

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Électronique



Projet de Fin d'Études
Étudié par

SOUALAH Mohamed Nabil

SMAILI Amar

Pour l'obtention du diplôme
INGÉNIEUR D'ÉTAT EN ÉLECTRONIQUE
Intitulé

**Égalisation d'un canal radio mobile par
l'utilisation du Simulink Matlab**

Proposé et dirigé par :

Pr : Z. TERRA

Promotion :2009-2010

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciements

Nous tenons, avant tout, à remercier notre DIEU, tout clément, tout puissant, de nous avoir donné la force de réaliser notre travail.

Nous tenons d'abord à remercier le Professeur zidane TERRA qui nous a donné l'opportunité d'apprendre beaucoup de choses et surtout pour sa bonne humeur, sa gentillesse et sa patience.

Nous remercions le président du jury, Dr.BOUSBIA-SALAH HICHAM , qui nous a fait l'honneur de présider le jury et d'étudier notre travail, et monsieur TAGHI d'avoir accepté d'examiner notre projet.

Nous remercions tous les enseignants de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, spécialement ceux du département des Sciences Fondamentales et d'Electronique, pour leur apport en savoir.

Enfin, nos remerciements vont à toute personne ayant contribué, de près ou de loin, à réaliser ce travail.

Enfin, nous remercions tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicaces

MOHAMED NABIL :

Je voudrai exprimer mon profond respect à tous les Enseignants qui m'ont encadré durant mes études à l'ENP.

Je dédie ce travail à :

Mes chers parents ,

Mon cher oncle ,

mes chers frères (Ahmed et Kamel) et mes chers sœurs (Amra, Nina, Majda, Assia, Amel)
et surtout les Princesses (ma sœur Samia et ma sœur Kheira).

Mes amis : AIMEN, OTHMANE, WALID,AMINE, HAKIME, ZINO, MOHAMED.

Et à tous mes amis et camarades de l'ENP.

Amar :

Je dédie ce travail à :

Mes chers parents,

Ma chère grande mère,

Ma sœur Zahia,

Mes frères : Arezki, Kamal, Mourad, Mohammed, Karim et Farid,

Le petit Yacine,

Et à tous mes amis et camarades de l'ENP.

ملخص:

إن كفاءة نظام اتصال لاسلكي ترتبط أساسا بخصائص قناة البعث. إن عيوب هذه القناة - مثل تبديد الإشارة أو بسطها زمنيا أو تردديا- تحد من هذه الكفاءة. بهدف التقليل من هذا النقص في الكفاءة في استقبال الإشارة، لابد من عملية تسوية و تعديل لهذه العوامل المعرقلة.

إن الهدف من هذا العمل يكمن في تسوية عيوب هذا النوع من القنوات راديو خلوية. لقد قمنا بدراسة لاهم الظواهر (فعل التخامد عبر المسارات المتعددة، فعل DOPPLER، ... الخ) المُميّزة لهذه القنوات راديو خلوية و نماذج لهذه الأخيرة. لقد تطرقنا أيضا الى مختلف تقنيات التسوية: الخطية، مع حلقة العودة و ذاتية الابتداء. أيضا الخورزميات التكييفية لمقادير هذه المسويات المقترحة من أجل أفضل متابعة للتغيرات الزمنية للقنوات. لقد قمنا باقتراح و انجاز عدة نماذج محاكاة هذه التسوية من أجل نمودجين مختلفين من القنوات. الأول متغير زمنيا، و الآخر مستقر زمنيا، مرتكزين بذلك على مختلف هذه الخورزميات التكييفية و باستعمال المجال SIMULINK MATLAB. **كلمات مفتاحية:** القناة راديو خلوية، تسوية، خوارزمية تكييفية، SIMULINK، ...

