples.....	21
Figure I.15 : Principe d'un système de communication à porteuses multiples	21
Figure I.16 : Modèle d'émetteur en bande de base GFDM	22
Figure I.17 : Modèle de récepteur de filtre adapté GFDM	22
Figure I.18 : Spectre de fréquences d'un canal d'un système OFDM.....	23
Figure I.19 : Canal multi-trajet de la version décalée du symbole n.....	24
Figure I.20 : Symbole OFDM avec un préfixe cyclique (CP).....	24
Figure I.21 : intervalle de garde préfixe cycliqu.....	25
Figure I.22 : Schéma bloc du système non codé.....	25
Figure II.1 : canal de transmission	30
Figure II.2 : Canal à bruit additif.....	31
Figure II.3 : Canal à filtre linéaire.....	31
Figure II.4 : Temps de cohérence.....	32
Figure II.5 : Interférence entre symboles.....	35
Figure II.6 : Modèle général d'un canal de transmission à bruit additif.....	36
Figure II.7 : Représentation temporelle d'un bruit gaussien et distribution statistique de son amplitude.....	37
Figure III.1 : Différentes techniques d'égalisation.....	63
Figure III.2 : Structure d'un égaliseur transverse.....	64
Figure III.3 : Calcul des coefficients d'un égaliseur transverse.	64
Figure III.4 : Egaliseur ZF.....	67
Figure III.5 : Structure du DF.....	68

Liste Des Figures

Figure III.6: Decision feedback Equalization (DFE)	68
Figure IV.1 : La fenêtre de Commande Matlab.....	73
Figure IV.2: Fenêtre Library	74
Figure IV.3 : Liste des bibliothèques de simulink.	74
Figure IV.4 : Bloc sources.....	75
Figure IV.5 : Bloc Sinks.....	75
Figure IV.6 : Bloc Continuos.....	75
Figure IV.7 : Bloc Discrète.....	76
Figure IV.8: Bloc Math Operations.....	76
Figure IV.9 : Le bloc Random Number.....	77
Figure IV.10 : Générateurs des entiers aléatoires.....	78
Figure IV.11: Signal d'entrée.....	78
Figure IV.12 : Génération de la séquence binaire pseudo aléatoire.....	79
Figure IV.13 : Constante des paramètres du bloc source.	79
Figure IV.14 : PNRS entre 1 et -1.....	80
Figure IV.15 : La séquence binaire pseudo aléatoire entre 1 et -1.	80
Figure IV.16: Bloc Band Limiter White Noise.....	80
Figure IV.17 : paramètres du bloc source Bruit blanc à bande limitée.....	81
Figure IV.18 : Bruit Blanc généré.....	81
Figure IV.19 : Chaîne de transmission.	82
Figure IV.20 : Modulation Ask généré.	83
Figure IV.21 : Modulation Ask.....	83
Figure IV.22 : Génération du signal modulé.....	84
Figure IV.23: Signal modulé.	84
Figure IV.24 : Modèle du canal linéaire.	85
Figure IV.25 : LMS filtre.	85
Figure IV.26 : Block LMS Filter.	86
Figure IV.27 : Egalisation d'un canal linéaire sans la présence de bruit avec algorithme LMS.....	87
Figure IV.28 : transmis d'un signal PNRS entre 1 et -1 sur canal linéaire avec un algorithme MS.....	87
Figure IV.29 : Egalisation d'un signal PNRS entre 1 et -1 sur canal linéaire avec un algorithme LMS Bruit.	88

Liste des Symboles

Liste des abréviations

A

ASK Amplitude de shift keying
AWGN Additif White Gaussien

B

B_c Bande de Cohérence
Bd Bande d'étalement Doppler
BBAG Bruit Blanc Additif Gaussien
BER Bit Error Rate

C

C Capacité du canal
C-OFDM Coded – OFDM

D

DAB Digital Audio Broadcasting
dB Decibel
DFE Decision Feedback Equalizer
DSP Digital Signal Processing
DVB-T Digital Video Broadcasting Terrestrial

F

F Fréquence
FBM Filter Bank Multi Carrier
FFT Transformée De Fourier Rapide
FIR Réponse Impulsionnelle Finie
FSK Frequency Shift keying
F-OFDM Flash-OFDM

G

GFDM Generalized Frequency Division Multiplexing

I

ICI Inter Carrier Interference
IES Interférence Entre Symbole
IFFT Inverse FastFourier Transform
IIR Réponse Impulsionnelle Infinie
ISI Interférences Inter Symboles

L

LMS Least Mean Square

M

Liste des Symboles

MAC	M ultiplicateur-accumulateur
MATLAB	M atrix L aboratory
MIMO-OFDM	M ultiple I nputs, M ultiple O utputs- O FD M
MMSE	M inimum M ean S quare E rror
<u>N</u>	
N	Bruit additif du canal
NLMS:	N ormalized L east M ean S quares
<u>O</u>	
OFDM	O rthogonal F requency D ivision M ultiplexing
<u>P</u>	
PDFE	P redictive D ecision F eedback E qualize
PSK	P hase S hift K eying
<u>Q</u>	
QAM	Q uadrature A mplitude M odulation
<u>R</u>	
RF	R adio F requency
RLS	R ecursive L east S quare
<u>S</u>	
SNR	R apport S ignal sur B ruit
<u>T</u>	
T_c	T emps de C ohérence
TFD	T ransformée D e F ourier D iscrete
<u>U</u>	
UMTS	U niversel M obile T élécommunications S ystem
<u>V</u>	
V-OFDM	V ector – O FD M
<u>W</u>	
W	Bande passante du canal
W-OFDM	W ideband O FD M
<u>Z</u>	
ZF	Z ero F orcing

Communications numériques

T	Période symbole
τ	Facteur d'accélération du système
ρ	Densité du système
α	<i>Facteur d'excès de bande des filtres SRRC</i>
E_b	Énergie par bit d'information transmis
N₀	Densité spectrale de puissance de bruit
M	Taille de l'alphabet de modulation
log₂(M)	Nombre de bit par symbole transmis
h(t)	Réponse impulsionnelle du filtre d'émission
m(t)	Signal analogique émis après filtrage d'émission
n(t)	Bruit additif blanc Gaussien du canal de propagation \sim
h(t)	Réponse impulsionnelle du filtre de réception
g(t)	Réponse impulsionnelle du filtre d'émission-réception du système
g	Réponse impulsionnelle discrète du système
2L+1	Longueur de la réponse impulsionnelle discrète du système g
G	Matrice du système
x(t)	Signal en sortie du canal à bruit additif blanc Gaussien
y(t)	Signal reçu après filtrage adapté
y	Séquence d'échantillons après filtrage adapté et échantillonnage
η	Séquence d'échantillons de bruit après filtrage adapté et échantillonnage
x	Séquence d'échantillons équivalents en sortie du canal de propagation
σ	Variance du bruit du canal

Symboles mathématiques

x_0, y_0, z_0	Conditions initiales d'un système d'équations différentielles
x, y, z	Les variables d'états d'un système d'équations différentielles
R	L'ensemble des nombres réels
 · 	Valeur absolue

Liste des Symboles

Ln	Logarithme népérien
Σ	Somme algébrique
\dot{X}	Dérivée du vecteur d'état X.
α	Facteur d'échelle.
τ	Retard positif.
Lim	Limite
(x*y)	Produit de convolution entre les variables x et y

Introduction générale

Introduction générale

Le système de télécommunication numérique avancés sont de plus en plus et connaissent une évolution sans précédent ; que ce soit la téléphonie, la télévision ou l'Internet, il est évident que nous sommes constamment entourés par des systèmes de communications. Cette popularité des communications nous pousse d'ailleurs à augmenter continuellement les capacités des systèmes de transmissions d'information et c'est cette quête d'augmenter le débit de données qui est la motivation principale des recherches effectuées en communications.

Les modulations à simple porteuse ne permettent pas de répondre d'une manière optimale à ces besoins, en raison de la sélectivité en fréquence des canaux et des multiples trajets que peut emprunter un même signal ; Les canaux de transmission peuvent construire un obstacle contre la réalisation de ces objectifs dans les normes les plus meilleurs. Ces canaux de transmission utilisés par l'émetteur pour transmettre les messages au récepteur introduisent souvent des distorsions qui peuvent provoquer des erreurs de transmission. et bien sur utilisé des technique de modulation tel que la modulation mono porteuse ASK, qui est utilisé principalement dans ce mémoire.

L'égaliseur nous permet alors de corriger les effets du canal de transmission et de retrouver le signal original. De plus, l'algorithme ajustant les paramètres de l'égaliseur doit être de nature adaptative, dans le sens où les paramètres de calcul doivent pouvoir être modifiés dans le temps. Cette particularité permet de pallier les variations des paramètres du canal à travers le temps. De plus, cette adaptation de paramètres permet de régler le filtre avec une connaissance minimale du canal de transmission.

L'égaliseur linéaire compense les distorsions subies par le signal en inversant la fonction de transfert du canal. Il en résulte un renforcement du bruit dans les plages de fréquence où les composantes spectrales du signal sont fortement atténuées, donc, une détérioration du rapport signal/bruit SNR. Par conséquent, ce type d'égaliseur n'est pas efficace sur les canaux à trajets multiples caractérisés par des creux profonds et une forte sélectivité en fréquence.

L'égaliseur non linéaire à structure récursive a été mis en œuvre, une amélioration importante des performances des égaliseurs peut être obtenue en ajoutant une décision dans la boucle de retour, une telle structure d'égaliseur se nomme égaliseur à retour de décision DFE (Decision Feedback Equalizer). L'égaliseur DFE possède deux filtres dans sa structure de base ; un filtre avant et un filtre arrière. C'est ce dernier qui apporte la récursivité à la structure du DFE, car les données à son entrée proviennent des décisions prises à la sortie de l'égaliseur. Etant donné la présence du filtre arrière, L'égaliseur DFE permet d'obtenir de meilleures performances qu'avec un simple égaliseur linéaire transverse LTE (Linear Transverse Filter).

Introduction Générale

Plusieurs algorithmes ont été proposés pour l'adaptation des égaliseurs, on cite à titre d'exemple les méthodes du gradient stochastique (LMS: Least Mean Square) carrées récursifs. Ces méthodes implémentées pour un égaliseur linéaire s'avèrent efficaces seulement si le système est linéaire.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres plus une introduction générale et une conclusion générale qui sont présentés comme suit :

Le chapitre 1 de ce mémoire traite les systèmes de communication numérique, qui peut se présenter sur les canaux de transmission est le système linéaire à temps variable, dans ce cas le signal émis peut être fortement atténué dans certaines bandes de fréquence pour ce là en utilise un filtre de mise en forme de type FIR. De plus on parle sur les techniques de modulation numérique tel que la modulation ASK, FSK, PSK et la modulation en quadrature à x états (x-QAM) se sont des techniques mono porteuse, et des autres techniques multi porteuse (GFDM, FBM, OFDM).

Le chapitre 2 parle du canal de transmission et perturbation, tel que le temps de cohérence, la bande de cohérence d'un canal de transmission et tout ce qui les provoque. Toutes ces perturbations introduites par le canal dégradent le signal émis de sorte qu'à la réception, on observe plusieurs versions bruitées du signal transmis différemment atténuées et retardées. Cela conduit au phénomène d'interférence entre symboles (IES) introduit par un canal multi-trajets sélectif en fréquence. Pour bien restituer l'information d'origine, il faut d'abord éliminer la distorsion causé par le canal en faisant usage de filtre appelés égaliseurs.

Le chapitre 3 parle de la notion d'égalisation, les différentes techniques d'égalisation. Parmi ces différents types d'égalisation, nous nous sommes intéressés à l'égaliseur adaptatif classé, dans la famille d'égalisation supervisée.. Cette technique d'égalisation est caractérisée par l'utilisation des algorithmes pour la mise à jour des coefficients.

Le chapitre 4

est consacré à la présentation des paramètres de simulation et est dédié aux résultats de simulations des égaliseurs linéaire et non linéaire pour différent canaux de transmission, en considérants des modulations monoporteuse ASK. Les performances des égaliseurs étudiés seront présentées en termes de constellations des symboles égalisés et de taux d'erreur par bit BER (Bit Error Rate), en sorties des égaliseurs.

Chapitre I
Systeme de communication
numérique

I.1. Introduction

Les transmissions numériques sont devenues omniprésentes dans les systèmes de communications modernes un système de communication numérique transporte de l'information entre un émetteur et un récepteur à travers un canal de transmission. Le canal de transmission est le milieu physique utilisé pour envoyer le signal de l'émetteur vers le récepteur. Dans les transmissions sans fil, le canal peut être l'atmosphère (espace libre). Entre autre, les canaux téléphoniques emploient souvent une variété de milieux physiques, comprenant entre autres, les lignes filaires, les câbles de fibre optique et le sans fil (radio hertzienne). Quelque soit le milieu utilisé pour la transmission de l'information, le signal transmis est altéré d'une façon aléatoire par un ensemble de phénomènes, comme le bruit thermique additif génère par les composants électroniques. Dans le cas des transmissions sans fil ses phénomènes peuvent être aussi, l'évanouissement du signal émis, la dispersion due au multi-trajet, La sélectivité du canal de transmission,...etc.

Le but d'une communication numérique est de transmettre une information d'un point A à un point B à travers un canal de transmission. L'information peut être de deux types soit analogique comme la parole ; soit numérique comme un MMS d'un téléphone portable (Multimédia Message Service). Lorsque les données sont analogique, elles doivent subir un traitement afin d'être numérisées. Il faut d'abord les échantillonner, ce qui consiste à enregistrer à intervalles réguliers la valeur de la donnée. Ensuite il faut quantifier la valeur enregistrée ce qui est fait en lui attribuant un état parmi un ensemble fini d'états.

I.2. Systèmes linéaire à temps variable

La plupart des systèmes physiques peuvent être décrits comme étant des opérateurs faisant correspondre des réponses R à des sollicitations S (Figure I.1). Ainsi, un système électrique pourra être étudié et caractérisé en exprimant une tension de sortie (réponse) en fonction d'une tension d'entrée (sollicitation). Ou encore, la position d'un amortisseur de véhicule (réponse) pourra être étudiée en fonction de l'excitation produite par les irrégularités de la route. Un faisceau de lumière (sollicitation) dirigé vers une face d'un matériau et qui ressort au travers d'une autre face (réponse) [1].

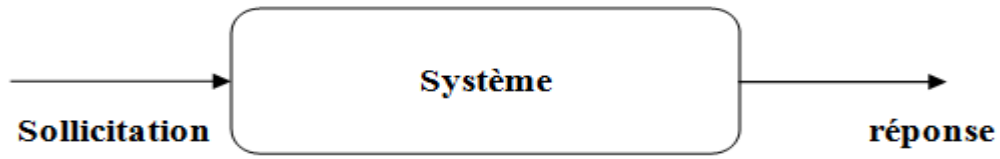


Figure I.1 -Modèle général d'un système.

1.2.1. Systèmes linéaires à temps variant (LTV)

Par analogie à ce qui précède, nous retiendrons pour ces systèmes la description suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}(t) = A(t) x(t) + B(t)u(t) \\ y(t) = C(t) x(t) + D(t)u(t) \\ x(0) = x_0 \end{array} \right. \quad (1)$$

Les éléments $A(t)$, $B(t)$, $C(t)$ et $D(t)$ de la représentation d'état sont ici des fonctions généralement continues et bornées du temps, dont la dépendance est connue a priori. Il devient maintenant impossible de déterminer une expression générale de la matrice de transition du système. Tout ce que l'on peut en dire, c'est qu'elle vérifie les relations (2).

$$\frac{\partial \phi(t,\tau)}{\partial t} = A(t)\phi(t+\tau) \quad (2)$$

$$\frac{\partial \phi(t,\tau)}{\partial t} = -\phi(t+\tau) A(\tau) \quad (3)$$

I.3. Chaîne de transmission numérique

Les communications numériques permettent la transmission d'un message numérique à travers un canal analogique.

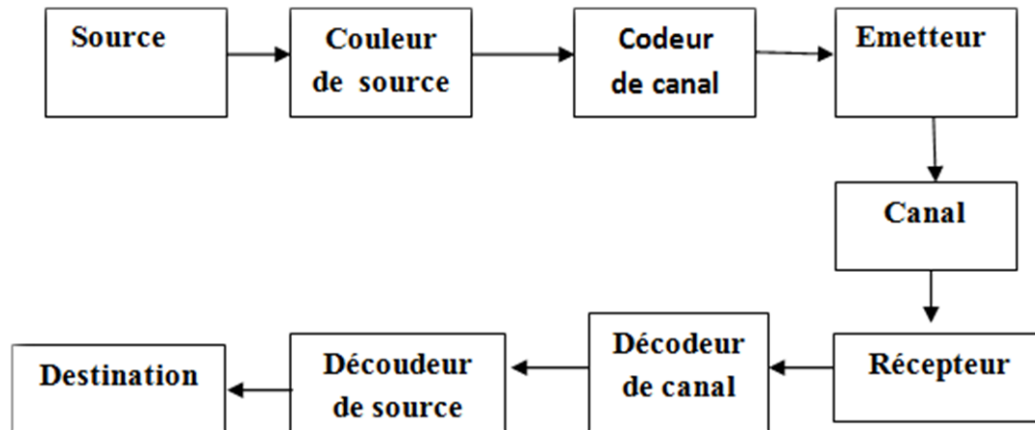


Figure. I.2 -chaîne de transmission numérique.

Pour la plupart des applications de télécommunication modernes, nous pouvons décomposer ce processus de transmission en principales étapes :

- Source du message: la source délivre un message analogique qu'il est nécessaire de numériser, il consiste à prélever des échantillons sur le message source, puis à les quantifier.
- Codage et décodage de source : Le message numérisé comporte des éléments binaires peu informatifs ; ils démontrent la redondance intrinsèque à la source. Le rôle du codeur source est de limiter cette redondance afin d'écrire l'information de la manière la plus concise possible.
- Codage et décodage de canal: Le codage de canal introduit une redondance contrôlée dans la séquence à transmettre. Le décodeur connaissant la règle de codage employée, il peut vérifier la présence d'erreurs et dans certains cas et les corriger.
- Émetteur et récepteur: L'émetteur a pour rôle de transformer le message numérique en signaux analogiques afin de permettre sa transmission dans l'environnement de propagation. Le récepteur est chargé de l'opération duale. Celle-ci nécessite une étape de synchronisation et d'égalisation afin de prendre en compte les interactions entre le canal de transmission et le signal émis [2].

I.4.Filtre de mise en forme

Ce module convertit les bits en signal approprié pour le canal de communication, qui est typiquement analogique. Alors les messages (les groupes de bits) sont convertis en ondes de transmission qui seront envoyés par le canal..Voici le schéma détaillé du module de mise-en-forme du signal:

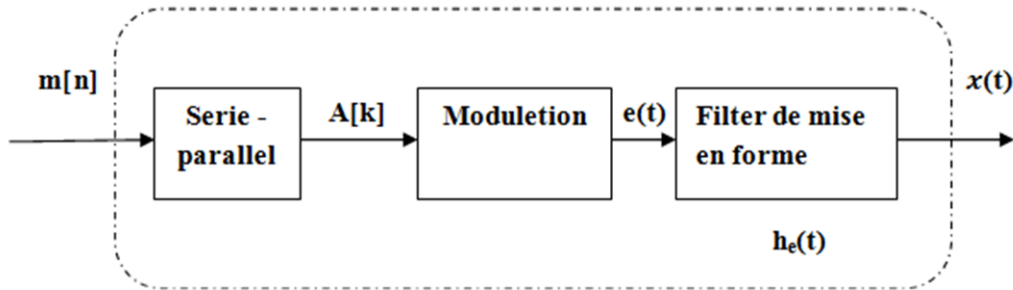


Figure. I.3 - Mise en forme de signal.

La notation utilisée :

- $m[n]$: un message binaire émis constitué de n bits
- $A[k]$: k vecteurs, chacun contenant n/k bits
- $e(t)$: un signal modulé obtenu par la transformation des symboles en signaux
- $h_e(t)$: filtre de mise-en-forme
- $x(t)$: signal numérique émis [3].

Si le temps de transition entre les différents niveaux de symboles est nul, la réponse fréquentielle des symboles M-QAM est infinie et son amplitude prend la forme d'un $\text{sinc}(x)$. En pratique, cette propriété a pour effet de créer des oscillations entre chaque transition de symbole. Ces oscillations s'additionnent ou se soustraient directement aux symboles présents et futurs. C'est ce qu'on appelle l'interférence entre symboles (IES).

Si on observe la partie échantillonnée réelle du signal M-QAM contenant de l'IES à la sortie du canal de transmission, on a:

$$\mathbf{y}(\mathbf{n}) = \mathbf{I}(\mathbf{n})\mathbf{x}(\mathbf{0}) + \sum_{k=0, k \neq n}^{\infty} \mathbf{I}(k)\mathbf{x}(\mathbf{n} - k) + \boldsymbol{\eta}(\mathbf{n}) \quad (4)$$

Ainsi, le $n^{\text{ième}}$ symbole d'information est corrompu par tous les symboles passés et le bruit du canal $\boldsymbol{\eta}$.

L'objectif du filtrage de mise en forme est donc de limiter la bande passante du signal transmis et de réduire l'IES causée par les transitions brusques entre chaque niveau de symbole. La condition nécessaire et suffisante pour l'IES nulle et s'écrit comme suit:

$$\mathbf{x}(\mathbf{n}) = \begin{cases} 1 & \mathbf{n} = 0 \\ 0 & \mathbf{n} \neq 0 \end{cases} \quad (5)$$

Pour une largeur de bande W donnée, Nyquist a également démontré que la plus petite période de symbole T pour laquelle on obtient une transmission avec IES nulle est bornée par:

$$T < \frac{1}{2W} \tag{6}$$

Le filtre à cosinus surélevé (RC) permet d'obtenir les caractéristiques spectrales basées sur les critères régis par les équations 5 et 6. Sa réponse à l'impulsion dans le temps continu est:

$$x_{rc}(t) = \text{sinc}\left(\frac{\pi t}{T}\right) \frac{\cos(\pi\alpha t/T)}{1 - 4\alpha^2 t^2/T^2} \tag{7}$$

α est le facteur d'excès de bande passante. Il est borné entre 0 et 1. Plus il est faible, plus on se rapproche de la borne fréquentielle et vice versa. Souvent, on sépare le filtre de mise en forme en deux entités que l'on dispose au transmetteur et au récepteur. Dans le cas spécial où le canal de transmission est idéal, on a:

$$X_{rc}(f) = G_T(f)G_R(f) = \sqrt{X_{rc}(f)}\sqrt{X_{rc}(f)} \tag{8}$$

$G_T(f)$ et $G_R(f)$ sont respectivement le filtre d'émission et de réception.. En pratique, on implémente ce type de filtre à l'aide d'un FIR.