Résumé :

La performance d'un système de communication sans fil dépend essentiellement des caractéristiques du canal de transmission. Les imperfections de ce canal telles que la dispersion et les étalements temporels et fréquentiels dégradent cette performance. Afin de réduire cette dégradation de performance au niveau de la réception du signal, une égalisation de ces effets perturbateurs doit être réalisée.

L'objectif de ce travail est l'égalisation des imperfections d'un tel canal radio mobile. Nous avons étudié les principaux phénomènes (effets multi trajets fading, effet DOPPLER, ... etc) caractérisant ces canaux radio mobiles et les modèles de ces derniers. Nous avons traité également les différentes techniques d'égalisation : linéaire, à retour de décision et aveugle, ainsi que les algorithmes adaptatifs qui optimisent l'ajustement des coefficients des égaliseurs proposés pour une meilleure adaptation aux variations de ces canaux radio mobiles. Nous avons proposé et implémenté des modèles de simulation d'égalisation de deux modèles de canal, un variant dans le temps et l'autre stationnaire, basés sur ces différents algorithmes adaptatifs à l'aide de l'environnement SIMULINK MATLAB.

Mots clés : canal radio mobile, égalisation, algorithme adaptatif, SIMULINK, ...

Abstract :

The performance of a wireless communication system depends primarily on the characteristics of the transmission channel. The imperfections of this channel such as dispersion and temporal and frequential spreadings out degrade this performance. In order to reduce this degradation of performance at the reception of the signal, an equalization of these disturbing effects must be realized.

The objective of this work is the equalization of the imperfections of such a mobile radio channel. We studied the principal phenomena (effects of multipath fading, DOPPLER effect, ... etc) characterizing these mobile radio channels and their models. We also treated the various techniques of equalization : linear, with return of decision(or feedback) and blind equalization, as well as the adaptive algorithms which optimize the adjustment of the coefficients of the equalizers proposed for a better adaptation to the variations of these mobile radio channels. We proposed and implemented simulation models of equalization of two models of channel, varying in the time and the other stationary one, based on these various adaptive algorithms using the environment SIMULINK MATLAB.

Key words : mobile radio channel, equalization, adaptive algorithm, SIMULINK, ...

Table des matières

Abréviations	4
Table des figures	5
Liste des tableaux	8
Introduction générale	9
1 Canal radio mobile	10
Introduction	10
1.1 Les Systèmes de transmission numérique	11
1.2 Canal radio mobile	12
1.3 Caractéristiques du canal radio mobile	12
1.3.1 Propagation multitrajets	13
1.3.2 L'effet DOPPLER	14
1.3.3 Atténuation due aux effets de masques	15
1.3.4 Évanouissement (Fading)	15
1.3.5 Pertes dues à la distance ou Path Loss	16
1.4 Modélisation du canal radio mobile	17
1.5 Statistiques de fading du canal	19
1.6 Interférence	20
1.7 Influences sur les systèmes de radiocommunications	21
1.7.1 Diversité et Sélectivité	21
1.7.1.1 Notion de sélectivité	22
1.7.1.2 Notion de diversité	22
Conclusion	25
2 Techniques d'égalisation	26
Introduction	26