Il existe plusieurs méthodes d'implémentation de cette architecture de filtre. Règle générale, sans considérer la réutilisation de ressources, un multiplicateur-accumulateur (MAC) est requis pour chacun des coefficients.

Le nombre de coefficients nb Coeffs nécessaire dépend de la quantité de symboles nbSym à couvrir et du taux d'interpolation du symbole I_s .

$$\text{nbCoeffs} = \text{nbSym}I_s \tag{9}$$

La réponse fréquentielle du filtre RC s'écrit:

$$X_{rc}(f) = \begin{cases} T & (0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T}) \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi T}{\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right) \right] \right\} & \left(\frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \right) \\ 0 & (|f| > \frac{1+\alpha}{2T}) \end{cases} \tag{10}$$

En observant l'équation (10), on remarque que pour des valeurs d'oc supérieures à zéro, la largeur de bande du signal excède la fréquence maximale du théorème d'échantillonnage de Nyquist. Rappelons que la fréquence maximale F_{max} doit être inférieure au double de la fréquence d'échantillonnage F_s . Autrement, il y a risque de chevauchement avec les répliques spectrales causées par l'échantillonnage. Cependant, la zone de coupure du filtre de Nyquist est symétrique. Ainsi, les composantes fréquentielles supérieures $F_s/2$ viennent s'additionner symétriquement aux répliques spectrales. La véritable réponse fréquentielle est alors une ligne droite sur toute la plage d'intérêt. La ligne en trait pâle de la figure. I.4 illustre ce phénomène [4].

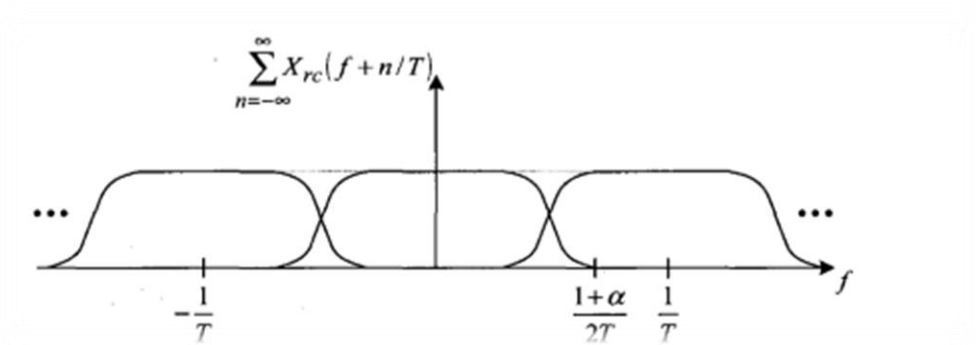


Figure. I.4- Réponse en fréquence du filtre à cosinus surélevé.

I.5. Techniques de modulation numérique

La technique de modulation est la conversion du signal électrique précédent en un autre signal plus adapté au canal de transmission passe-bande. Celle modifie le signal en faisant intervenir, de façon plus ou moins explicite, une fréquence particulière dite fréquence porteuse [6]. Onde porteuse centrée sur la bande de fréquence du canal :

$$s(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi_0) \quad (11)$$

Les paramètres modifiables sont :

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

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles. Dans les procédés de modulation M-aire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui prend M valeurs. Ceci permet d'associer à un état de

modulation un mot de n digits binaires. Le nombre d'états est donc $M = 2^n$. Ces n digits proviennent du découpage en paquets de n digits du train binaire issu du codeur.

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

- Modulation par Déplacement d'Amplitude MDA (Amplitude Shift Keying ASK).

Modulation par Déplacement de P hase MDP (Phase Shift Keying PSK)

- Modulation par Déplacement de Phase Différentiel MDPD (Differential Phase Shift Keying DPSK).

- Modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature MAQ (Quadrature Amplitude modulation QAM).

- Modulation par Déplacement de Fréquence MDF (Frequency Shift Keying FSK) [6].

I.5.1 .Principes de modulations numériques

Le message à transmettre est issu d'une source binaire. Le signal modulant, obtenu après codage, est un signal en bande de base, éventuellement complexe, qui s'écrit sous la forme :

$$c(t) = \sum c_K \cdot g(t - kT) = c_K(t) = a_K(t) + j b_K(t) \quad (12)$$

Avec

$$c_K = a_K + j b_K \quad (13)$$

La fonction g (t) est une forme d'onde qui est prise en considération dans l'intervalle [0, T[puisque t doit vérifier la relation :

$$kT \leq t < (k+1) T \quad (14)$$

Le signal modulé s'écrit sous la forme :

$$m(t) = \sum_k a_k(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_0) - \sum_k b_k(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0) \quad (15)$$

Ou encore :

$$a(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_0) - b(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0) \quad (16)$$

En posant :

$$\mathbf{a}(t) = \sum_k \mathbf{a}_k(t) \quad (17)$$

Et

$$\mathbf{b}(t) = \sum_k \mathbf{b}_k(t) \quad (18)$$

Le signal $\mathbf{a}(t) = \sum_k \mathbf{a}_k(t)$ module en amplitude la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \phi_0)$ et le signal $\mathbf{b}(t) = \sum_k \mathbf{b}_k(t)$ module en amplitude la porteuse en phase $\sin(\omega_0 t + \phi_0)$.

Dans la plupart des cas les signaux élémentaires $\mathbf{a}_k(t)$ onde et $\mathbf{b}_k(t)$ sont identiques à un coefficient près et ils utilisent la même forme d'impulsion $g(t)$ appelée aussi formant:

$$\mathbf{a}_k(t) = a_k g(t - kT) \quad (19)$$

Et

$$\mathbf{b}_k(t) = b_k g(t - kT) \quad (20)$$

Les deux signaux $\mathbf{a}(t)$ et $\mathbf{b}(t)$ sont aussi appelés "trains modulants" et s'écrivent sous la forme :

$$\mathbf{a}(t) = \sum_k a_k \cdot g(t - kT) \quad (21)$$

Et

$$\mathbf{b}(t) = \sum_k b_k \cdot g(t - kT) \quad (22)$$

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans l'alphabet (A_1, A_2, \dots, A_M) et dans l'alphabet (B_1, B_2, \dots, B_M) . Le schéma théorique du modulateur est représenté sur la Figure I.6 .

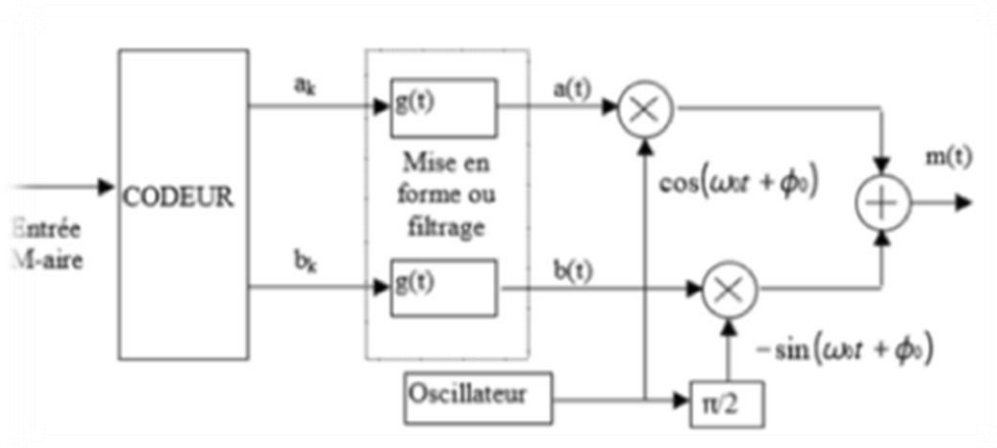


Figure. I.5 - Forme générale du modulateur.

Les différents types de modulations sont définis par les alphabets décrits ici dessus et par la fonction $g(t)$.

A chaque symbole émis correspond un signal élémentaire de la forme :

$$m_k(t) = a_k \cdot g(t-T) \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_0) - b_k \cdot g(t-T) \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0) \quad (23)$$

Qui peut être représentés dans un espace à deux dimensions dont les vecteurs de base sont :

$$a_k \cdot g(t - kT) \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_0) \quad (24)$$

Et

$$b_k \cdot g(t - kT) \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0) \quad (25)$$

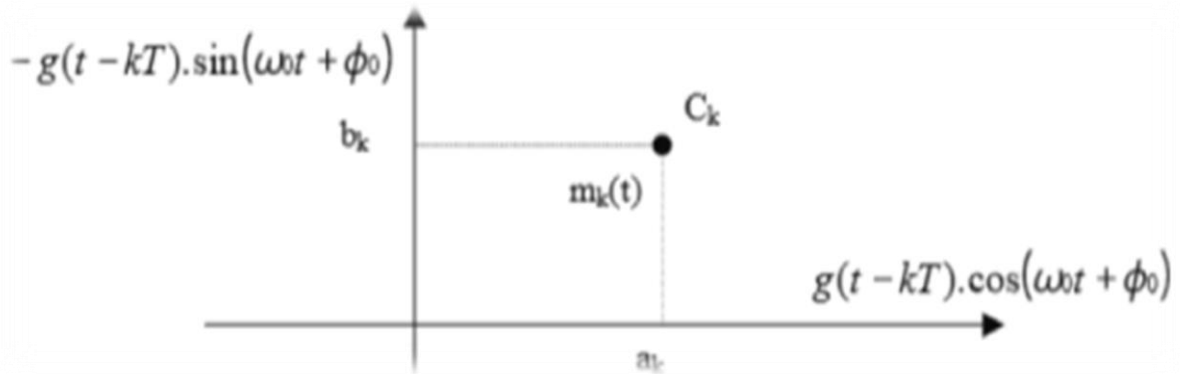


Figure.1.6 Position d'un symbole dans le plan de Fresnel.

Le signal modulé $m(t)$ véhicule des informations distinctes à travers $a_k(t)$ et $b_k(t)$ qui sont deux signaux en bande de base appelés respectivement composante en phase et composante en quadrature. La récupération sera possible uniquement si ces deux signaux sont de bande limitée à $a_k(t)$ et $b_k(t)$ l'intervalle $[-B, B]$ avec $B < f_0$ (Condition de Rayleigh).

Une représentation dans le plan complexe qui fait correspondre à chaque signal élémentaire un point $C_k = A_k + jB_k$ permet de différencier chaque type de modulation. L'ensemble de ces points associés aux symboles porte le nom de constellation [6].

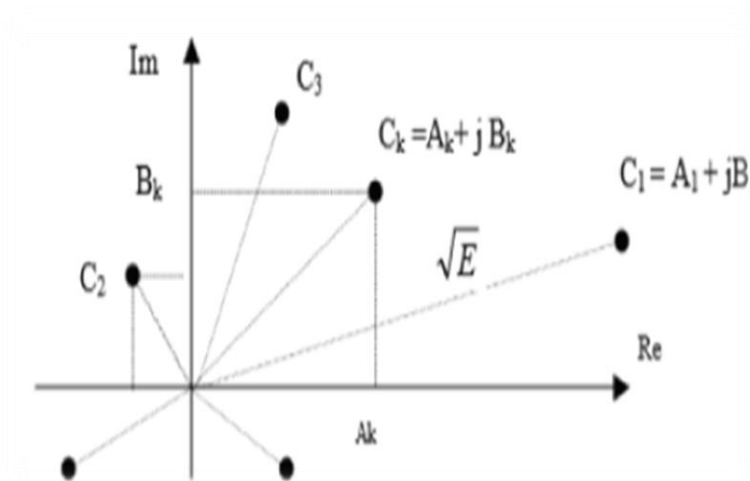


Figure. I.7- Définition d'une constellation numérique.

I.5.1.1. Techniques monoporteuse

Les systèmes de transmission mono porteuse sont des systèmes qui transmettent les données de façon séquentielle sur une seule bande de fréquence ou canal physique, autour d'une seule porteuse, Cette technique est certes très simple à mettre en œuvre mais présentent des inconvénients majeurs lorsque nous sommes en présence de canaux multi trajets très sélectifs. En effet les multiples trajets du canal introduisent une interférence entre symboles (IES) qui affecte la qualité de transmission. Ce phénomène est d'autant plus accentué que le temps symbole du système est faible. Pour combattre cette dégradation, des techniques d'estimations et d'égalisations existent dans la littérature mais on peut déjà limiter ces dégradations en adoptant des mesures de prévention à l'émission comme des formes d'ondes.

Il existe différents types de modulations où le signal de modulation est un flux binaire numérique. La modulation numérique est classée en différents types, en fonction de la variation dans les caractéristiques du signal porteur. Trois caractéristiques du signal qui peut être modifiée au fil du temps sont l'amplitude, la phase et la fréquence [9].

Les trois techniques fondamentales de modulation numérique sont :

- A déplacement d'amplitude ASK (Amplitude Shift Keying)
- A déplacement de fréquence FSK (Frequency Shift keying)
- A déplacement de phase PSK (Phase Shift Keying).

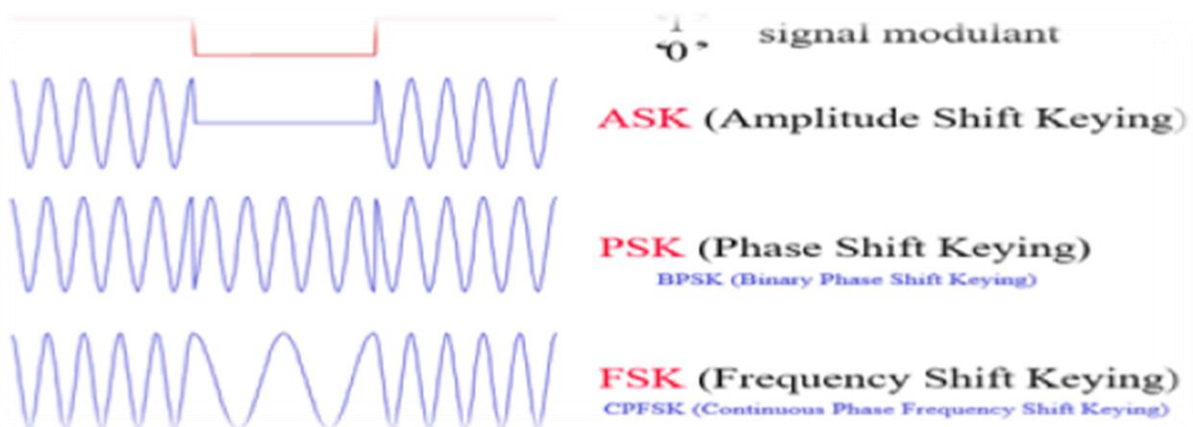


Figure. I.8- Les trois techniques fondamentales de modulation numérique.

I.5.1.2. Modulation d'amplitude (ASK: Amplitude Shift Keying)

Les Modulations par Déplacement d'amplitude (MDA) sont aussi souvent appelées par leur abréviation anglaise : ASK pour "Amplitude Shift Keying". Dans ce cas, la modulation ne s'effectue que sur la porteuse en phase $\cos(\omega_0 + \phi_0)$. Il n'y a pas de porteuse en quadrature. Cette modulation est parfois dite mono dimensionnelle. Le signal modulé s'écrit alors :

$$m(t) = \sum_k a_k \cdot g(t - kT) \cdot \cos(\omega_0 + \phi_0) \tag{26}$$

La forme de l'onde $g(t)$ est rectangulaire, de durée T et d'amplitude égale à 1 si t appartient à l'intervalle $[0, T]$ et égale à 0 ailleurs. Un exemple de modulation d'amplitude est la modulation (binaire) par tout ou rien encore appelée par son abréviation anglaise : OOK pour "On Off Keying".

Modulation par tout ou rien:

Dans ce cas, un seul bit est transmis par période T , et par conséquent $n=1$ et $M=2$. Le symbole a_k prend sa valeur dans l'alphabet $(0, a_0)$. On observe donc sur un chronogramme des extinctions de porteuse quand $a_k = 0$ (Figure. I.9).

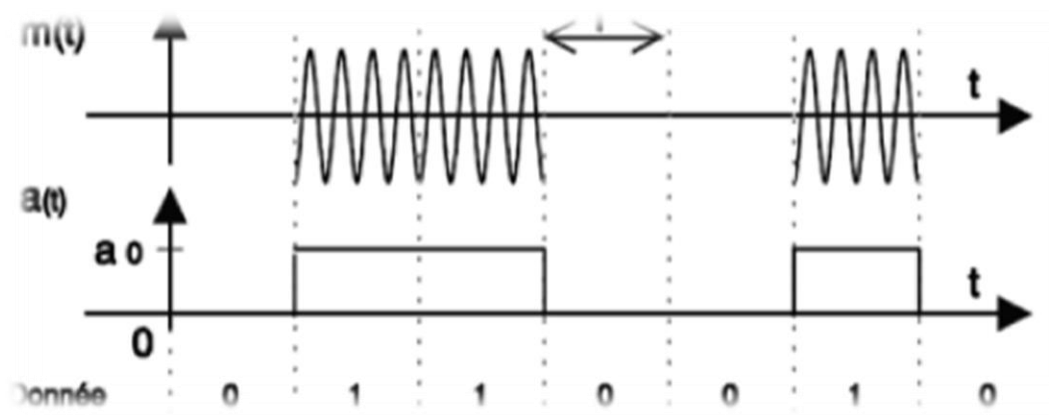


Figure. I.9 - Modulation d'amplitude par tout ou rien (OOK).



Figure. I.10 -Constellation de la modulation (OOK).

A la réception, cette modulation d'amplitude est souvent démodulée par une détection d'enveloppe. En l'absence de bruit, l'élévation au carré du signal $m(t)$ donne un terme à la fréquence $2f_0$ qui sera éliminé par filtrage et un terme en bande de base proportionnel à

$$\sum_k a_k^2 \cdot g(t - kT) \text{ qui est porteur de l'information puisqu'il contient } a_k \text{ [6].}$$

I.5.1.3 Modulation de fréquence (FSK: Frequency Shift Keying)

Chaque état est défini par une fréquence préalablement définie de la porteuse. Si les deux fréquences sont assez différentes le spectre est constitué de deux lobes de largeur $2/T$, lorsque les fréquences sont voisines ces deux lobes viennent se chevaucher, pour $\Delta f/f = 1/2\pi$ le spectre est presque rectangulaire de largeur $1/T$.

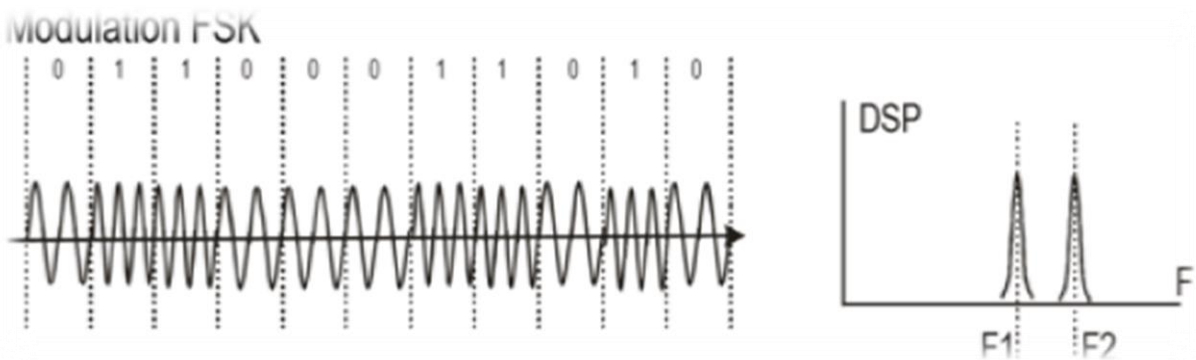


Figure. I.11 -Modulation FSK.

Cette modulation est obtenue très facilement en commutant deux oscillateurs, S'ils sont indépendants il y aura des transitions de phase brutales qui élargissent le spectre, on peut les éviter en commutant deux signaux issus d'un même oscillateur suivi de deux diviseurs différents, ou mieux en agissant sur la tension de commande d'un seul VCO. Dans ce dernier cas le passage d'une fréquence à l'autre est progressif.

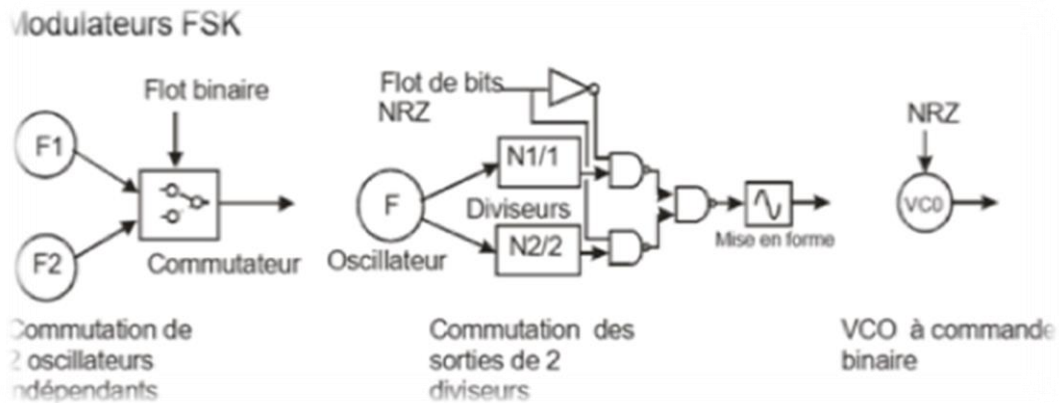


Figure. I.12-modulation FSK avec VCO.

La détection peut être réalisée par deux filtres sélectifs suivis d'une détection et filtrage BF si chaque symbole contient suffisamment de périodes. C'est ce que l'on appelle une détection incohérente. La détection cohérente consiste à multiplier le signal reçu par les deux fréquences dans deux multiplicateurs filtrer les résultats et décider ensuite quelle est la fréquence reçue. Là encore un filtrage classique passe bas ne fonctionne que si chaque symbole contient un nombre suffisant de périodes. De plus les fréquences doivent être connues du récepteur ce qui exige leur restitution préalable. FSK Différentiel Le bit est codé par changement de fréquence [8].

I.5.1.4. Modulation de phase PSK (Phase Shift Keying)

Cette modulation est principalement utilisée pour des transmissions de valeurs binaires. La porteuse est déphasée selon l'amplitude du signal source. Pour un signal binaire, la variation de phase est de 180 degrés à chaque transition. On peut également définir 4 déphasages différents (tous les 90 degrés) pour transmettre les valeurs binaires « 00 », « 01 », « 10 », « 11 ». Dès lors le débit binaire sera 2 fois plus grand que le débit exprimé en Bauds (bit/sec) .

C'est de très loin la technique la plus employée.

$$V(t) = A \cos(2\pi f t + \phi(t)) \tag{27}$$

Avec

$$\phi(t) = \sum \phi_k \Pi(t - kT) \tag{28}$$

Avec ϕ_k pris parmi les valeurs de la forme [8].

I.5.1.5. La modulation en quadrature à x états (x-QAM)

Les modulations d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ) sont aussi appelées par leur abréviation anglaise : QAM pour "Quadrature Amplitude modulation". C'est une modulation dite bidimensionnelle. La MDA et la MDP ne constituent pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l'énergie émise lorsque le nombre de points M est grand. En effet, dans la MDA les points de la constellation sont sur une droite, et dans la MDP les points sont sur un cercle. Or, la probabilité d'erreur est fonction de la distance minimale entre les points de la constellation, et la meilleure modulation est celle qui maximise cette distance pour une puissance moyenne donnée. Un choix plus rationnel est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan [7]. Pour faire cela, nous avons vu que le signal modulé $m(t)$ peut s'écrire :

$$\mathbf{m}(t) = \mathbf{a}(t)\cos(\omega_0(t) + \phi_0) - \mathbf{b}(t)\sin(\omega_0(t) + \phi_0) \quad (29)$$

Avec

$$\mathbf{a}(t) = \sum_k \mathbf{a}_k \cdot \mathbf{g}(t - kT) \quad (30)$$

et

$$\mathbf{b}(t) = \sum_k \mathbf{b}_k \cdot \mathbf{g}(t - kT) \quad (31)$$

I.5.2. Techniques multi porteuses

Les techniques qu'on appelle multiporteuses consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps. Le regain d'intérêt actuel réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale en orthogonalisant les porteuses ce qui permet d'implémenter la modulation et la démodulation à l'aide de circuits performants de transformée de Fourier rapide. Le multiplexage en fréquence est bénéfique pour les transmissions dans des canaux sélectifs en fréquence qui comportent des trajets multiples. C'est pourquoi on trouve cette technique dans les normes de diffusion du son numérique dans des mobiles (DAB Digital Audio Broadcasting), de télévision numérique terrestre (DVB-T Digital Video Broadcasting terrestrial), de communications numériques hauts débits (ADSL Asynchronous Digital Subscriber Line) sur la boucle locale téléphonique, ainsi que dans l'étude des normes de communications pour réseaux locaux à l'intérieur des bâtiments (Hiperlan BRAN).

Suivant les applications, cette technique se nomme OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ou MTC (Multi-Tone Channel).

I.5.2.1.Principe de base

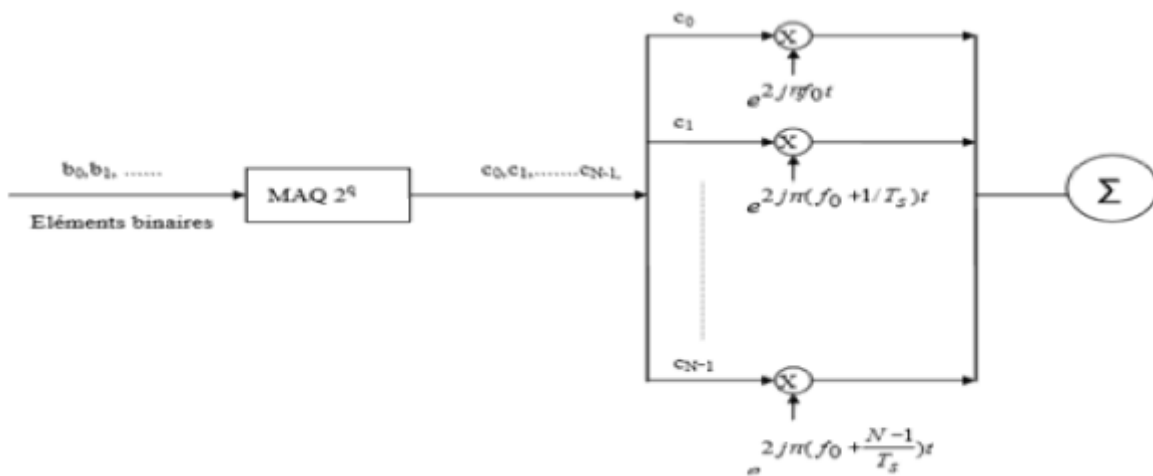
Le principe est de transmettre des données numériques en parallèle modulées sur un grand nombre de porteuses à bas débit. Dans un système conventionnel de transmission de données en série, les symboles sont transmis séquentiellement : le spectre de chaque donnée est autorisé à occuper toute la bande passante disponible .Le principe du multiplexage en fréquence est de grouper des données numériques par paquets de N, qu'on appellera symbole OFDM et de moduler par chaque donnée une porteuse différente en même temps. Considérons une séquence de N données c_0, c_1, \dots, c_{N-1} . Appelons T_s la durée symbole c'est-à-dire le temps qui sépare 2 séquences de N données. Chaque donnée c_k module un signal à la fréquence f_k . Le signal individuel s'écrit sous forme complexe :

$$c_k \cdot e^{2j\pi f_k t} \tag{32}$$

Le signal $s(t)$ total correspondant à toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des Signaux individuels :

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi f_k t} \tag{33}$$

Le multiplexage est orthogonal si l'espace entre les fréquences est $1/T$ [12].Alors :



1Figure. I.13- schéma de principe d'un modulateur.

I.5.2.2. Systèmes de modulation multi-porteuse

Systèmes de techniques de modulation multi-porteuse on a :

- Generalized Frequency Division Multiplexing , GFDM
- Filter Bank Multi Carrier, FBM
- Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM [10].

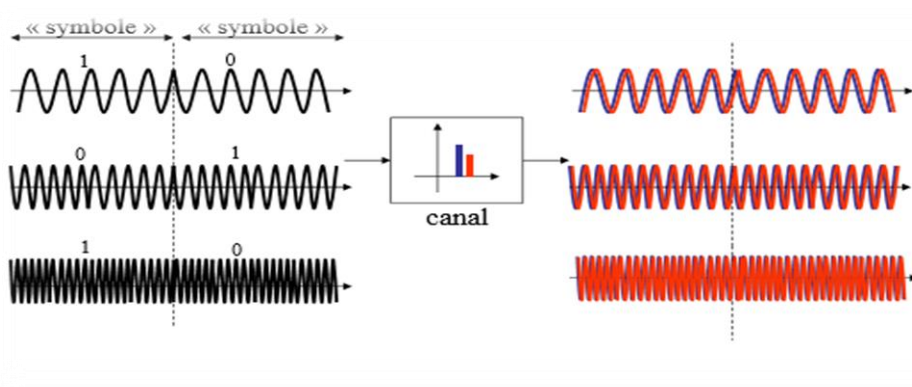


Figure. I.14-Modulation à portees multiples.

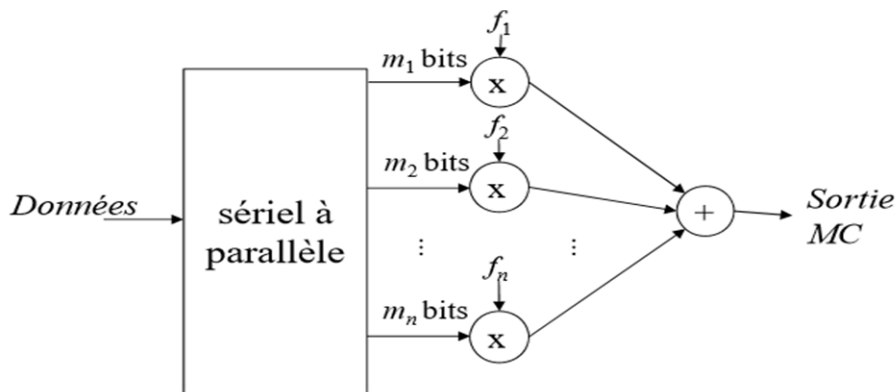


Figure. I.15- Principe d'un système de communication à portees multiples.

I.5.2.3. Generalized Frequency Division Multiplexing, GFDM

La dernière technologie cellulaire actuelle, à savoir le LTE, repose sur le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM). Malgré ses avantages avérés, il existe des lacunes qui empêchent l'OFDM d'en traiter plusieurs. Cela inclut les fuites spectrales, la sensibilité aux décalages de fréquence porteuse et l'efficacité de la bande passante limitée en raison de la grande quantité de préfixe cyclique (CP) qui est nécessaire pour prendre en charge l'égalisation des canaux dans le domaine fréquentiel. Par conséquent, de nouveaux concepts pour la communication multi-porteuse sont recherchés, ainsi que des schémas tels que la banque de filtres multi-porteuse

(FBMC), la transmission d'évitement des interférences par traitement partitionné en fréquence et domaine temporel (IA-PFT), ainsi que le multiplexage généralisé par répartition en fréquence (GFDM) sont considérés dans la communauté de recherche. Tous ces schémas peuvent être classés comme des techniques de bancs de filtres et sont liés à l'OFDM étudié en profondeur. Avec GFDM, nous proposons une généralisation de l'OFDM, qui introduit des degrés de liberté supplémentaires lors du choix des paramètres du système. Le nouveau schéma offre plus de flexibilité en ordonnant les données dans une structure de bloc temps-fréquence bidimensionnelle, en introduisant une mise en forme d'impulsion flexible pour les sous-porteuses individuelles et en réduisant potentiellement la quantité de CP par rapport à la quantité de données utiles, tout en fournissant toujours des moyens pour une égalisation efficace en une seule prise dans le domaine fréquentiel. Une technique appelée morsure de queue est utilisée pour éliminer le besoin de périodes de garde supplémentaires qui seraient nécessaires dans un système conventionnel, afin de compenser le filtrage des queues et empêcher le chevauchement des symboles suivants. Cependant, ajouter plus de flexibilité au système est échangé pour l'orthogonalité des sous-porteuses. L'utilisation d'une forme d'impulsion avec une forte localisation en fréquence introduit des interférences inter symboles (ISI) et inter-porteuses (ICI) auto-crées. Cela peut être atténué en utilisant des techniques d'annulation des interférences [12].

Modèle d'émetteur en bande de base GFDM :

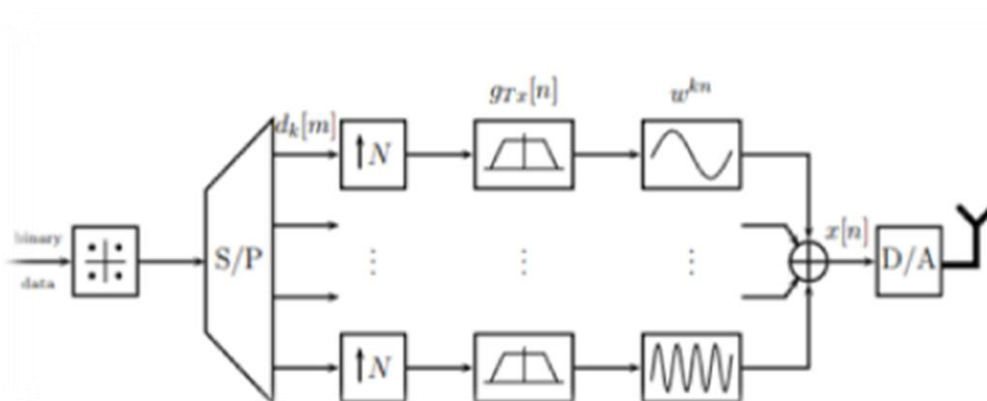


Figure. I.16- Modèle d'émetteur en bande de base GFDM.

Modèle de récepteur de filtre adapté GFDM (bande de base) avec annulation des interférences (rouge) :

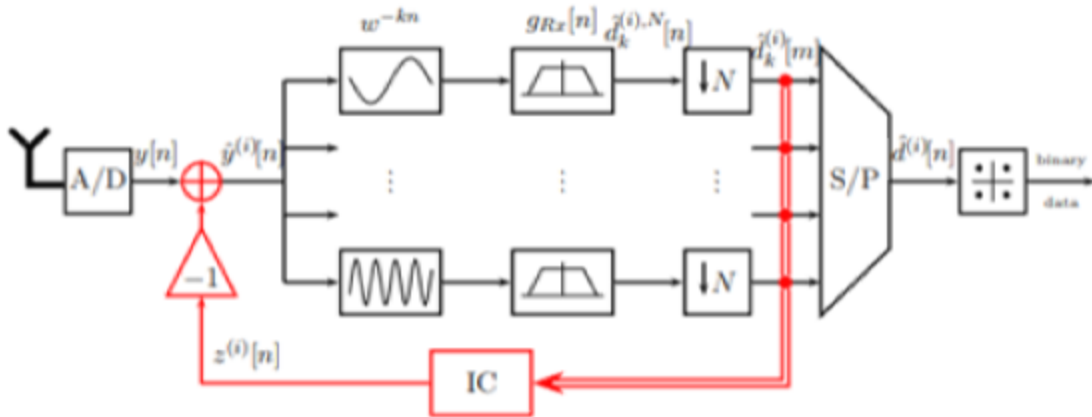


Figure. I.17 -Modèle de récepteur de filtre adapté GFDM.

I.5.2.4.Filter Bank Multi-Carrier (FBM)

Le filtre de banque multi-porteuse (FBMC) est une technologie de transmission de base pour la communication sans fil standard 5G à venir. Il est également considéré comme une alternative à la fameuse Division Orthogonale de Fréquence (OFDM). La technologie FBMC maintient les avantages OFDM et améliore ses faiblesses; Pour garantir une communication sans interférences, l'OFDM utilise un préfixe périodique (CP) avec un filtre à impulsions rectangulaire. FBMC peut contourner ce problème avec un schéma de modulation différent et un filtre de modèle spécialisé [11].

I.5.2.5.Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM

Une méthode simple et peu coûteuse pour réaliser une modulation multiporteuses consiste à utiliser la TFD et la TFD inverse. Il existe des algorithmes rapides pour calculer les transformations (FFT et IFFT) et la base d'exponentielles complexes est orthogonale.

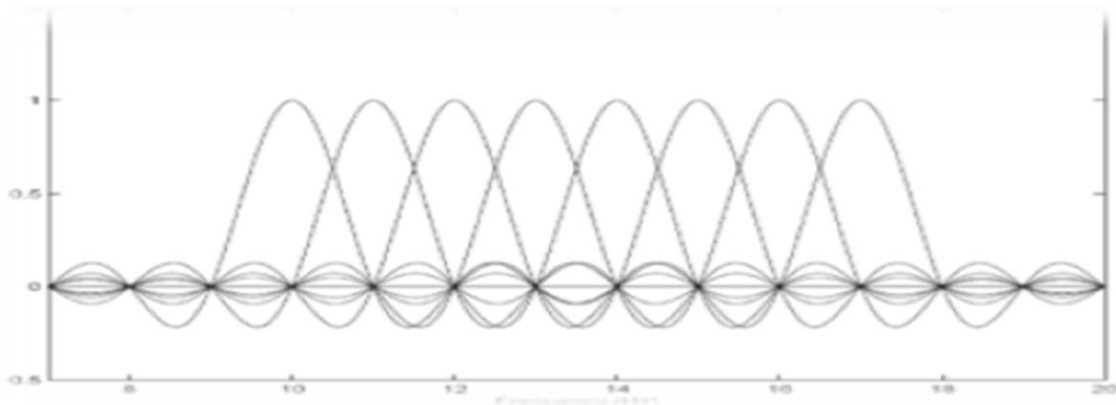


Figure. I.18 -Spectre de fréquences d'un canal d'un système OFDM.

I.5.2.5.1. Canal sélectif en fréquence

En présence d'un canal multi-trajet, des versions décalées du symbole n s'additionnent entre eux, créant de l'ISI entre symboles OFDM. La récupération du symbole est impossible. Le retard maximum entre les symboles est égal à T_{max} .

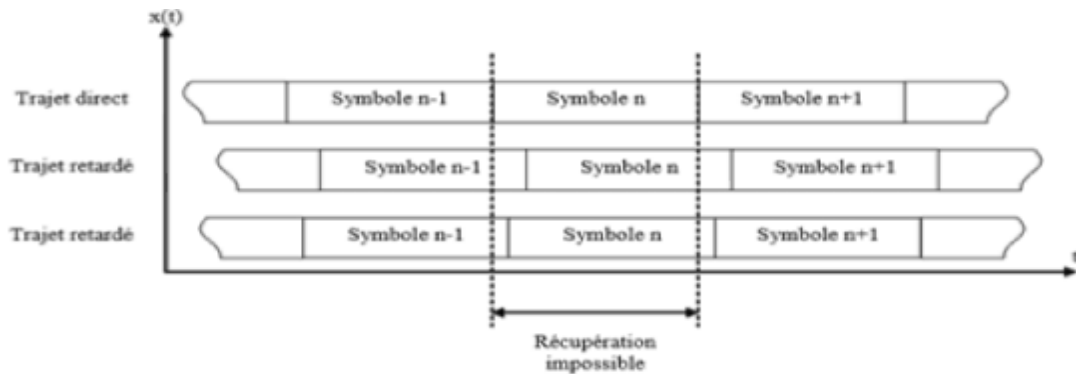


Figure. I.19 - Canal multi-trajet de la version décalée du symbole n.

Pour absorber ce retard, on va comprise entre 1/4 et 1/32 de la durée du symbole. Le débit utile est réduit dans les mêmes proportions. Le spectre est légèrement modifié sur les bords à cause de l'élargissement de la porte (on ne voit plus les lobes secondaires car les sinus cardinaux ne s'annulent plus en même temps. L'allure allonger le symbole OFDM avec un préfixe cyclique (CP) ou intervalle de garde (GI). Sa durée est généralement générale du spectre ne change pas).

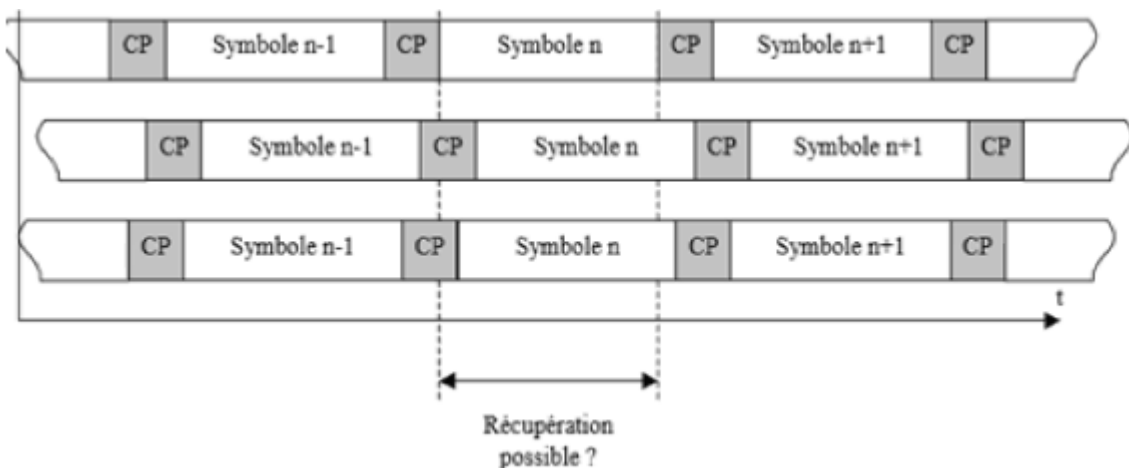


Figure. I.20- Symbole OFDM avec un préfixe cyclique (CP).

Il faut restaurer l'orthogonalité des porteuses qui a été perdue. Pour cela, on va copier la fin du symbole OFDM au début. Raisononnons sur des porteuses réelles. Chaque porteuse OFDM correspond à un nom entier de périodes sur le symbole OFDM (de 0 à N-1). En copiant la fin du

symbole dans l'intervalle de garde, on prolonge le signal sans créer de discontinuité. On appelle ce bloc de données le préfixe cyclique.

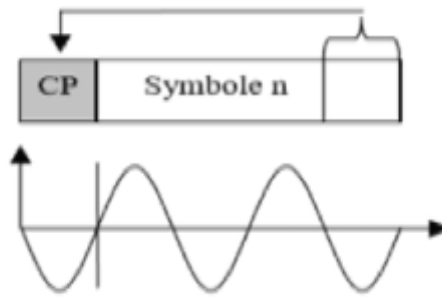


Figure. I.21 - intervalle de garde préfixe cyclique.

Les types de technique OFDM

- MIMO-OFDM (Multiple Inputs, Multiple Outputs-OFDM)
- V-OFDM (Vector -OFDM)
- C-OFDM (Coded - OFDM)
- Flash-OFDM
- W-OFDM (Wideband OFDM) [23].

I.5.3. Émetteur-récepteur linéaire monoporteuse sur canal à AWGN

Le modèle du système de transmission complexe équivalent en bande de base est donné dans la Figure I.23.

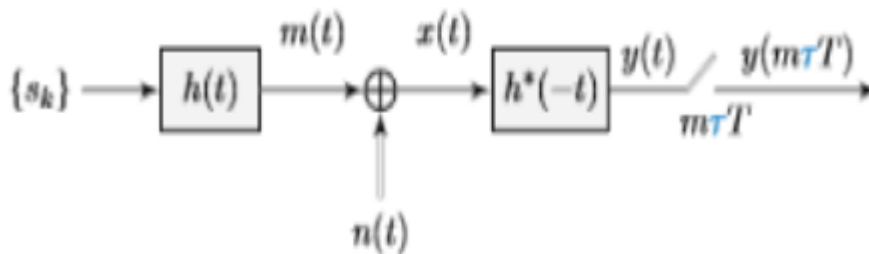


Figure. I.22- Schéma bloc du système non codé.