2.1	Historique	27
2.2	Récepteur optimal pour un canal avec <i>ISI</i> et <i>AWGN</i>	28
2.2.1	Récepteur optimal basé sur le maximum de vraisemblance	29
2.3	Modélisation du canal à temps discret	31
2.3.1	Modèle discret d'un canal avec <i>ISI</i>	31
2.3.2	Le filtre de blanchiment	33
2.4	L'algorithme de <i>Viterbi</i>	34
2.5	Techniques d'égalisation	36
2.6	Egalisation linéaire	36
2.6.1	Egaliseur « <i>zero forcing ZF</i> »	37
2.6.1.1	Egaliseur zero forcing à nombre fini de coefficients :	39
2.6.1.2	Inconvénient du ZF :	41
2.6.2	Egaliseur linéaire basé sur l'algorithme <i>LMS</i> (égaliseur de Wiener)	42
2.6.3	Comparaison entre le l'égaliseur <i>ZF</i> et celui de WIENER	43
2.7	Egalisation à retour de décision	45
2.7.1	Optimisation des coefficients par l'algorithme de <i>LMS</i>	45
2.8	Convergence et stabilité de l'algorithme <i>LMS</i>	47
2.8.1	Pas de convergence optimal	48
2.9	Variantes de l'algorithme <i>LMS</i>	49
2.9.1	Le <i>LMS Normalisé (NLMS)</i>	49
2.9.2	Le signe d'erreur <i>LMS (SE – LMS)</i>	49
2.9.3	Le <i>SR – LMS (Sign Regressor LMS Algorithm)</i>	50
2.10	L'algorithme d'optimisation <i>RLS</i>	51
2.10.1	Critères de performance de l'algorithme RLS	53
2.11	Choix de l'algorithme adaptatif	55
2.12	Egalisation aveugle (<i>Blind Equalization</i>)	55
2.12.1	L'algorithme <i>CMA (algorithme de Godard)</i>	55
	Conclusion	58
3	Simulation	59
	Introduction	59
3.1	Logiciel utilisé : SIMULINK MATLAB	60
3.2	Bibliothèques utilisées	60
3.3	Modèle de Simulation des canaux de RAYLEIGH et de RICE	63
3.3.1	Paramètres des canaux simulés	64
3.3.1.1	Multipath Rayleigh Fading Channel	65

3.3.1.2	Multipath Rician Fading Channel	65
3.4	Résultats de simulation	68
3.4.1	Simulation des canaux de RAYLEIGH et de RICE	68
3.4.1.1	Réponse impulsionnelle	68
3.4.1.2	Réponse fréquentielle	69
3.4.1.3	Trajets multiples	70
3.4.1.4	Spectre DOPPLER	70
3.4.2	Signaux reçus	71
3.5	Egalisation du canal du type RAYLEIGH	73
3.5.1	Egalisation linéaire	74
3.5.1.1	Paramètres des égaliseurs linéaires	76
3.5.1.2	Résultats de simulation	77
3.5.2	Egalisation Feedback	81
3.5.2.1	Résultats de simulation	82
3.6	Egalisation d'un canal invariant dans le temps	86
3.6.1	Egalisation linéaire(LE)	87
3.6.1.1	Résultats de la simulation	88
3.6.2	Egalisation à retour de décision (DFE)	92
3.6.2.1	Résultats de simulation	93
	Conclusion	98
	Conclusion générale	99
	Bibliographie	101

Abréviations

ISI	Interférence Inter-Symboles.
ICI	Interference Channel.
LOS	Ligne Of Sight.
AWGN	Additive White Gaussien Noise
QAM	Quadrature Amplitude Modulation.
MAP	Maximum A Posteriori Probability.
MV	Maximum De Vraisemblance .
LE	Lineair Equalizer.
DFE	Dicision Feedback Equalizer.
MP	Proportionnel aux Métriques.
MC	Métriques de Corrélacion .
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Error
LMS	Least Mean Square
ZF	Zero Forcing
RLS	Recursive Least Squares
NLMS	Normalized Least Mean Square
SE-LMS	Le signe d'erreur-LMS
SR-LMS	Sign Regressor LMS Algorithm
CMA	Constant Modulus Algorithm
MATLAB	Matrix Laboratory.
FFT	Fast Fourier Transform.
RF	Radio Frequency.
SNR	Signal Noise Ratio.
AM	Amplitude Modulation.
PM	Phase Modulation
TEB	Taux d'Erreur par Bit.
SWS	Stationnaire au Sens Large
US	Uncorrelated Scattering

Table des figures

1.1	Schéma simplifié d'un système de transmission numérique	11
1.2	(a,b)Schéma représentatif de la propagation multi trajets	13
1.3	(a,b) Schéma représentatif de l'effet Doppler	15
1.4	Les catégories de fading en fonction de la distance [16]	16
1.5	La réponse impulsionnelle et la fonction de transfert variables dans le temps [2]	18
1.6	Interférences Inter-symboles [4]	21
1.7	Un exemple de classification du canal en fonction de la sélectivité [2]	23
1.8	Organigramme récapitulatif de la diversité et la sélectivité	24
2.1	Récepteur optimal pour un canal <i>AWGN</i> avec <i>ISI</i>	31
2.2	Modèle à temps discret équivalent d'un canal avec <i>ISI</i>	32
2.3	Modèle d'un canal à <i>ISI</i> équivalent en temps discret avec bruit <i>AWGN</i>	34
2.4	Structure d'un filtre transversale	37
2.5	Schéma bloc d'un canal avec égaliseur zero forcing	39
2.6	Egaliseur zero forcing en mode apprentissage et en mode opérationnel	41
2.7	Inconvénient du <i>ZF</i>	42
2.8	Egaliseur linéaire basé sur le critère <i>LMS</i> (Egaliseur de Wiener)	44
2.9	Comparaison entre le spectre d'un égaliseur de type <i>ZF</i> et celui de <i>Wiener</i>	44
2.10	Structure d'un <i>DFE</i>	45
2.11	Egaliseur Feedback Basé sur l'algorithme <i>LMS</i>	47
2.12	La fonction sign	50
2.13	Vitesse de convergence des deux algorithmes <i>LMS</i> et <i>RLS</i>	54
2.14	Schéma illustrant l'algorithme de <i>Godard</i>	56
3.1	Les différentes Library dans Simulink	60
3.2	La bibliothèque de Simulink	61
3.3	Blocs de la bibliothèque communication blocksets	61
3.4	Les deux blocs channel utilisés.	62

3.5	Random integer generator	62
3.6	Blocs equalizers utilisés	62
3.7	Modulateur M-QAM	63
3.8	Les blocs de visualisation utilisés	63
3.9	Simulation des canaux de propagation du type RAYLEIGH et RICE	64
3.10	Paramètres du Multipath Rayleigh Fading Channel	67
3.11	Paramètres du Multipath Rician Fading Channel	68
3.12	Réponse impulsionnelle Multipath RAYLEIGH Fading Channel	69
3.13	La Réponse fréquentielle de Multipath RAYLEIGH Fading Channel	69
3.14	La visualisation des composants des trajets multiples	70
3.15	Spectre de DOPPLER	71
3.16	Influence des imperfections du canal de type RAYLEIGH sur le signal émis	72
3.17	Diagrammes en œil des signaux : a). signal référence ,b). signal reçu après canal de Rayleigh, c). signal reçu après canal de Rice	73
3.18	Schéma bloc du modèle d'égalisation linéaire	74
3.19	Sous bloc de visualisation des Mappings des signaux.	75
3.20	Sous bloc de visualisation le digramme en œil	75
3.21	Sous bloc de visualisation d'erreurs.	76
3.22	Le Mapping des signaux: a). signal emis , b). signal dispersé par canal de type RAYLEIGH c).signal après égalisation LMS, d).signal après égalisation NLMS, e).signal après égalisation RLS,	78
3.23	Les diagrammes en oeil des signaux : a). signal emis , b). signal dispersé par canal de type RAYLEIGH c).signal après égalisation LMS, d).signal après égalisation NLMS, e).signal après égalisation RLS,	79
3.24	Indicateur d'erreurs: a). Sans égalisation, b). Egalisation <i>LMS</i> , c). Egalisation <i>NLMS</i> , d). Egalisation <i>RLS</i>	80
3.25	Schéma bloc du modèle d'égalisation linéaire	81
3.26	Le Mapping des signaux: a). signal emis , b). signal dispersé par canal de type RAYLEIGH c).signal après égalisation LMS, d).signal après égalisation NLMS, e).signal après égalisation RLS,	83
3.27	Les diagrammes en oeil des signaux : a). signal emis , b). signal dispersé par canal de type RAYLEIGH c).signal après égalisation LMS, d).signal après égalisation NLMS, e).signal après égalisation RLS,	84
3.28	Indicateur d'erreurs: a). Sans égalisation, b). Egalisation <i>LMS</i> , c). Egalisation <i>NLMS</i> , d). Egalisation <i>RLS</i>	85
3.29	Modèle d'un canal invariant dans le temps avec ses paramètres	86