Le signal émis en bande de base est donné par :

$$\mathbf{m}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k \mathbf{h}(t - kT) \quad (34)$$

Où T est la période symbole et $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre d'émission. Le signal modulé est affecté par un canal à bruit additif blanc Gaussien (AWGN) centré avec densité spectrale de puissance N_0 . Le signal à la sortie du canal s'écrit :

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{m}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (35)$$

N_0 Densité spectrale de puissance de bruit.

I.6. Conclusion

Nous avons dans le présent chapitre, examiné Systèmes linéaire à temps variable. Nous avons également examiné Chaîne de transmission numérique; Filtre de mise en forme et Techniques de modulation numérique. Nous avons ensuite abordés les Techniques monoporteuse et Techniques multiporteuse ; Multiplexage par répartition généralisée des fréquences GFDM ainsi que les Bancs de filtres Multi Carrier FBM et Multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence OFDM ; en fin examiné émetteur-récepteur linéaire monoporteuse sur canal. Pour objectif de cerner les problèmes inhérents à la transmission physique des informations binaires ; à fin de mieux comprendre l'utilité de certains organes et fonctions utilisés sur les réseaux.

Chapitre II
Canal de transmission et
perturbation

II. 1.Introduction

Un canal de communication ou canal de transmission est un support (physique ou non) permettant la transmission d'une certaine quantité d'information, depuis une source (ou émetteur) vers un destinataire (ou récepteur). Souvent, le canal altère l'information transmise, par exemple en ajoutant un bruit aléatoire. Le bruit est un signal aléatoire se chevauchant sur un signal utile. En fonction de l'amplitude du bruit par rapport au signal, le bruit provoque une fluctuation aléatoire de l'amplitude du signal. De plus, le canal atténue le signal transmis ce qui limitera sa portée. Dans ce cas, les "informations" véhiculées par le signal se détériorent, voire se perdent, en présence de bruit. Les signaux utiles sont souvent mélangés avec du bruit. ; Le bruit est une définition parasite aléatoire, souvent d'origine thermique. Tout signal de fréquence F dont l'amplitude est inférieure ou égale au seuil de bruit à la fréquence F est indiscernable du bruit par un récepteur électronique. Ainsi, le bruit détermine la limite d'amplitude faible qui permet de détecter le signal. Lors de la détermination de la taille d'un canal de transmission. Le bruit peut être distingué de plusieurs manières, par densité spectrale de puissance (DSP), c'est-à-dire distribution de puissance en fonction de la fréquence (puissance par hertz) ou Grâce à la fonction de distribution de capacité ou de densité de probabilité, ainsi que par diverses valeurs statistiques telles que la valeur moyenne et la variance; Le but de ce chapitre est d'afficher les différentes sources de bruit dans le canal de transmission, de montrer les quantités qui permettent de les distinguer et de relier la quantité de bruit à la dissolution du signal numérique. A partir de ces critères l'amplitude minimale que le signal doit avoir pour éviter les fausses transmissions, il sera possible de mesurer la puissance à envoyer dans le canal, les caractéristiques du signal et les gains et pertes des différents éléments du canal.

II.2. Le canal

Le canal de transmission au sens de la théorie de la communication comprend le support de propagation physique ainsi que les émetteurs et récepteurs [6]. Il est caractérisé par :

Sa bande passante, les trajets multiples du canal et le bruit qu'il génère. La capacité théorique, C (bits/s), du canal est exprimée par la relation de Shannon :

$$C = \omega \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (36)$$

Dans l'équation (36), ω et $\frac{S}{N}$ sont respectivement la bande passante du canal et le rapport signal à bruit dans la bande de transmission [13].

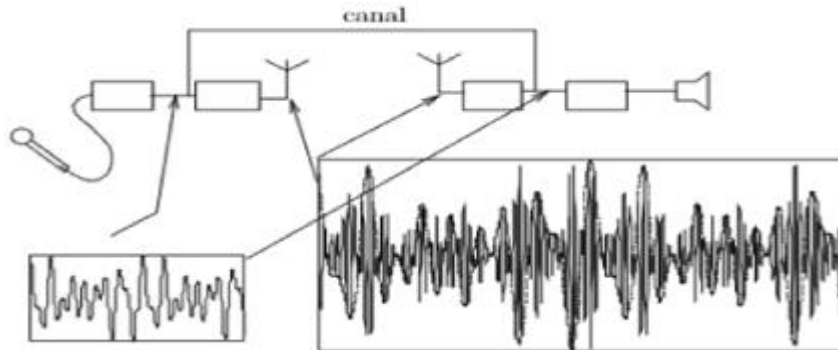


Figure II.1 - canal de transmission.

Il est pratiquement constitué par l'un des supports suivants : câble de transmission, un câble coaxial, une fibre optique ou l'espace libre. Le canal de transmission peut inclure aussi le bruit dont les origines sont le milieu de transmission et les dispositifs électroniques nécessaire pour la transmission. Ce bruit est modélisé par une source de bruit $B(t)$ située en amont du récepteur et est considéré comme un processus aléatoire gaussien, à moyenne nulle, stationnaire, indépendant du signal émis et de densité spectrale de puissance bilatérale $y_B(F)$.

$$y_B(F) = \frac{N_0}{2} \tag{37}$$

II.2. 1.Type des canaux de communication

La modélisation du canal de communication décrit le milieu de propagation, qui peut se comporter comme un filtre linéaire, ou présenter des non linéarités; il peut être aussi stationnaire ou variable en fonction du temps.

❖ Canal à bruit additif

Le modèle mathématique le plus simple d'un canal de communication est le canal à bruit additif où le signal transmis est perturbé par un bruit blanc additif $r(t)$ comme illustré sur la figure (II.2).

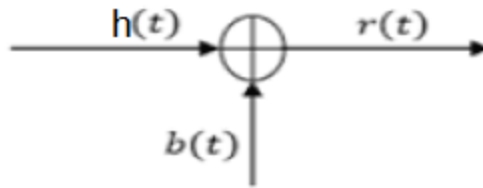


Figure II.2 - Canal à bruit additif.

Le signal à la sortie du canal est donné par :

$$r(t) = h(t) + b(t) \tag{38}$$

❖ Canal à filtre linéaire

Le modèle du canal à filtre linéaire avec un bruit blanc gaussien additif est représenté par la figure (II.3).

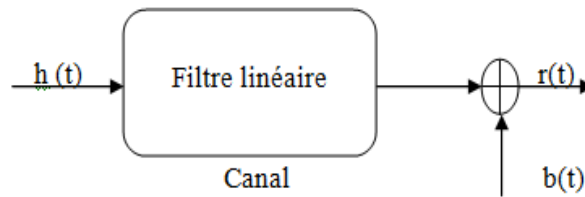


Figure II.3- Canal à filtre linéaire.

Le signal à la sortie du canal est donné par :

$$r(t) = h(t) * h(t) + b(t) \tag{39}$$

Avec

$$r(t) = \int_{+\infty}^{-\infty} h(\tau)h(t - \tau)d\tau + b(t) \tag{40}$$

❖ Canal non linéaire

Dans les canaux de communication, la non linéarité est due essentiellement aux amplificateurs de puissance dont les meilleurs rendements sont garantis dans la zone de saturation où l'information transportée par le signal risque d'être dégradé [20].

II.3. Bande de cohérence d'un canal de transmission

B_c est une mesure statistique de la bande de fréquence dans laquelle le canal peut être considéré comme plat (non sélectif). Si la largeur de bande du signal transmis en bande de base est supérieure à la bande de cohérence B_c , on obtient alors un fading sélectif en fréquence. B_c est reliée en général à l'étalement efficace du retard par la relation :

$$B_c \approx \frac{1}{\alpha \sigma_\tau} \tag{41}$$

La valeur de B_c est généralement fonction de la corrélation fréquentielle.

II.4. Temps de cohérence d'un canal de transmission

Le temps T_C est la durée pendant laquelle le canal est considéré comme invariant. Si deux signaux arrivent avec une séparation supérieure à T_C , ils sont donc affectés différemment. Dans notre exemple, le troisième et le quatrième signal sont affectés différemment.

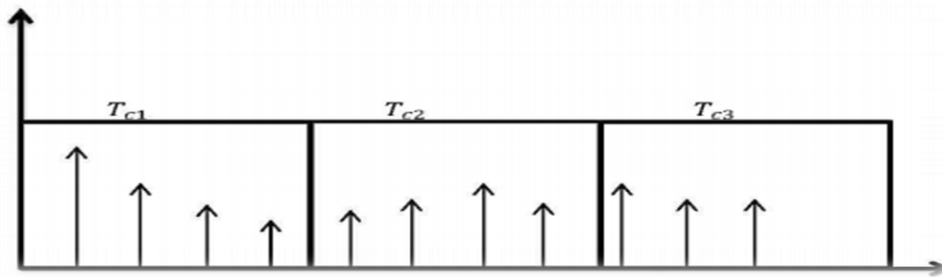


Figure II.4- Temps de cohérence.

Il est équivalent lié à l'étalement Doppler dans le domaine temporel par l'une des trois relations suivantes :

$$T_C \approx \frac{1}{B_d} = \frac{1}{2 \cdot f_{d,max}} \tag{42}$$

$$T_C = \frac{9}{16\pi B_d} \tag{43}$$

$$T_C = \sqrt{\frac{9}{16\pi}} \cdot \frac{1}{B_d} = \frac{0.423}{B_d} \tag{44}$$

T_C : Temps de Cohérence

II.5. Atténuation et distorsion

Pour caractériser la transmission et l'optimiser il a d'abord fallu établir un modèle électrique des lignes métalliques. Pour les supports apparus ensuite (fibre optique notamment) il a fallu de même les caractériser en terme de comportement, c'est-à-dire identifier leurs défauts. Les paramètres primaires concernent l'atténuation et le bruit. Les paramètres secondaires portent sur la distorsion de délai et d'atténuation. L'atténuation est le résultat de l'érosion du signal par la transmission. Elle dépend de la longueur du trajet et des caractéristiques physiques du support. Elle se mesure par une

perte d'énergie et donc de puissance et s'exprime en décibel. Si les signaux émis et reçu ont une puissance respectivement P_e et P_r (Watts) alors l'atténuation est donnée en décibel par :

$$A \text{ (dB)} = 10 * \log_{10} (P_r / P_e) \quad (45)$$

La distorsion d'atténuation existe dès lors que l'atténuation varie en fonction de la fréquence. Si on reprend l'exemple du signal carré. . La correction possible consiste à introduire une opération d'égalisation. On compense l'atténuation variable en amplifiant le signal par intervalles de fréquences pour obtenir une atténuation résultante à peu près constante. Une autre distorsion importante est la distorsion de délai. Le délai de propagation est celui qui sépare l'émission de la réception. Il dépend de la distance mais aussi des caractéristiques du support. Comme pour l'atténuation les fréquences, le délai peut varier. Dans une bande passante donnée, le délai peut être minimal au centre et augmenter à mesure qu'on s'écarte [15].

II.6. Les distorsions non-linéaires

Le terme distorsion est employé pour désigner une différence détectée entre une source sonore et sa version transmise, enregistrée et reproduite par un dispositif audiofréquence. On peut donner une terminologie plus précise qui désigne des exemples de distorsion non-linéaire (saturation, écrêtages, distorsion d'amplification) couramment rencontrés dans les dispositifs d'enregistrement/lecture. Ceux-ci traduisent l'apparition des trois mécanismes fondamentaux qui décrivent la déformation produite sur le signal audio, à savoir :

- La distorsion linéaire en amplitude et en phase
- La distorsion harmonique
- La distorsion d'intermodulation de fréquences [16].

II.7. Les décalages fréquentiels

Présents dans les systèmes présentant des modulations de type SSB et dus à une démodulation imparfaite (porteuse résiduelle et/ou décalée). Ceux-ci peuvent être compensés soit par une boucle à verrouillage de phase, soit par un traitement numérique adéquat.

II.8. Canal à évanouissement

Si la durée d'émission d'un symbole T_b d'un signal est inférieure à $(\Delta t) C$, tous les paramètres de gains, de variations de phase et de délais pourront être considérés comme constants. On parle alors de canal à évanouissement progressif (slowly fading channel). La bande de cohérence d'un canal de transmission est quant à elle une mesure de l'espacement fréquentiel nécessaire pour que deux signaux identiques soient non-corrélés. Dès lors, si un signal émis occupe une bande de fréquence $\omega = 1/T_c < B_c$, il sera seulement caractérisé par trois paramètres : un gain, une variation de phase et un délai. Nous sommes donc en présence d'un seul chemin réservable. Lorsque $\omega < B_c$, on parle de canal à évanouissement non sélectif, sinon, on parle de canal à évanouissement sélectif.

B_d est la bande d'étalement Doppler du canal. Quant à $(\Delta t) C \approx 1/B_d$, il est appelé temps de cohérence du canal de transmission.

II.9. Le bruit de phase (phase jitter)

Le bruit de phase qui peut être considéré, dans certains cas, comme une modulation de fréquence de faible indice de modulation. C'est souvent une spécification que les systèmes de réception doivent tenir, de manière à ne pas perturber outre mesure l'égalisation/décision.

II.10. Notion d'interférence entre symbole

Dans un canal à bande passante infinie aussi appelé canal idéal (qui n'a pas de réalité Physique), la bande passante est suffisamment large pour transmettre les signaux modulés sans distorsion. Tel canal n'est plus utilisable lorsque le canal est partagé entre plusieurs utilisateurs. Pratiquement, les canaux de communication ont une bande passante limitée, et, par conséquent, les impulsions transmises ont tendance à s'étaler lors de leur propagation. L'étalement des impulsions conduit aux chevauchements des impulsions adjacentes (Figure II.5) [13].

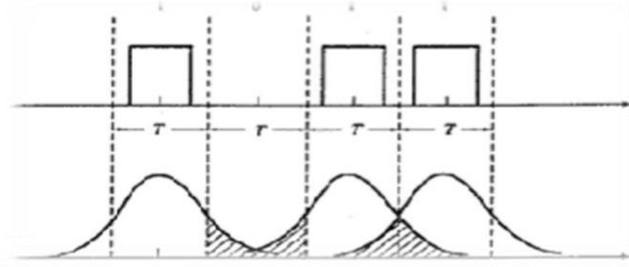


Figure II.5-Interférence entre symboles.

Dans un premier temps, nous considérons le cas d'un canal linéaire sans bruit additif. Dans le cas classique des modulations linéaires, on peut représenter les signaux de source équivalent passe-bas par :

$$\sum_{n=0}^{\infty} I_n g(t - nT) \tag{46}$$

Où $\{I_n\}$ est la séquence de symboles d'information et $g(t)$ l'impulsion de mise en forme du signal, à bande passante limitée à B ($g(t) \Leftrightarrow G(f)$ avec $|G(f)| = 0$ pour $|f| > B$). Ce signal est transmis sur un canal ($C(f)$) ayant la même limitation de bande passante. En conséquence, on représente le signal reçu par :

$$\sum_{n=0}^{\infty} I_n h(t - nT) + Z(t) \tag{47}$$

Où

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t) c(t - \tau) d\tau \tag{48}$$

Et $z(t)$ représente le bruit additif Gaussien. La théorie de la décision nous apprend qu'il suffit d'échantillonner la sortie du canal, préalablement filtré par un filtre adapté (de réponse fréquentielle $H^*(f)$) à un taux de $1/T$ écho. /sec. On peut donc écrire :

$$y(t) = \sum_{n=0}^{\infty} I_n x(t - nT) + v(t) \tag{49}$$

où $x(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre $h(t) \otimes h(-t)$ et $v(t)$ le bruit blanc filtré par $H^*(f)$. Après échantillonnage, les variables aléatoires de sortie sont :

$$\sum_{n=0}^{\infty} I_n x(KT - nT + \tau_0) + v(KT + \tau_0) = y(kT + \tau_0) = y_k \tag{50}$$

Ou τ_0 est un délai introduit par le canal.

$$y_k = \sum_{n=0}^{\infty} (I_n x_{k-n} + v_k) \tag{51}$$

En normalisant x_0 à 0, on obtient :

$$y_k = I_K + \sum_{n=0}^{\infty} (I_n x_{k-n} + v_k) \tag{52}$$

Ou le second terme représente l'interférence entre symboles (influence sur la sortie à l'instant k des symboles d'indice différent de k) et v_k représente le bruit additif coloré par le filtre de réception

II.11. Canal à bruit blanc

Les modèles utilisés pour représenter le canal de transmission sont relativement simples. Le plus simple et le plus classique est le canal à bruit blanc additif gaussien (canal BBAG). En sortie de ce canal, le signal reçu résulte de l'addition du signal émis et d'un bruit blanc. Si on excepte ce bruit, le signal émis ne subit aucune modification : nous dirons que le canal est sans distorsion. Le bruit additif est indépendant du signal. Il est modélisé par un processus aléatoire stationnaire, blanc, gaussien et centré. Sa densité spectrale bilatérale de puissance est constante [5].

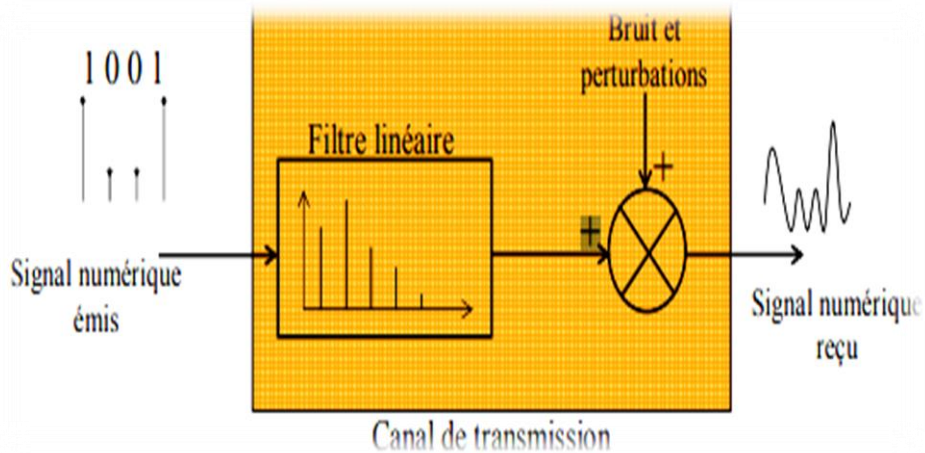


Figure II.6- Modèle général d'un canal de transmission à bruit additif.

II.11.1. Le Bruit blanc gaussien

Le bruit blanc gaussien est un modèle de bruit largement utilisé dans de nombreux domaines. En effet, lorsqu'un phénomène correspond à la somme d'un grand nombre de variables

aléatoires, il est possible de démontrer par le théorème de la limite centrale que la distribution statistique de ce phénomène suit une distribution gaussienne. Dans le domaine fréquentiel, un bruit blanc présente une DSP constante en fonction de la fréquence. Un bruit gaussien suit une distribution gaussienne, caractérisée par une moyenne μ et une variance σ^2 [17].

$$P(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (53)$$

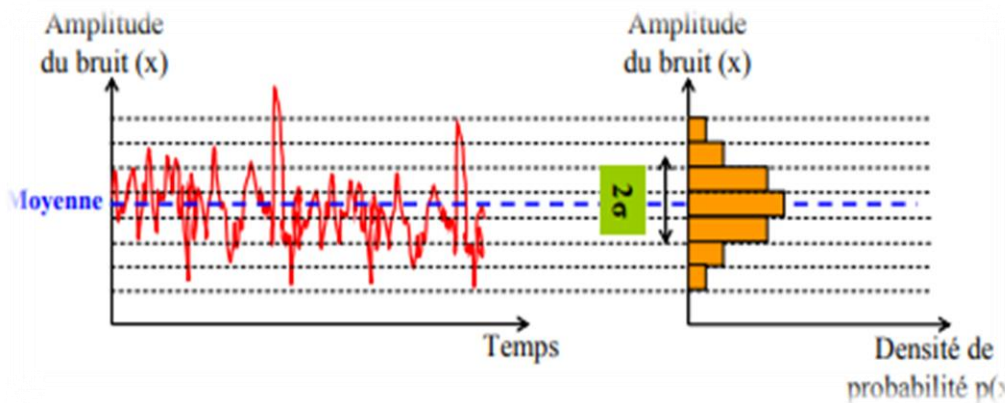


Figure II.7- Représentation temporelle d'un bruit gaussien et distribution statistique de son amplitude

II.11.2. Rapport signal sur bruit

Tout signal mesuré comporte du bruit, c'est à dire une composante aléatoire. Notion de bruit dépend du contexte. Par exemple :

- pour l'ingénieur télécom,
- Ondes radio d'un satellite = signal
- Ondes radio d'une source astrophysique (pulsar...) = bruit
- pour l'astrophysicien,
- Ondes radio d'un satellite = bruit
- Ondes radio d'une source astrophysique (pulsar...) = signal

Un signal $a(t)$ dépendant du temps contient une composante aléatoire $b(t)$ (bruit) et une composante déterministe $s(t)$ (signal) :

$$a(t) = s(t) + b(t) \quad (54)$$

Introduit la notion de rapport signal sur bruit pour quantifier la qualité d'un signal :

$$R_{S/B} = \frac{P_s}{P_b} \quad (55)$$

P_s est la puissance du signal, P_e celle du bruit [24].

SNR en décibel (dB) est donné par :

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} SNR_{dB} \left(\frac{P_{signal}}{P_{bruit}} \right) \quad (56)$$

II.12. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les généralités d'un canal de transmission et perturbation. La bande et le temps de cohérence d'un canal de transmission, ainsi que l'atténuation et la distorsion. En outre, nous avons donné la distorsion non linéaire et le décalage fréquentiel et on présente le canal à évanouissement et le bruit de phase, ainsi que les notions d'interférence entre symboles. Enfin, nous avons présenté le canal à bruit blanc, dont le bruit blanc gaussien et le rapport signal sur bruit.