3.30	Le schéma bloc de “plot result”	87
3.31	Schéma bloc du modèle d'égalisation linéaire d'un canal invariant dans le temps.	88
3.32	Le Mapping des signaux: a). signal emis , b). signal dispersé par canal de type RAYLEIGH c).signal après égalisation LMS, d).signal après égalisation NLMS, e).signal après égalisation RLS,	89
3.33	Traçage des réponses fréquentielles du canal, du l'égaliseur linéaire LMS et du combiné(canal/égaliseur).	90
3.34	Indicateur d'erreurs: a). Sans égalisation, b). Egalisation <i>LMS</i> , c). Egalisation <i>NLMS</i> , d). Egalisation <i>RLS</i>	91
3.35	Comparaison des vitesses de convergence des algorithmes : a).comparaison de <i>LMS</i> avec <i>NLMS</i> ,b).comparaison de <i>LMS</i> avec <i>RLS</i>	92
3.36	Schéma bloc du modèle de simulation d'égalisation feedback d'un canal invariant dans le temps	93
3.37	Le Mapping des signaux: a). signal emis , b). signal dispersé par canal de type RAYLEIGH c).signal après égalisation LMS, d).signal après égalisation NLMS, e).signal après égalisation RLS,	94
3.38	Traçage des réponses fréquentielles du canal, du l'égaliseur à retour de décision LMS et du combiné(canal/égaliseur).	95
3.39	Indicateur d'erreurs: a). Sans égalisation, b). Egalisation <i>LMS</i> , c). Egalisation <i>NLMS</i> , d). Egalisation <i>RLS</i>	96
3.40	Comparaison des vitesses de convergence des algorithmes : a).comparaison de <i>LMS</i> avec <i>NLMS</i> ,b).comparaison de <i>LMS</i> avec <i>RLS</i>	97

Liste des tableaux

3.1	Les différents paramètres des égaliseurs utilisés pour la simulation.	76
3.2	Les résultats du calcul d'erreurs obtenus pour chaque algorithme d'égalisation	80
3.3	Les résultats du calcul d'erreurs obtenus pour chaque algorithme d'égalisation	85
3.4	Les résultats du calcul d'erreurs obtenus pour chaque algorithme d'égalisation	91
3.5	Les résultats du calcul d'erreurs obtenus pour chaque algorithme d'égalisation	96

Introduction générale

Avec l'apparition des systèmes de communication sans fil basés sur la transmission numériques des données tels que les réseaux de téléphone portable (GSM, UMTS, ..) tels que les communications par satellites (TV, GPS, . . .), des grands défis ont été relevés. Un de ces défis concerne l'augmentation du débit de transfert des données, mais cela en payant un prix sur la fiabilité, car à haut débit, le risque d'avoir des erreurs aux niveaux de la réception augmente. Ces erreurs peuvent être à l'origine liées aux perturbations et distorsions dues à la présence du bruit et aux imperfections de l'environnement radio-mobile. Ce dernier représente l'un des contextes de transmission les plus difficiles, car la présence de nombreux obstacles, construits ou naturels, engendre une propagation par trajets multiples, qui se traduit par la réception de multiples copies du signal émis différemment retardées et atténuées. Ce phénomène entraîne sur le signal reçu l'apparition de l'interférence entre symboles (ISI), qui peut compromettre gravement la détection du message transmis si aucune contre-mesure n'est apportée en réception. Les trajets multiples engendrent d'autre part des évanouissements de la puissance reçue, variant en fonction du déplacement du terminal mobile ou des objets dans son environnement. Tout ces effets amènent à une dégradation de la performance des systèmes de communication.