Chapitre III
Egalisation

III.1. Introduction

Dans tout système de communication, l'émetteur et le récepteur communiquent via un canal, généralement appelé canal de transmission. Il peut s'agir de ce dernier dans certains cas comme les réseaux fixes, ou de l'environnement environnant comme dans les réseaux mobiles, ou au final un mélange des deux comme on le voit aujourd'hui avec la convergence entre réseaux fixe et mobile. Généralement, le signal reçu par le récepteur ne correspond pas au signal émis. Celui-ci a pu subir des déformations qui peuvent être des échos, Pour atténuer, voire disparaître, certaines des composantes de fréquence du signal. D'autres faux signaux peuvent être captés pendant la transmission et ajoutés au message envoyé sous forme de bruit. Le canal de transmission apporte des perturbations plus ou moins importantes au message émetteur qui peuvent être classées selon sa source: on peut distinguer les perturbations dues au filtrage par canal; Les perturbations causées par un bruit ajouté au canal sont souvent considérées comme gaussiennes.

III.2. Principe de l'égalisation

En principe, si le canal est parfaitement connu, il est possible de rendre l'interférence entre symboles arbitrairement faible, ou même de l'éliminer complètement, en utilisant une paire de filtres d'émission et de réception tels que :

$$\sum_n S(n + f/T_S) C(n + f/T_S) H(n + f/T_S) \quad (57)$$

La chaîne complète vérifie le critère de Nyquist (le filtre global $S(f) C(f) H(f)$ est un filtre de Nyquist). En pratique, cependant, on ne connaît que très rarement les caractéristiques exactes du canal, et tout au plus des valeurs moyennes. Par ailleurs, il subsiste des erreurs dans la correction de l'interférence entre symboles, en raison des imperfections sur l'implantation du filtre s et h . Le canal peut ne pas être stationnaire, c'est-à-dire que ses caractéristiques varient au cours du temps. L'effet de ces différents facteurs est une interférence entre symboles (éventuellement résiduelle), qu'il faut compenser, à l'aide d'un dispositif appelé égaliseur, ce dispositif pouvant également être variable dans le temps. En bande de base, si les filtres d'émission et de réception sont fixés, le rôle de l'égaliseur est simplement de compenser la réponse du canal. En notant ainsi $e(t)$ la réponse impulsionnelle de l'égaliseur et $E(f)$ sa fonction de transfert, il faut obtenir [18].

$$E_f = \frac{1}{c_f} \quad \text{sur } [-B ; B] \quad (58)$$

III.3. Méthodes d'égalisation (Techniques d'égalisation)

L'égalisation est une méthode utilisée à base de filtres à coefficients adaptatifs, ils peuvent être des filtres à réponse impulsionnelle finie FIR, ou à réponse impulsionnelle infinie IIR, la structure de ces filtres peut être linéaire, non linéaire, ou en treillis dépendamment de la technique utilisée, ainsi que différents algorithmes d'adaptation. L'adaptation des coefficients des filtres se fait par un algorithme qui ajuste ses coefficients de manière à ce que la réponse impulsionnelle soit l'inverse du canal. La figure suivante montre une description générale des différentes techniques d'égalisation, ainsi que quelques algorithmes d'adaptation [19].

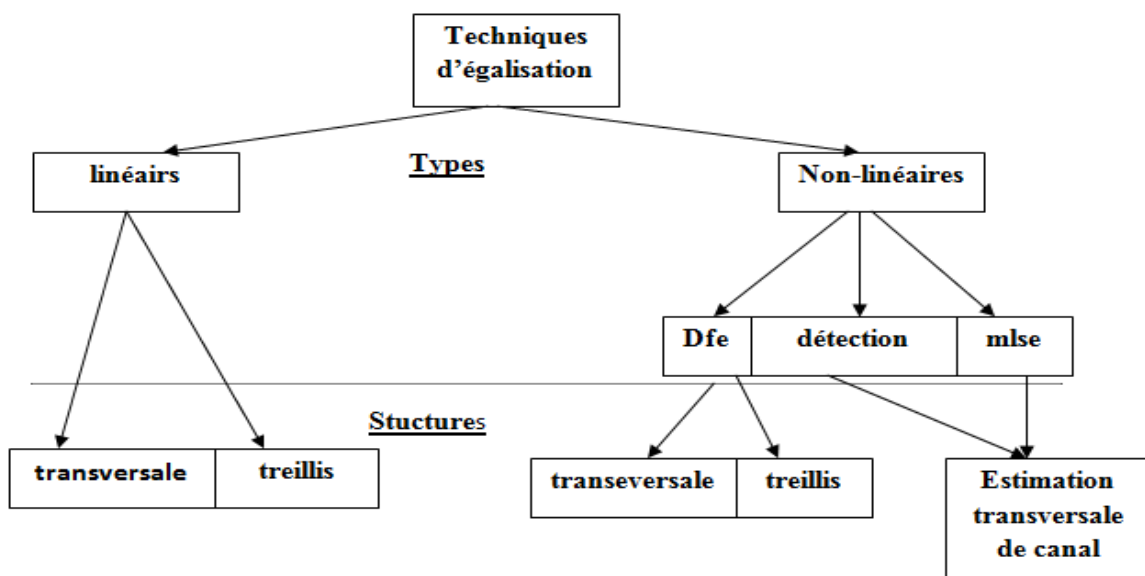


Figure III.1- Différentes techniques d'égalisation.

III.4. Les structures classiques de l'égalisation

Du point de vue des hypothèses, on supposera dans ce qui suit, que :

- la séquence des symboles a_n est stationnaire, centrée et blanche,
- le bruit d'observation $b(n)$ est centré, décorrélé (ou indépendant) des symboles a_n , et blanche,

- la réponse du canal $c(t)$ est causale.

On a :

- L'égaliseur transverse (L'égaliseur par « zéro forcing » ; Égaliseur à erreur quadratique minimale ; Égaliseur transverse adaptatif...)
- Égaliseur récursif à retour de décision.

III.4.1. L'égaliseur linéaire

Les égaliseurs transverses sont les plus simples à mettre en œuvre. Il s'agit de simples filtres numériques linéaires à réponse impulsionnelle finie (FIR) (Figure III.2).

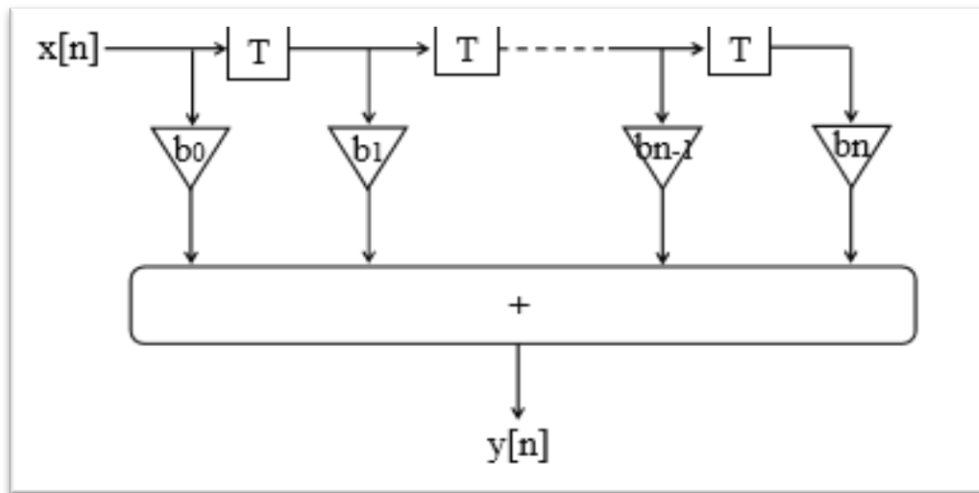


Figure III.2-Structure d'un égaliseur transverse.

Ce sont des filtres non récursifs qui présentent l'avantage de ne pas présenter de boucles de contre réaction et donc d'être toujours stables. Leur fonction de transfert est calculée à partir de celle du canal pour annuler l'IES réponse impulsionnelle du canal est parfaitement connue, il est possible de déterminer une réponse impulsionnelle pour l'égaliseur de manière à donner une forme idéale à l'impulsion en sortie du filtre égaliseur, comme le montre la Figure III.3.

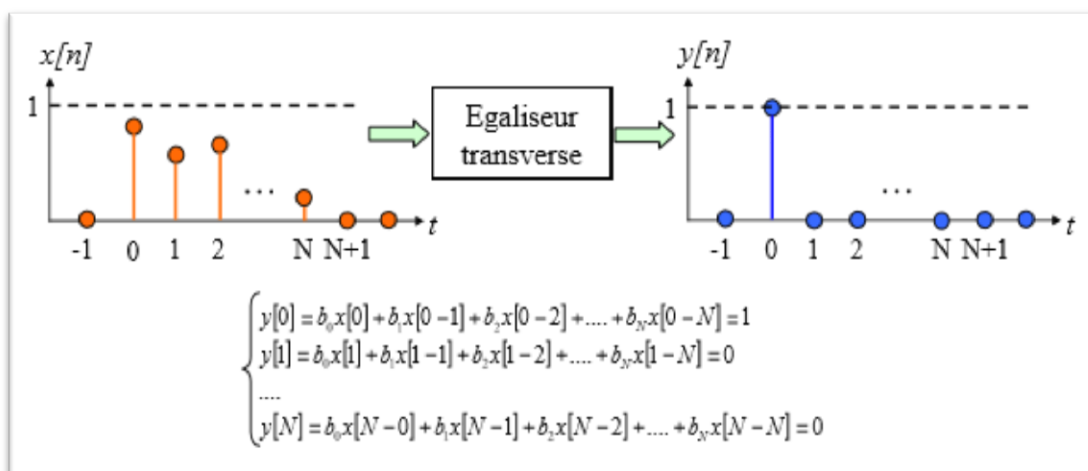


Figure III.3- Calcul des coefficients d'un égaliseur transverse.

Malgré leur simplicité, les égaliseurs transverses sont peu efficaces puisque la fonction de transfert du canal doit être parfaitement connue, stationnaire et causal (échantillons nuls pour $n < 0$), ce qui est rarement le cas en pratique [17].

III.4.1.1 Egaliseur par le critère du minimum d'erreur quadratique moyenne (MEQM) (Minimum mean square error (MMSE))

L'idée de l'égaliseur à erreur quadratique minimale (égaliseur EQM) est de minimiser l'erreur quadratique entre la séquence d'entrée (symboles) et la sortie de l'égaliseur. Le bruit est ainsi pris en compte dans le critère. On cherche ainsi à minimiser l'erreur quadratique moyenne :

$$\mathbf{E}(\mathbf{e}) = \mathbf{E} [|z(\mathbf{n}) - a_{n-R}|^2] \quad (59)$$

Avec

$$z(\mathbf{n}) = \sum_{i=0}^{M-1} e(i) y(\mathbf{n} - i) = \mathbf{e}^T \mathbf{y}(\mathbf{n}) \quad (60)$$

$$\mathbf{e}^T = [e(0) \dots e(M-1)] \quad (61)$$

et

$$\mathbf{y}(\mathbf{n})^T = [y(\mathbf{n}) \dots y(\mathbf{n}-M+1)] \quad (62)$$

On a

$$\mathbf{E}(\mathbf{e}) = \mathbf{E} [|z(\mathbf{n}) - a_{n-R}|^2] \quad (63)$$

Ainsi, la minimisation de l'erreur quadratique moyenne est obtenue pour :

$$\frac{\partial E}{\partial \mathbf{e}} = 2\mathbf{E} [\mathbf{y}(\mathbf{n}) (\mathbf{e}^T \mathbf{y}(\mathbf{n}) - a_{n-R})] = \mathbf{0} \quad (64)$$

Soit

$$\mathbf{E} [\mathbf{y}(\mathbf{n}) \mathbf{y}(\mathbf{n})^T] \mathbf{e} = \mathbf{E} [\mathbf{y}(\mathbf{n}) a_{n-R}] \quad (65)$$

On tire de cela

$$\mathbf{R}_{xx}\mathbf{e} = \mathbf{R}_{ya}(\mathbf{R}) \quad (66)$$

Et

$$\mathbf{e} = \mathbf{R}_{yy}^{-1}\mathbf{R}_{ya} \quad (67)$$

E : espérance mathématique.

Où R_{yy} est la matrice de corrélation de $y(n)$ et $R_{ya}(\mathbf{R})$ est le vecteur d'intercorrélation entre $y(n)$ et $a_{(n-R)}$. Le nombre de coefficients du filtre est nécessairement limité. Si l'égalisation obtenue est clairement de meilleure qualité que celle fournie par un zéro forcing, en raison de la prise en compte effective du bruit, elle reste souvent de qualité médiocre, en particulier en présence d'évanouissements sélectifs (non stationnarités). Ceci est également lié à la structure transverse (pas de pôles) qui limite la capacité de représentation d'une réponse quelconque. Par ailleurs, pour la mise en œuvre pratique, il est nécessaire de connaître $a_{(n-R)}$. Pour ce faire, on utilise une séquence connue du récepteur, une séquence d'apprentissage, pour calculer les coefficients du filtre. La nécessité d'inclure dans l'émission une séquence d'apprentissage, éventuellement répétée périodiquement si le système est non stationnaire, limite en outre le débit en données utiles [18].

III.4.1.2. Egaliseur par les critères de forçage à zéro (Zéro Forcing (ZF))

Un égaliseur à zéro forcing cherche à compenser exactement la fonction de transfert du canal, afin d'annuler complètement l'IES. La fonction de transfert du filtre égaliseur est alors l'inverse de celle du canal, comme le montre l'équation (68). A partir de la transformée en Z, on peut en déduire la réponse impulsionnelle du filtre, connaissant celle du canal. M représente l'ordre du filtre et R un retard afin de prendre en compte une partie non causale de la réponse du canal.

$$\mathbf{E}(z) = \frac{1}{c(z)} \Leftrightarrow \sum_{i=0}^{M-1} \mathbf{e}(i)c(n-1) = \delta(n-R) \quad (68)$$

Ce filtre présente néanmoins plusieurs défauts. Le premier concerne le risque d'instabilité. En effet, si $C(z)$ présente des zéros de module supérieur à 1, alors $E(z)$ possède des pôles instables. En outre, comme les canaux ont généralement des comportements de type passe bas, ce type d'égaliseur est généralement un filtre de type passe haut. Si le bruit est large bande, alors il s'ensuit une nette dégradation du rapport signal à bruit en sortie du filtre. Enfin, ce type

d'égaliseur est statique et n'est pas utilisable pour un canal non stationnaire. Il nécessite une estimation préalable de la réponse impulsionnelle du canal [17].

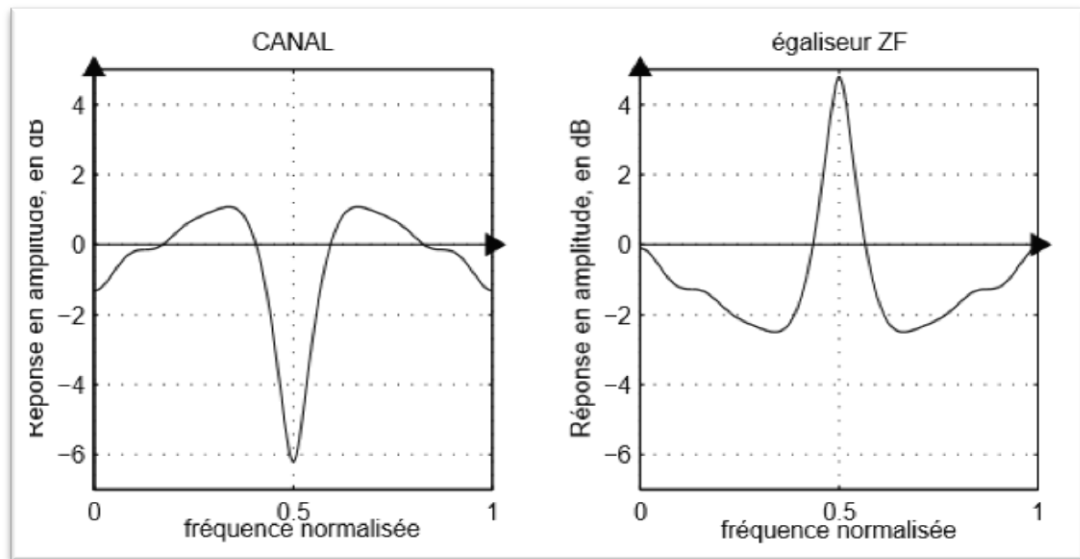


Figure III.4- Egaliseur ZF.

III.4.2. Égaliseur non linéaire

Nous allons maintenant définir un égaliseur dont la particularité est d'utiliser les données décidées $\hat{d}[n]$ pour diminuer ou annuler l'interférence entre symboles introduite par le canal de transmission. La structure fonctionnelle de l'égaliseur non linéaire est donnée figure III.5. Elle comporte une partie réursive non linéaire qui doit être strictement causale. En effet à l'instant n , on ne connaît pas $\hat{d}[n+i]$ ($i \geq 0$). Cet égaliseur appelé communément DFE (en anglo-américain Decision Feedback Equalizer) possède des performances généralement supérieures à celles d'un égaliseur linéaire. Il est à noter qu'une structure analogue à celle de la Figure III.5 a été proposée par Belfiore et Park. Elle est souvent appelée PDFE (Predictive DFE). Pour simplifier l'évaluation des performances des égaliseurs non linéaires nous allons considérer qu'il n'y a pas d'erreurs de décisions en sortie de l'égaliseur, soit $\hat{d}[n] = d[n]$. Le critère d'optimalité retenu est toujours celui de la minimisation de l'EQM [20].

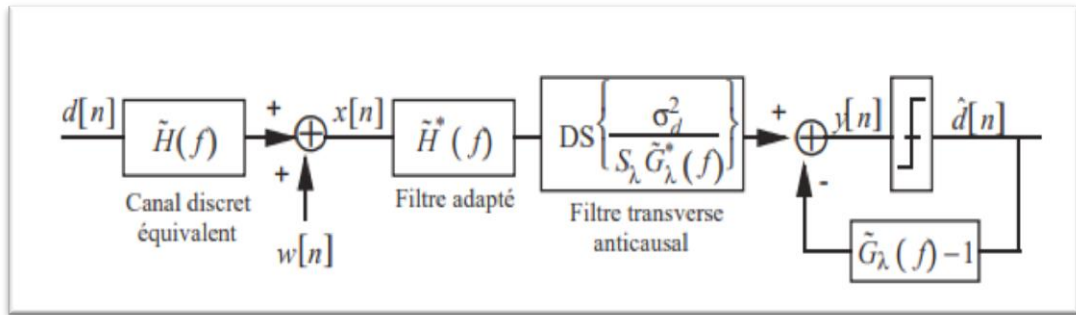


Figure III.5- Structure du DFE.

On a deux structures non linéaires

L'égaliseur à retour de décisions ou DFE

L'égaliseur à retour de décisions de type Belfiore et Park ou PDFE.

III.4.2.1 Égaliseur récursif avec décision dans la boucle (DFE)

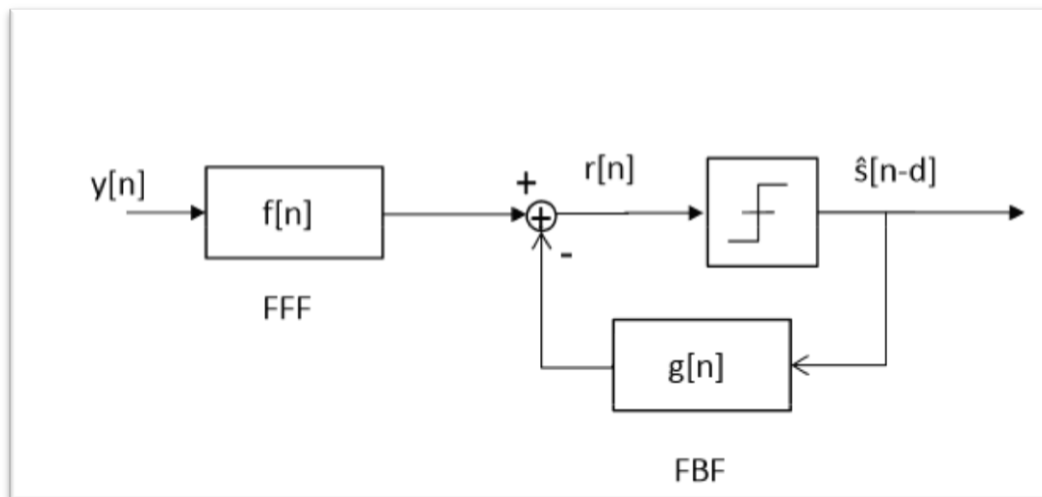


Figure III.6: Decision feedback Equalization (DFE).

DFE: data-aide de qualization

Motivation : Le filtrage linéaire classique peut laisser de l'IES résiduelle,

Idee : Utiliser les décisions précédentes pour éliminer en partie cette IES résiduelle,

Structure : Egaliseur non linéaire par nature [21].

Le DFE conduit à des performances supérieures à celles d'un égaliseur linéaire; Toutefois dans les cas où le rapport signal à bruit est faible le nombre d'erreurs de décision est important et il s'en suit

un phénomène de propagation d'erreurs dans la boucle de réaction. Dans ce cas, il semble qu'il soit plus intéressant d'utiliser un égaliseur linéaire [20].

III.4.3. Égalisation aveugle

L'égalisation aveugle est attrayante par sa complexité nettement inférieure par rapport à l'utilisation d'une séquence d'entraînement, et l'exploitation de toute la bande passante d'où une meilleure efficacité spectrale. Par contre, la convergence risque d'être plus lente dans ce cas, car l'algorithme cherchera d'abord la solution optimale pour les coefficients en procédant avec un pas d'adaptation propre. On peut améliorer ces performances en utilisant des techniques d'optimisation pour trouver le pas optimum et réduire ainsi le temps de convergence [19].

III.4.4 Égalisation adaptative

Tous les égaliseurs précédents souffrent du défaut de considérer le canal stationnaire. En pratique, les paramètres de l'égaliseur peuvent être remis à jour régulièrement, grâce à l'utilisation de séquence d'apprentissage. Mais la période de remise à jour doit être suffisamment faible et rien n'empêche le canal de se modifier entre deux remises à jour. Les égaliseurs adaptatifs résolvent le double problème de méconnaissance du canal et d'évolution dans le temps du canal. Les égaliseurs adaptatifs basés sur l'algorithme de gradient stochastique sont parmi les plus simples au niveau implémentation, stable et peu coûteux. Cette approche vise à minimiser l'erreur quadratique entre les séquences d'entrée et de sortie de l'égaliseur, les coefficients du filtre étant modifiés au cours du temps. Néanmoins, les performances de ce type d'égaliseur peuvent être limitées dans le cas de variations brutales du canal. Il existe beaucoup d'autres techniques d'égalisation beaucoup plus avancées parmi lesquelles les égaliseurs récursifs à retour de décision et les égaliseurs autodidactes [17].

III.4.4.1 Algorithme LMS

Principe : minimisation itérative de l'erreur quadratique $\epsilon_n = \epsilon_{(h_e(n))}$ (à chaque nouvelle valeur reçue y_n). Méthode : algorithme de la plus grande pente (steepest-descent algorithm)

$$\mathbf{h}_e(\mathbf{n} + 1) = (\mathbf{n}h_e) - \mu \text{grad}_{h_e(\mathbf{n})}(\epsilon_n) \quad (69)$$

Où μ est le pas de l'égaliseur.

Idée : remplacer $grad_{h_e}(\mathbf{n})$ (ϵ_n) par une estimation faite à l'aide des valeurs instantanées.

$$\mathbf{h}_e(\mathbf{n} + 1) = \mathbf{h}_e(\mathbf{n}) - \mu \mathbf{e}(\mathbf{n}) \mathbf{x}(\mathbf{n}) \quad (70)$$

Avec

$$\mathbf{e}(\mathbf{n}) = \mathbf{y}(\mathbf{n}) - \mathbf{a}(\mathbf{n}-\mathbf{R}). \quad (71)$$

Choix du pas μ :

- μ petit : stabilité, erreur résiduelle faible, convergence lente
- μ grand : instabilité éventuelle, erreur résiduelle forte, convergence rapide
- possibilité de faire varier μ avec n .

Convergence : l'algorithme LMS converge si

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{max}} \quad (72)$$

Où λ_{max} est la valeur propre maximale de R_{XX} .

Algorithme :

- Initialisation : $h_e(0) = 0$, $x(1) = 0$
- Traitement pour $n = 1$ à N_{max} :
- Nouvelle valeur de x_n
- Nouvelle valeur de $x(n)$
- Nouvelle valeur de sortie : $y(n) = h_e(n-1)^H X^*(n)$
- Mise à jour de l'erreur : $e(n) = y(n) - a(n-R)$
- Mise à jour des coefficients : $h_e(n) = h_e(n-1) - \mu e(n) x(n)$ [22]

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté plusieurs méthodes les techniques d'égalisation des canaux de communications numériques classiques constitués d'une paire émetteur- récepteur ; nous avons également mis en évidence certaines structures d'égaliseurs les plus commun est els que l'égaliseur linéaire LTF, l'égaliseur par Forçage à zéro ZF et l'Égaliseur non linéaire à retour

de décision (DFE) et L'égaliseur (MLSE) et après entéaussiles Méthodes et algorithmes d'adaptations les plus populaires à savoir les algorithmes LMS, pour éviter une détérioration des performances et le problème de la synchronisation numérique et nous avons présenté ces algorithmes adaptatifs sont utiles lorsque le canal est variant dans le temps .

Chapitre VI

Simulation et résultats

IV.1 .Introduction

Simulink est une plate-forme de simulation multi-domaine et de modélisation de systèmes il fournit un environnement graphique et un ensemble de bibliothèques contenant des blocs de modélisation qui permettent le design précis, la simulation, l'implémentation et le contrôle des systèmes. Simulink est intégré à MATLAB. Dans la simulation, on a utilisé essentiellement deux Blocksets de l'environnement Simulink à savoir Communications blockset représente une extension du Simulink fournissant une librairie pour la conception et la simulation des éléments de la couche physique d'un système de communication. L'intégration avec Matlab et Communications Toolbox est possible pour des analyses après simulation et signal processing blockset : est un outil pour la simulation des algorithmes de traitement des signaux numériques. Il contient des blocs qui peuvent être connectés afin de créer des modèles sophistiqués capables d'opérer pour le traitement des algorithmes de réception et de communications numériques.

Dans ce chapitre on présente les résultats de simulations des égaliseurs linéaire et non linéaire à savoir ; l'égaliseur transversal linéaire (Linear Transversal Equaliser (LTE)) et l'égaliseur non linéaire à retour de décision (Decision Feedback Equaliser (DFE)). Les égaliseurs seront testés pour des canaux de transmission, linéaire et non linéaire.

IV.1 .1.Introduction à Simulink

Démarrer simulink

Pour démarrer simulink, il faut d'abord exécuter la commande window dans le logiciel Matlab

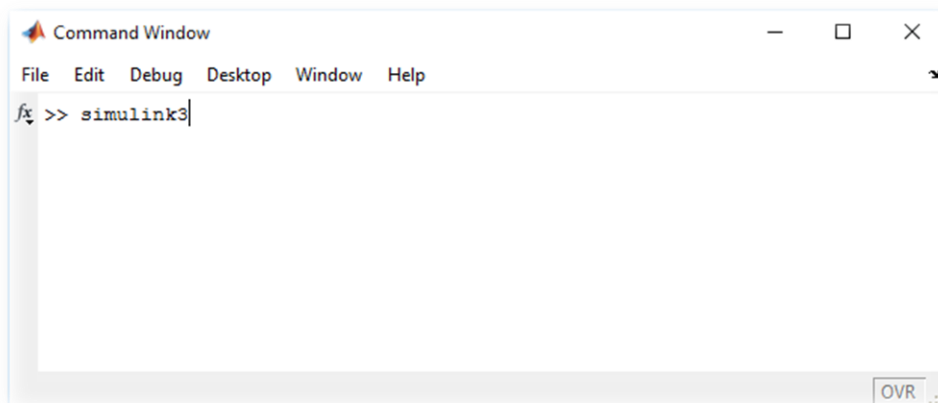


Figure IV.1 - La fenêtre de Commande du Matlab.

Dans la fenêtre Commande de Matlab, taper simulink et la fenêtre Simulink va s'ouvrir :

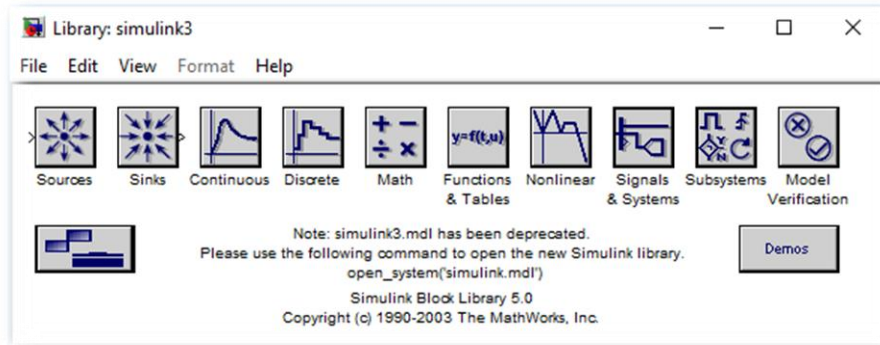


Figure IV.2- Fenêtre Library.

Bien que l'interface de la bibliothèque ne soit pas homogène entre différentes versions et différentes machines, le concept de base est le même : la bibliothèque contient des collections de blocs simples qu'on peut connecter pour former des diagrammes.



Figure IV.3- Liste des bibliothèques de simulink.

Cette fenêtre contient des collections de blocs que l'on peut ouvrir en cliquant (double) dessus.

Sources : générateurs de signaux, horloges, chargement de données d'un fichier ou du workspace.

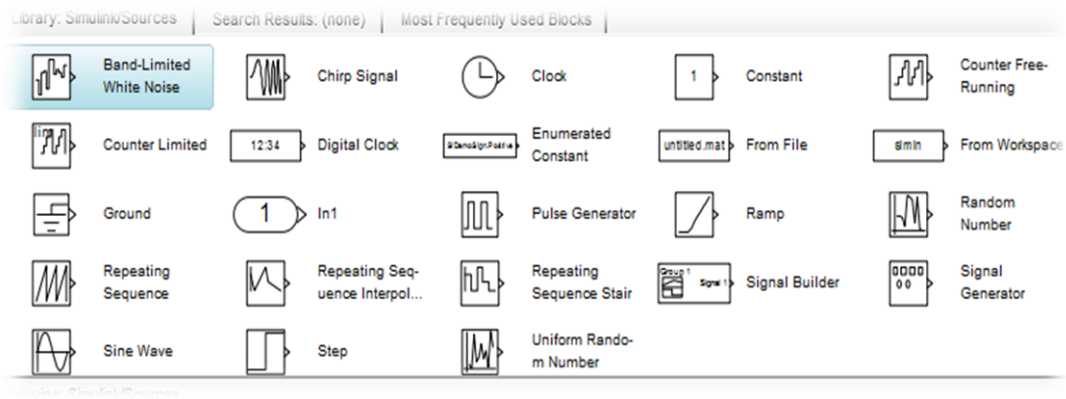


Figure IV.4- Bloc sources.

Sinks

Afficheurs de signaux, stockage de données dans un fichier ou dans le workspace.

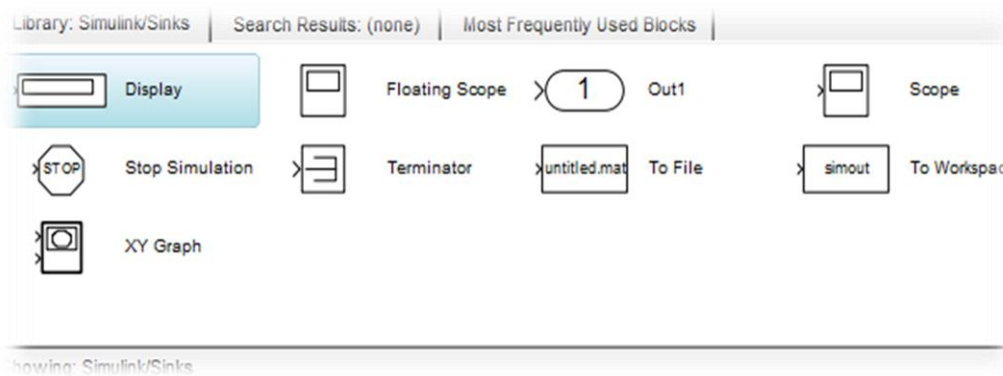


Figure IV.5- Bloc Sinks.

Continuous

Intégrateur, fonction de transfert, représentation d'état, retards

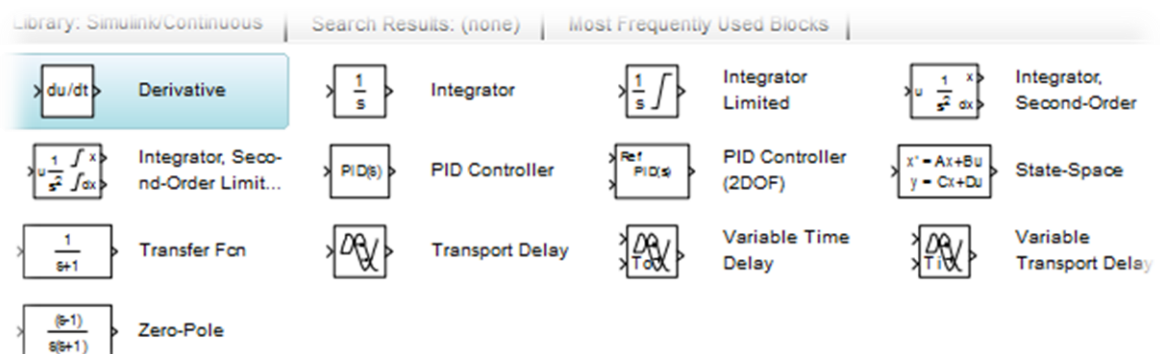


Figure IV.6- Bloc Continuous.

Discrète

Intégrateur, fonction de transfert, représentation d'état, bloqueurs, filtre

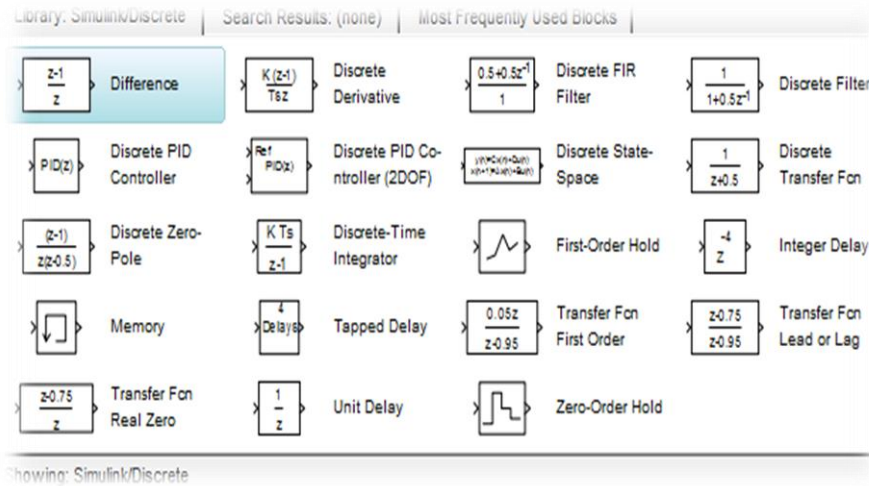


Figure IV.7- Bloc Discrète.

Math (opérateurs mathématiques)

Fonctions trigonométriques, signe, valeur absolue, gains, somme, produit

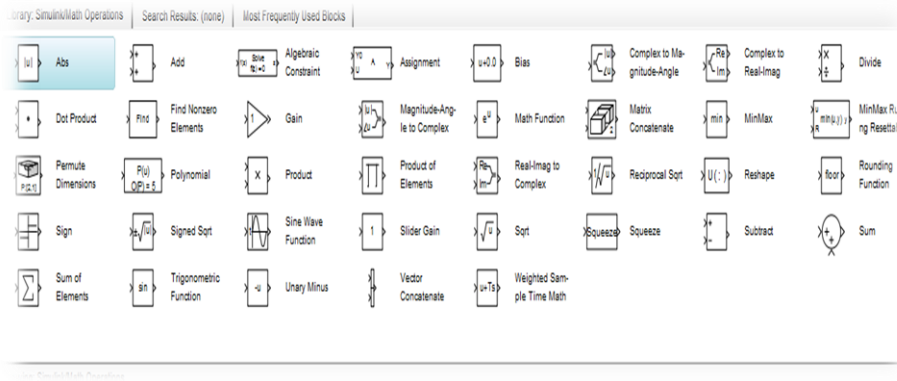


Figure IV.8- Bloc Math Operations.

Function & Tables (fonctions, interpolation)

Expression générique, tableaux d'interpolation, fonction MATLAB, S-fonctions.

Nonlinear (blocs non-linéaires)

Frottements, jeux, saturations, commutateurs.

Signals & Systems (portes, connections)

Sous-système, porte d'entrée et de sortie pour un modèle ou un sous-système, signal vectoriel signaux scalaires (demux) et vice versa (mux)

D'autres blocs utiles se trouvent dans les collections des différentes Toolbox.

Construction d'un diagramme simulink

Les étapes de base sont les suivantes :

pour commencer, dans le menu File, sélectionner New Model (pour la version 3.0 sur Windows, cliquer sur l'icône « feuille blanche ») : une fenêtre de travail Untitled s'ouvrira; – choisir les blocs dont on a besoin pour construire le diagramme dans les collections de la bibliothèque, et les faire glisser un par un dans la fenêtre de travail, – faire des liaisons entre les blocs à l'aide de la souris; – cliquer sur les blocs dont on veut changer les paramètres : une fenêtre de dialogue s'ouvrira pour permettre cette opération; – sauvegarder le schéma ainsi obtenu dans un fichier *.mdl. [24]

IV.2. Génération du Signal d'entrée

Le bloc de nombres aléatoires génère des nombres aléatoires normalement distribués. Pour générer des nombres aléatoires uniformément répartis, utilisez le bloc Uniform Random Number. Les deux blocs utilisent le générateur de nombres aléatoires Normal (Gaussien) ; peut générer une séquence répétable en utilisant n'importe quel bloc de nombres aléatoires avec les mêmes valeurs et paramètres non négatifs. La valeur de départ est réinitialisée à la valeur spécifiée chaque fois qu'une simulation démarre. Par défaut, le bloc produit une séquence qui a une moyenne de 0 et une variance de 1. Pour générer un vecteur de nombres aléatoires avec la même moyenne et la même variance, spécifiez le paramètre Seed comme vecteur.

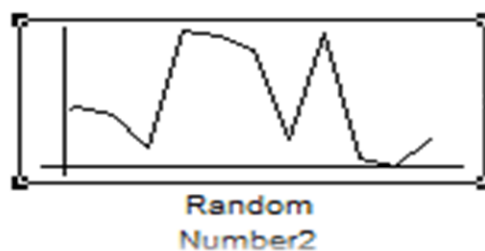


Figure IV.9 -Le bloc Random Number.

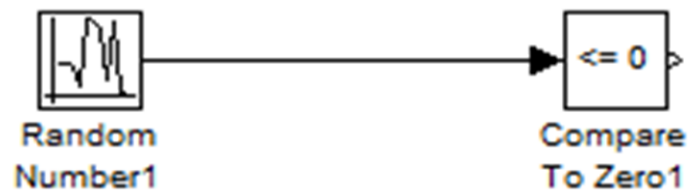


Figure IV.10 - Générateurs des entiers aléatoires.

Le bloc Comparer à zéro compare un signal d'entrée à zéro; l'entrée est comparée à zéro avec le paramètre Operator.

La sortie est 0 si la comparaison est fausse et 1 si elle est vraie.

Pour générer le signal d'entrée, nous connectons le bloc Random Number au bloc de comparaison zéro et le connectons par Oscilloscope.

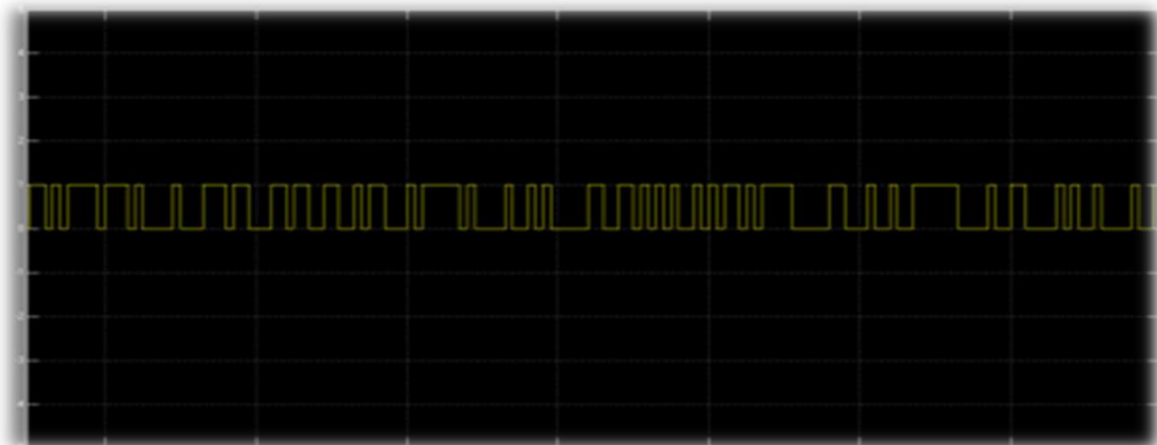


Figure IV.11- Signal d'entrée.

IV.2.1 La séquence binaire pseudo aléatoire

Un signal PRBS est un signal déterministe qui se déplace entre deux valeurs et possède des propriétés semblables à celles du bruit blanc. Un signal PRBS est intrinsèquement périodique avec une durée de période maximale de $2^n - 1$, où n est l'ordre PRBS.

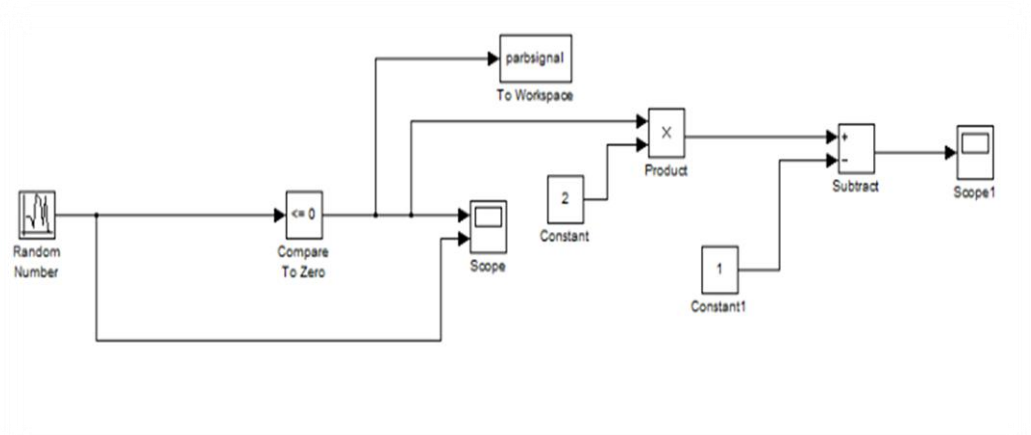


Figure IV.12- Génération de la séquence binaire pseudo aléatoire.

Pour générer un signal PNRS, nous connectons le bloc Simout (To workspace) de la librairie Sink par Signal d'entrée et ajoutons le bloc constante de la librairie source.

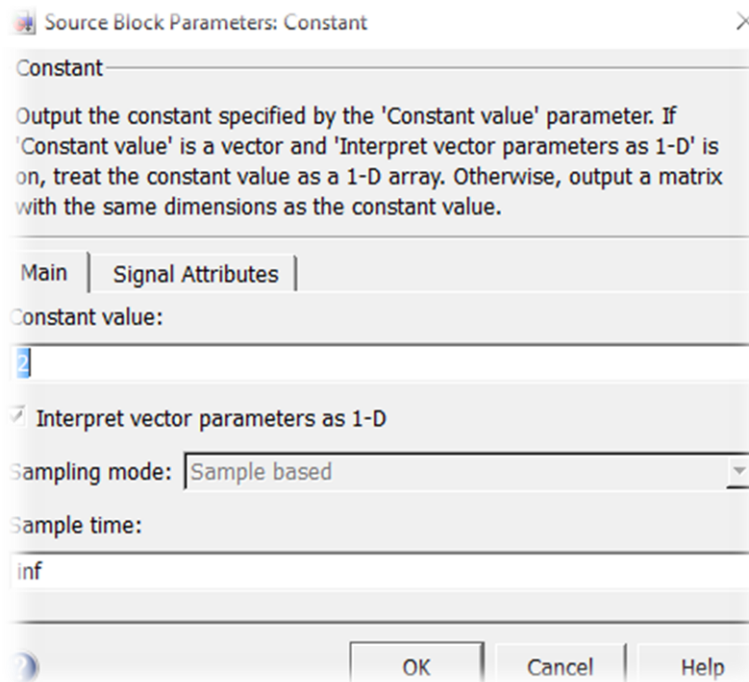


Figure IV.13 - Constante des paramètres du bloc source.

Nous choisissons une valeur de bloc constante de 2 et on ajoute au signal obtenu bloc constante ; On choisit sa valeur 1 pour obtenir un signal PNRS se déplace entre deux valeurs 1 et -1.

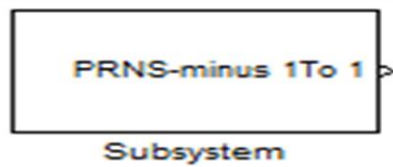


Figure IV.14- PNRS entre 1 et -1.

PNRS : pseudo-random binary sequence.

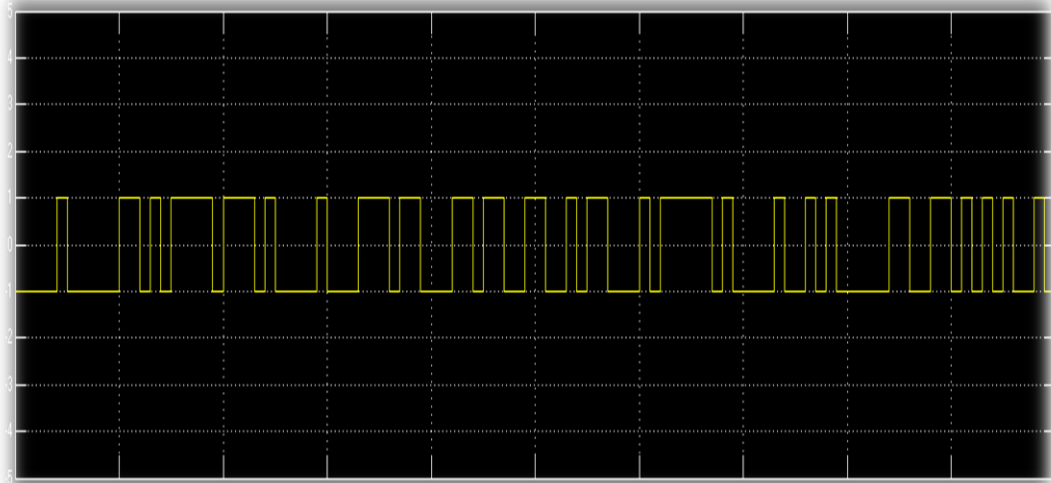


Figure IV.15 - La séquence binaire pseudo aléatoire entre 1 et -1.

IV.2.2 Bruit blanc généré

Le bloc de bruit blanc de la librairie source produit des nombres aléatoires



Figure IV.16- Bloc Band Limiter White Noise.

Le bloc Bruit blanc à bande limitée génère des nombres aléatoires normalement distribués qui conviennent pour une utilisation dans des systèmes continus ou hybrides.

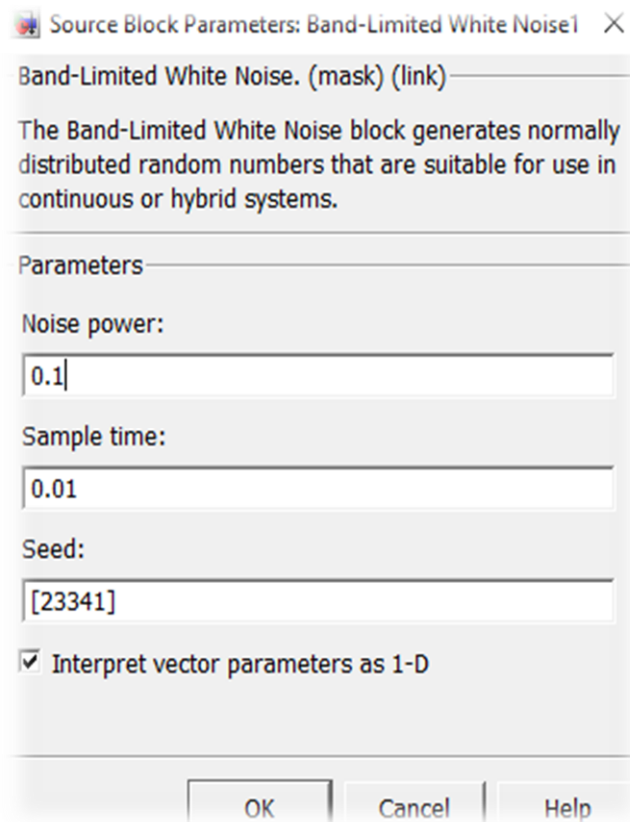


Figure IV.17- paramètres du bloc source Bruit blanc à bande limitée.

Un bruit blanc est une réalisation d'un processus aléatoire dans lequel la densité spectrale de puissance est la même pour toutes les fréquences de la bande passante.

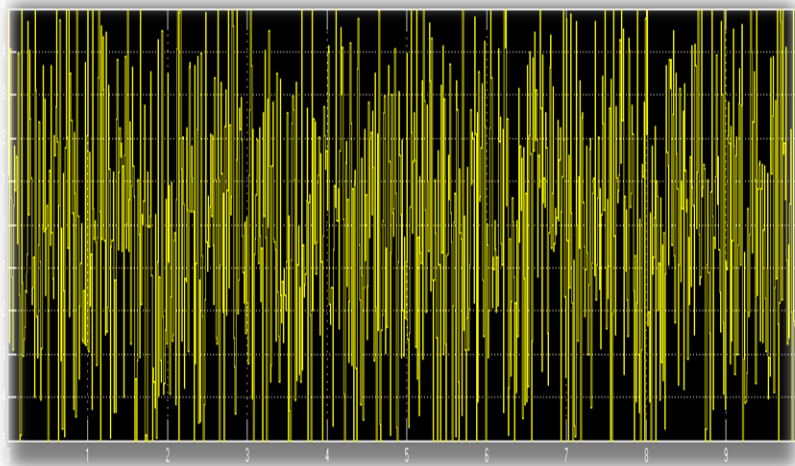


Figure IV.18- Bruit Blanc généré.

IV.3. Chaîne de transmission

La chaîne de transmission permet le transport en bande de base d'une information sous forme de données numérique codé en binaire

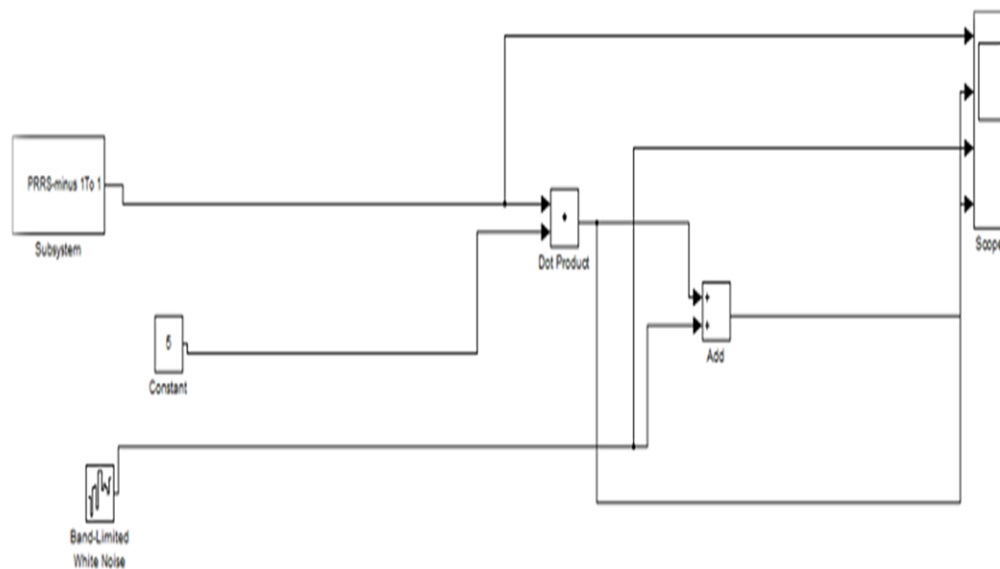


Figure IV.19 - Chaîne de transmission.

IV.3.1. Modulation Ask

La forme la plus simple et la plus courante d'ASK fonctionne comme un commutateur, utilisant la présence d'une onde porteuse pour indiquer un binaire et son absence pour indiquer un zéro binaire. Ce type de modulation est appelé «on-off keying» (OOK) modulation tout ou rien avec une porteuse $A\cos(2\pi f_0 n)$.

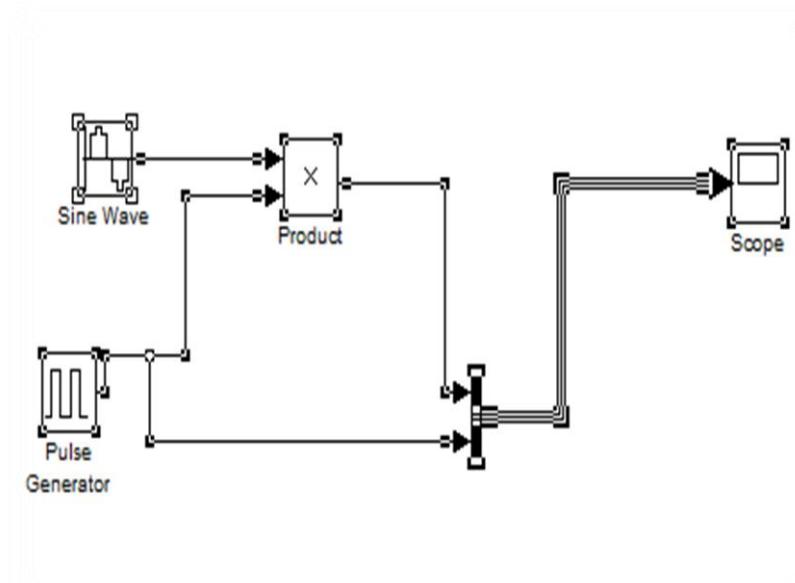


Figure IV.20 Modulation Ask généré.

Le signal de modulation est une forme d'onde binaire normalisée où $+1 V = 1$ logique 1 et $-1 V = 0$ logique

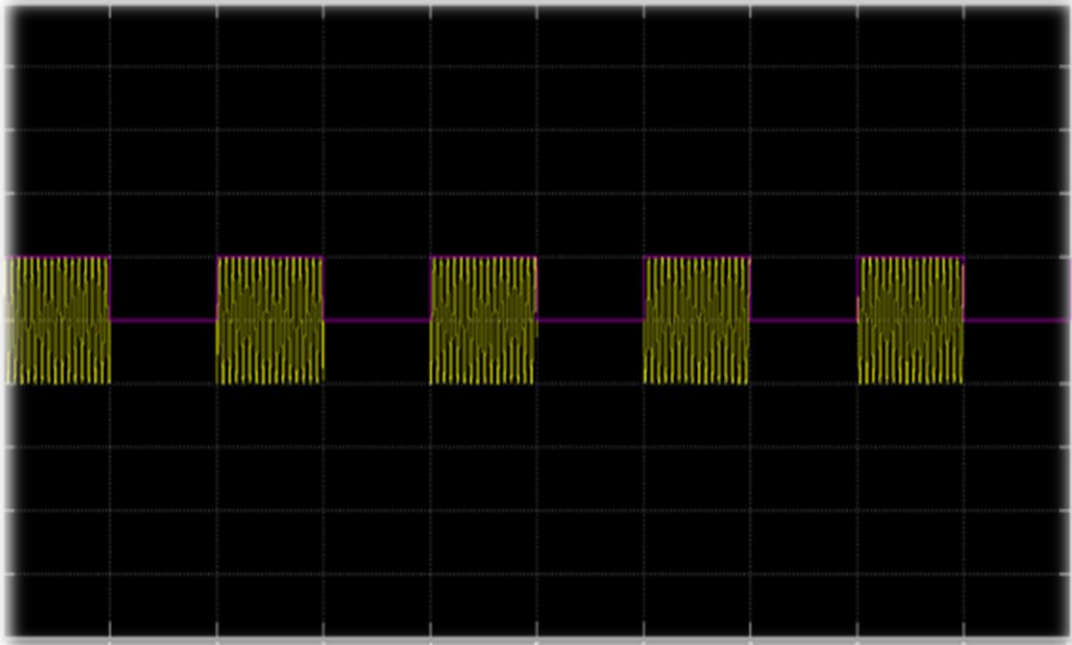


Figure IV.21- Modulation Ask

Le signal modulé obtenu $y(n) = x(t) \cos(2\pi f_0 n)$

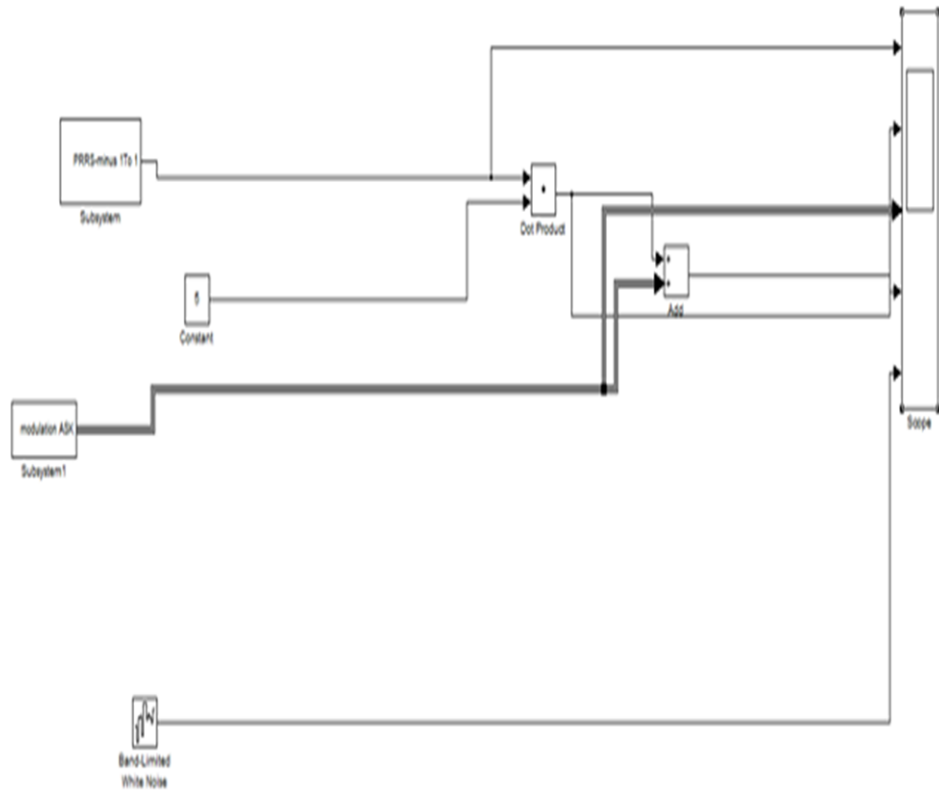


Figure IV.22- Génération du signal modulé.

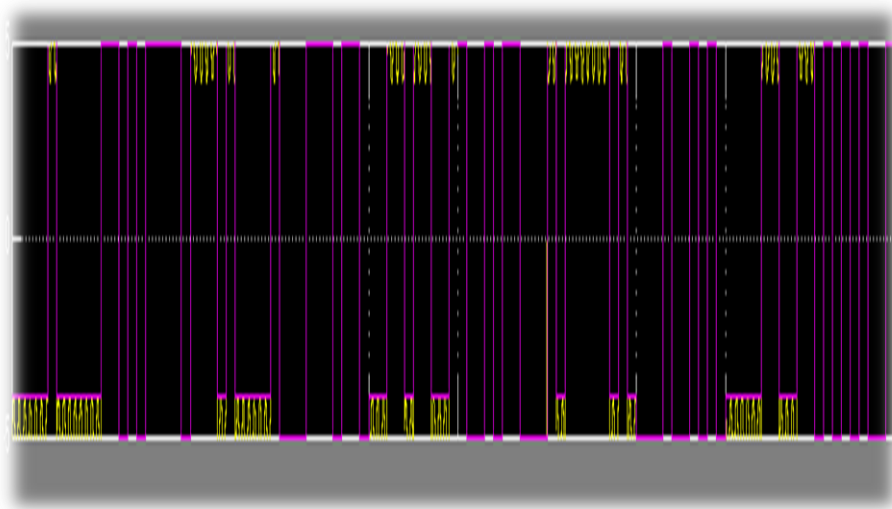


Figure IV.23- Signal modulé.

IV.4 .Choix du canal

On considère deux types de canaux de transmission linéaire et non linéaire.

Le canal linéaire : canal linéaire est modélisé par un bloc de filtre FIR numérique avec une fonction de commutation zéro mettant en évidence les problèmes de canal tels que les problèmes de trajets multiples et l'interférence de symboles (ISI).

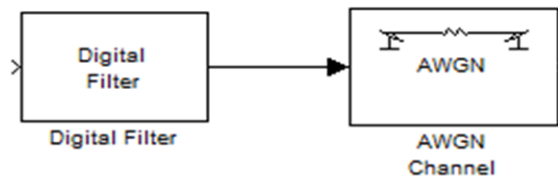


Figure IV.24 - Modèle du canal linéaire.

Bloc AWGN, le canal ajoute un bruit blanc gaussien à un signal d'entrée réel ou complexe. Lorsque le signal d'entrée est réel, ce bloc ajoute un bruit gaussien réel et produit un signal de sortie réel. Lorsque le signal d'entrée est complexe, ce bloc ajoute un bruit gaussien complexe et produit un signal de sortie complexe.

IV.5 .Choix de l'égaliseur

Adapte les poids de filtre en fonction de l'algorithme choisi pour le filtrage du signal d'entrée.

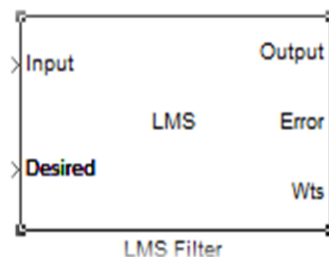


Figure IV.25 – LMS filtre.

Nous définissons la boîte de port Adapt pour créer un port Adapt sur le bloc. Lorsque l'entrée de ce port est différente de zéro, le bloc met constamment à jour les poids du filtre. Lorsque l'entrée de ce port est égale à zéro, les poids du filtre restent constants.

Si le port de réinitialisation est activé et qu'un événement de réinitialisation se produit, le bloc réinitialise les poids de filtre à leurs valeurs initiales.

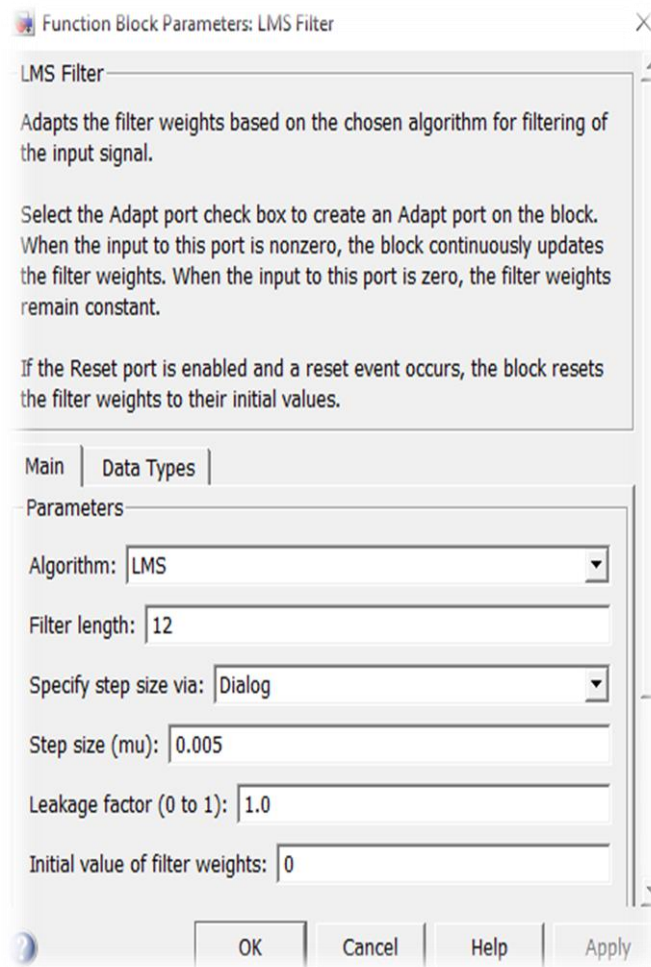


Figure IV.26 - Block LMS Filter.

IV.5. 1.Egalisation sans la présence de bruit

Cette figure illustre implémentation d'un égaliseur linéaire avec l'algorithme LMS sous Simulink. Pour transmis d'un signal PNRS entre 1 et -1 , à travers un canal linéaire avec bruit additif.

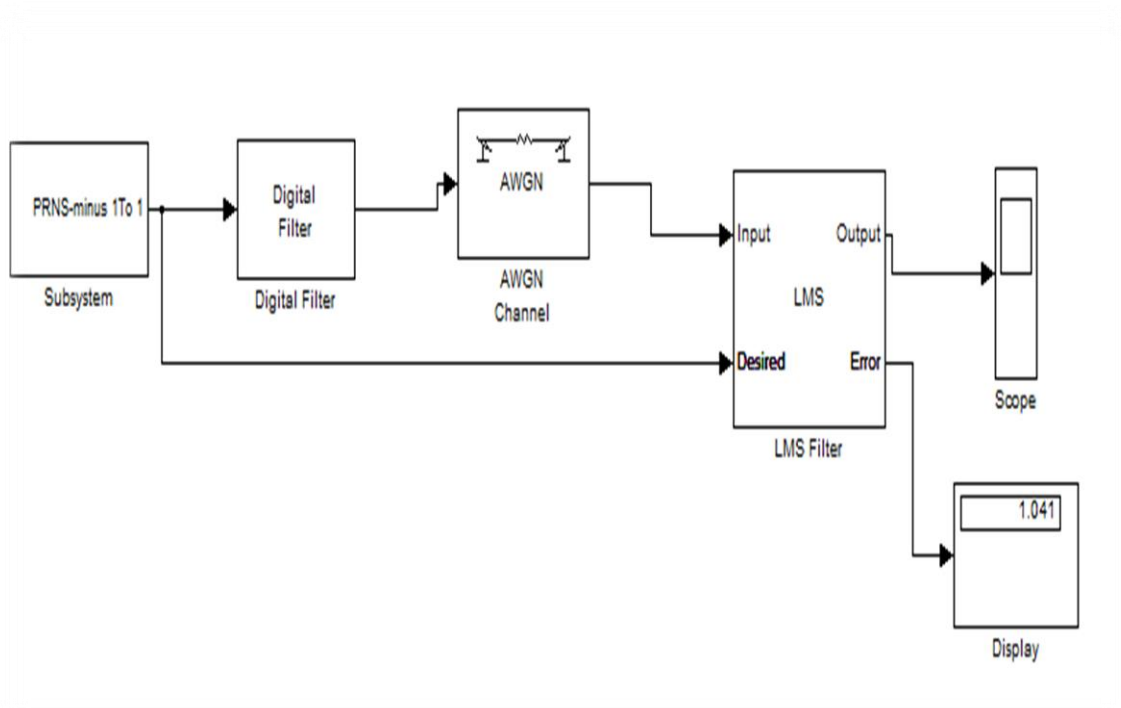


Figure IV.27- Egalisation d'un canal linéaire sans la présence de bruit avec algorithme LMS.

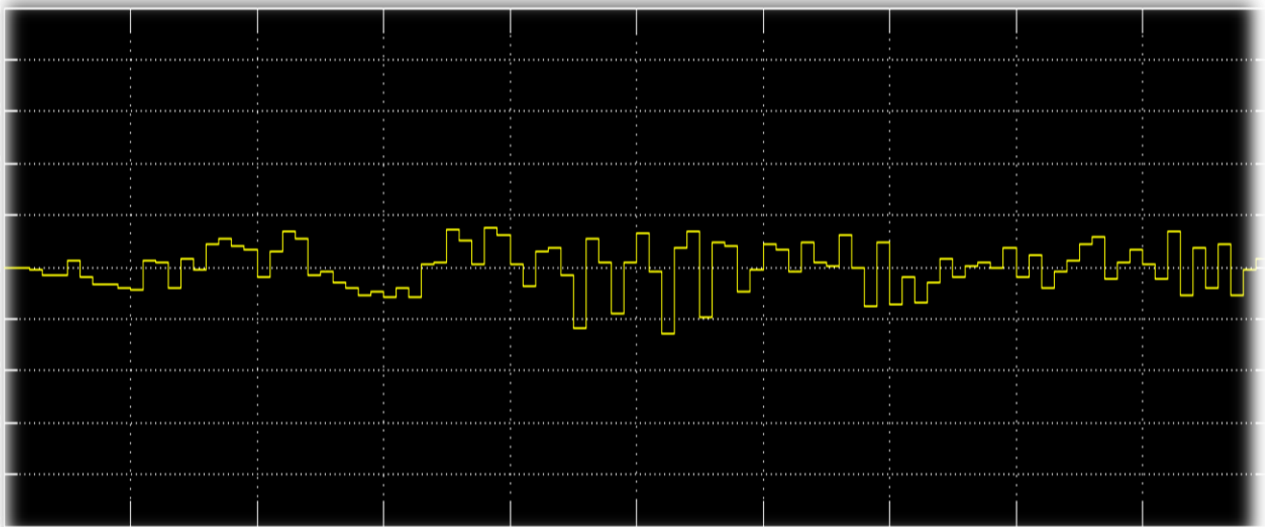


Figure IV.28- transmis d'un signal PNRS entre 1 et -1 sur canal linéaire avec un algorithme LMS.

IV.5.2. Egalisation en présence de Bruit

Ces figures sont présentant le signal PNRS entre 1 et -1 sur canal linéaire avec un algorithme LMS et ajoutant el bruit au canal de transmission.

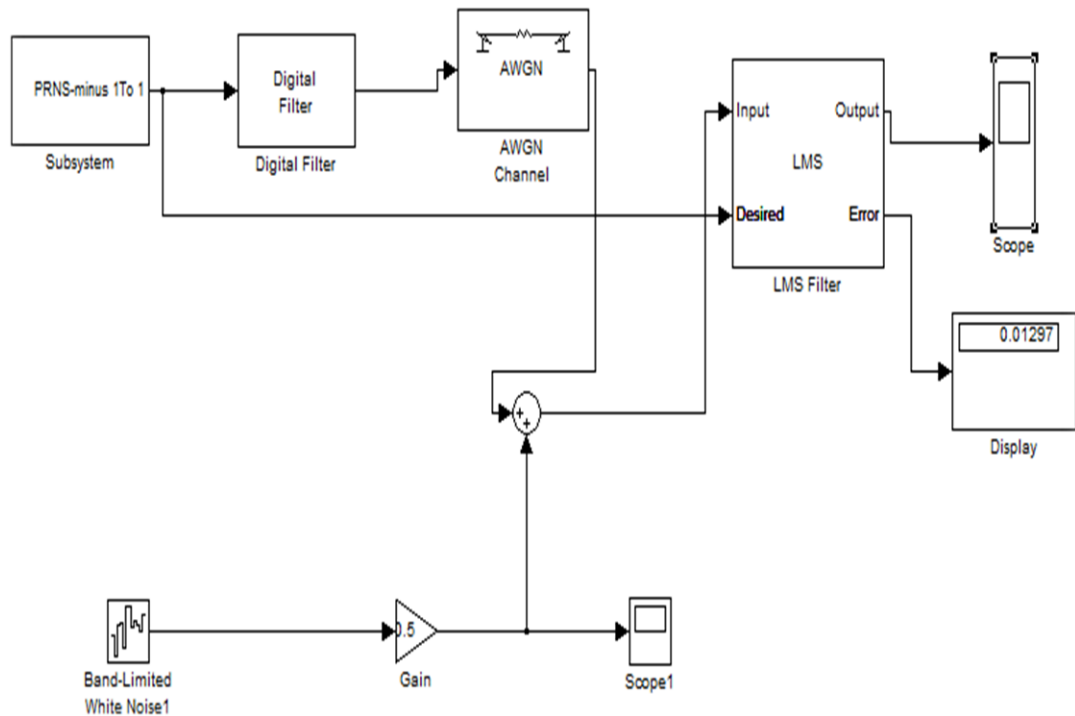


Figure IV.29 -Egalisation d’un signal PNRS entre 1 et -1 sur canal linéaire avec un algorithme LMS Bruit.

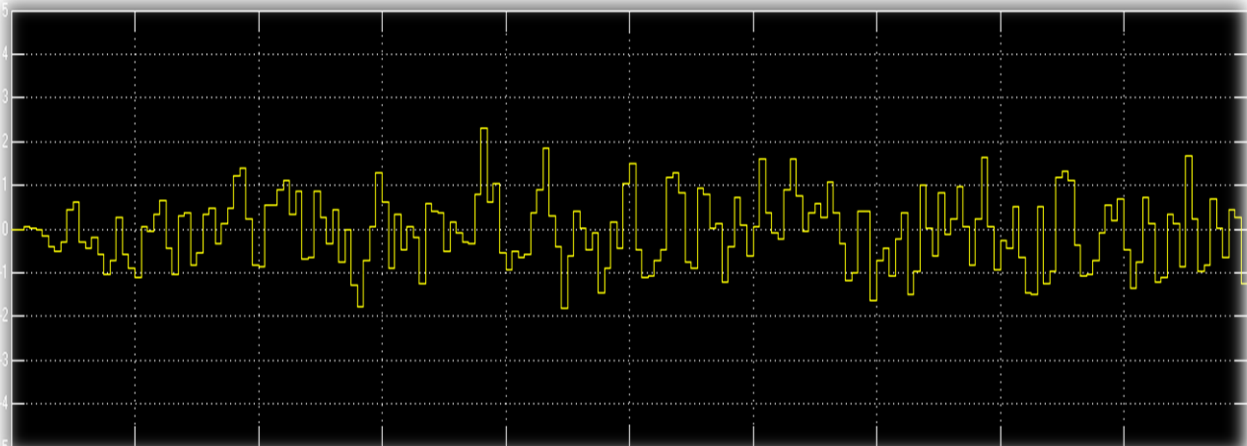


Figure IV.30 - Transmis d’un signal PNRS entre 1 et -1 sur canal linéaire avec un algorithme LMS + Bruit.

IV.5. 3.L'effet de SNR et BER

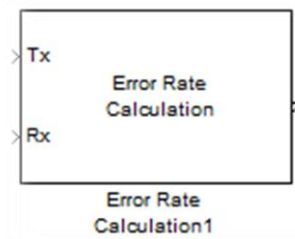


Figure IV.31- Error Rate Colaculation.

Calculez le taux d'erreur des données reçues en le comparant à une copie retardée des données envoyées. Le produit bloc est un vecteur à trois éléments constitué du taux d'erreur, suivi du nombre d'erreurs détectées et du nombre total de symboles comparés. Ce vecteur peut être envoyé à l'espace de travail ou au port de sortie.

Les retards sont déterminés en nombre d'échantillons, que l'entrée soit numérique ou vectorielle. Les entrées des ports " T_X " et " R_X " doivent être des vecteurs scalaires ou colonnes.

L'option "Arrêter la simulation" arrête la simulation lorsqu'un nombre cible d'erreurs ou un nombre maximum de codes sont détectés, selon la première éventualité.

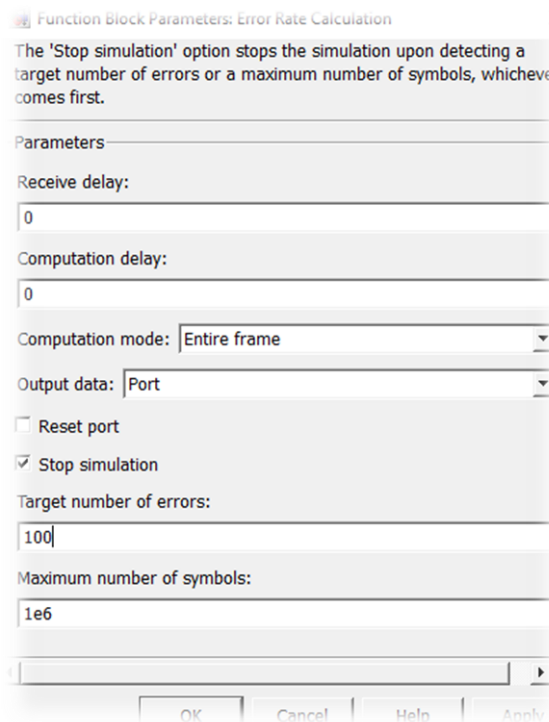


Figure IV.32 -Bloc Error Rate Colaculation.

L'effet des interférences entre symboles ni par le bruit additif. Les symboles reçus sont complètement distordus par l'effet du canal et du bruit cette distorsion augmente d'avantage pour les faibles valeurs du signal sur bruit SNR

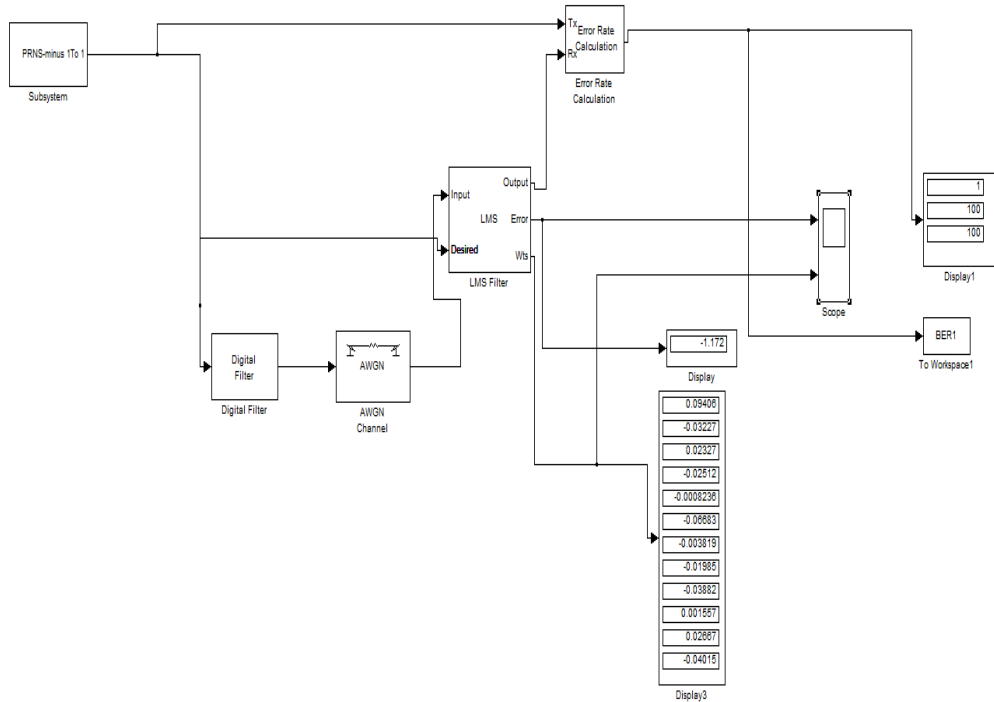


Figure IV.33 - Egalisation d'un canal de transmission avec bruit blanc gaussien et l'effet de SNR.

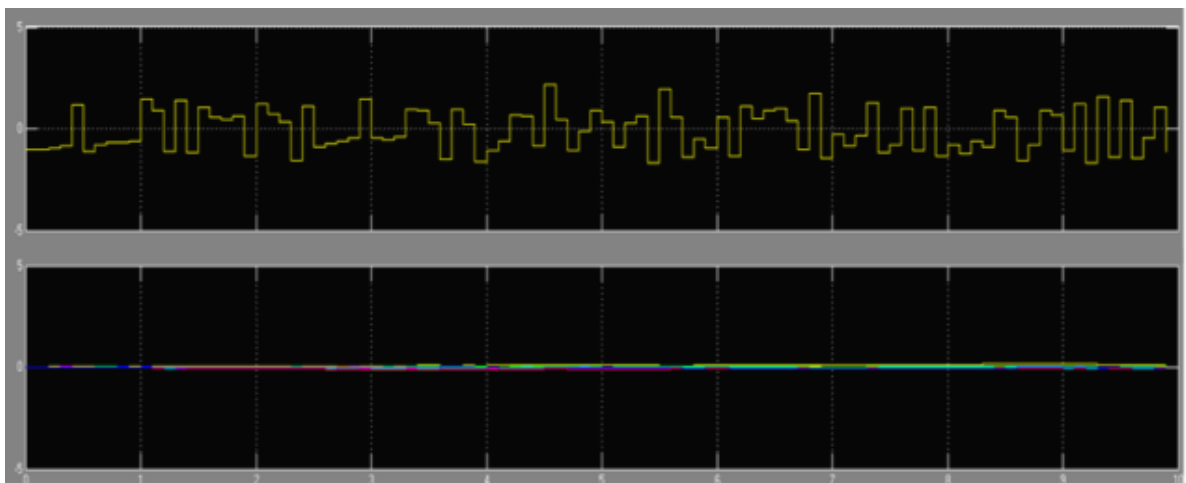


Figure IV.34 signaux transmis sur un canal linéaire a l'effet de l'égaliseur SNR.

IV.6. Conclusion

Dans nos simulations, nous avons présenté les performances de l'égaliseur linéaire. L'égaliseur est testé pour différents canaux de transmission, tel que le canal linéaire, en utilisant la modulation ASK. L'égaliseur linéaire transversale utilisant l'algorithme LMS.

Les résultats obtenus montrent que l'algorithme LMS est plus performant en termes de BER.

Conclusion générale

Conclusion générale

Avec le développement des systèmes numériques de communications sans fils, de plus en plus d'applications adaptent ce support et on assiste à une explosion de la demande en termes de débit de transmission. Dans ce contexte, l'augmentation de l'efficacité spectrale est devenue un facteur majeur pour répondre à ce besoin. C'est dans cette perspective que nous avons étudié et proposé l'égalisation adaptative supervisée basé sur certain algorithme pour éliminer les IES introduites par le canal. Ce mémoire est consacré à l'égalisation d'un canal de transmission corrompu par un bruit blanc gaussien.

Nous avons commencé avec une présentation des systèmes de communication numérique telle que le système linéaire à temps variable, ensuite, nous avons présenté la chaîne de transmission qui est la base de tout type de système de transmission et est notamment constitué d'un émetteur, d'un récepteur et d'un canal de transmission. Nous avons également introduit le phénomène d'interférence entre les symboles que les signaux subissent lors de leur interaction avec le canal de transmission. Nous avons parlé sur les différentes techniques de modulations et les perturbations sur le canal de transmission tel que le bruit blanc gaussien et le rapport signal sur bruit.

Plus nous avons présenté l'égalisation, son importance dans la chaîne de transmission, les différents types d'égaliseurs. Ensuite, nous sommes passés à la technique d'égalisation adaptative avec apprentissage et avons présenté les différents algorithmes utilisés pour la mise à jour des coefficients du filtre. Parmi l'algorithme : **LMS** qui est utilisé principalement dans ce mémoire.

Nous terminons ce modeste travail par la simulation de la chaîne de communication avec l'algorithme LMS, en utilisant la modulation mono-porteuse ASK. Nous avons visualisé, analysé, puis commenté explicitement les résultats obtenus. À l'issue de cette simulation, nous avons retenu que la variation de certains paramètres et nous avons observé les performances de l'égaliseur MS.

Bibliographie

- [1] Yves Granjoj., « Automatique système linéaires, non linéaires, à temps continu, à temps discret, représentation d'état ». Cours et exercices corrigé 2^{ème} édition, Dunod paris ISBN978-2-10-0550087-6, 2001
- [2] Damien Roque., « Modulations multiporteuses WCP-OFDM : évaluation des performances en environnement radio mobile ». Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université de Grenoble, Français. tel-00789990v1, 2012
- [3] Iryna ANDRIYANOVA., « Introduction aux Communications Numériques ». Master M1 ISIM, January 31, 2013
iryna.andriyanova@u-cergy.fr
- [4] PIERRE-LUC LEFEBVRE., « CONCEPTION SIMULATION ET RÉALISATION D'UN ÉGALISEUR FRÉQUENTIEL BASÉ SUR L'ALGORITHME FBLMS MONTRÉAL ». MÉMOIRE, À L'OBTENTION DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE, L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE, 2014
- [5] A.L. Fawe – L.Deneire., « Principe de Télécommunications ». Notes de cours (provisoires) 1995-1996
- [6] Patrice KADIONIK., « BASES DE TRANSMISSIONS NUMÉRIQUES, Les modulations numériques ». kadionik@enseirb.fr <http://www.enseirb.fr/~kadionik>
- [7] Laurent Oudre. , « Communications numériques ». Université Paris13, Institut Galilée Ecole d'ingénieurs Sup Galilée Par cours Informatique et Réseaux Apprentissage-2^{ème} année 2018-2019
- [8] J. AUVRAY ., « Systèmes électroniques » 2000-2001
- [9] http://lewebdephilou.free.fr/RESEAUX-TELECOM/Cours-Telecom/Transmission/GEII-Bordeaux_BPSK-QPSK.pdf
- [10] http://www.labunix.uqam.ca/~boukadoum_m/MIC4240/Notes/Ch10-MC-OFDM.pdf 13
- [11] Ronald Nissel., « Filter Bank Multicarrier Modulation for Future Wireless System; this dissertation is submitted ». for the degree of Doctor der Technischen Wissenschaften, December 2017
- [12] <https://portal.research.lu.se/portal/files/6149404/3731131.pdf>
- [13] Manna Waled Abdulmalik, Tiaiba Hemza. , « Compensation des distorsions des canaux de communication sous Simulink », Mémoire présenté pour l'obtention Du diplôme de Master Académique, 2016 /2017
- [14] Boukharouba Abdelhakim., « Communications Numériques: Transmission en bande de base ». M1 Télécommunications, 2017-2018
- [15] https://www.editionsellipses.fr/PDF/9782729872267_extrait.pdf

BIBLIOGRAPHIE

- [16] Guillaume Picard., « Traitement statistique des distorsions non-linéaires pour la restauration des enregistrements sonores ». Télécom Paris Tech, 2006
- [17] Alexandre Boyer., « CANAUX DE TRANSMISSIONS BRUITES ». Septembre 2014 alexandre.boyer@insa-toulouse.fr <http://www.alexandre-boyer.fr>
- [18] r J.-F. Bercher., « Extrait de Radiocommunications numériques ». Paris 2002
- [19] ADLANECHABOUB., « ÉTUDE DES ALGORITHMES DE TRAITEMENT DE SIGNAL REQUIS POUR UN SYSTÈME DE COMMUNICATION MIMO ». MÉMOIRE PRÉSENTÉ À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE, COMME EXIGENCE PARTIELLE À L'OBTENTION DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE, MONTRÉAL, LE 21 MAI 2003
- [20] Christophe LAOT., « Égalisation autodidacte et turbo-égalisation. Application aux canaux sélectifs en fréquence ». DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1, 4 JUILLET 1997
- [21] <http://poulliat.perso.enseeiht.fr/polys/egalisation.pdf>
- [22] Martial Coulon., « SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS ». ENSEEIHT - Télécom-Réseaux - Electronique – SCR, 2007-2008
- [23] http://easytp.cnam.fr/leruyet/Cours/presentation_ofdm.pdf
- [24] HonagLe-Huy., « coursMatlb ». Université Laval, Québec CANADA. Septembre 1998