Afin de réduire cette dégradation de performance au niveau de la réception du signal, une égalisation des effets perturbateurs du canal doit être réalisée. L'objectif de notre travail sera l'étude et la simulation de quelques techniques de cette égalisation.

Notre mémoire de PFE est divisée en trois chapitres. Le premier chapitre traite des généralités des canaux radio mobiles et leurs caractéristiques ainsi que leurs modélisations. Les techniques d'égalisation font l'objet du second chapitre. Dans le dernier chapitre, nous simulons quelques modèles de ces canaux ainsi que leurs égalisations. Et enfin, nous terminerons par une conclusion générale.

Chapitre 1

Canal radio mobile

Introduction

La performance d'un système de télécommunication dépend principalement des caractéristiques principales du canal de transmission qui joue le rôle d'une liaison entre l'émetteur et le récepteur. Le canal radio mobile est caractérisé par plusieurs facteurs perturbateurs qui affectent le signal émis ce qui donne à la réception un signal distordu ou déformé, donc une difficile détection de l'information telle qu'elle est émise.

Dans ce chapitre, on étudiera les principales caractéristiques d'un canal radio et les paramètres perturbateurs de l'information transmise, de plus, on verra les modélisations proposées pour un tel type de canaux et qui permettent leurs étude et simulation .

1.1 Les Systèmes de transmission numérique

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou, encore, la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est d'acheminer le signal de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible.

Le schéma synoptique d'un système de transmission numérique est donné à la figure 1.1 où l'on se limite aux fonctions de base.

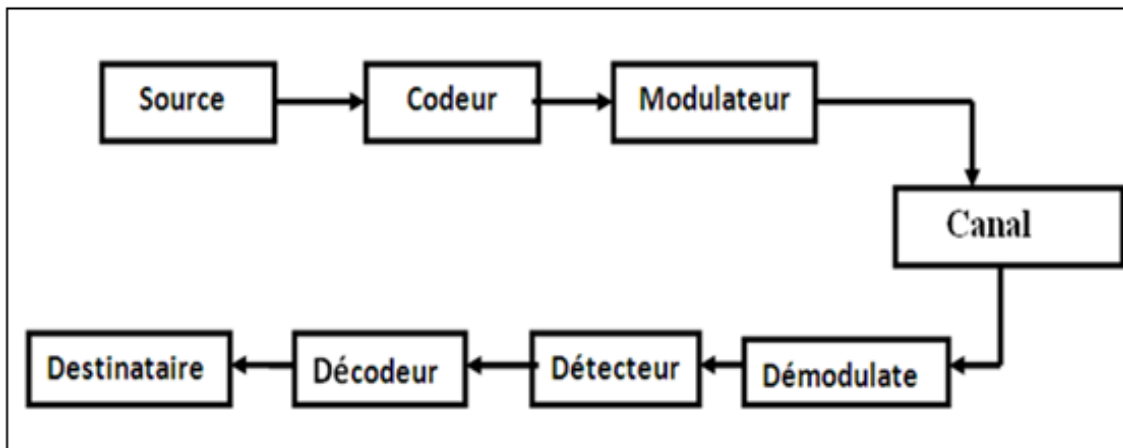


FIG. 1.1: Schéma simplifié d'un système de transmission numérique

- **La source** : émet un message numérique sous la forme d'une suite d'éléments binaires.
- **Le codeur** : englobe en général deux fonctions fondamentalement différentes :
 - La première, appelée codage en ligne : associe un support physique adéquat aux éléments abstraits émis par la source.
 - La seconde, appelée codage correcteur d'erreurs : consiste à introduire de la redondance dans le signal émis en vue de le protéger contre le bruit et les perturbateurs présents sur le canal de transmission.
- **La modulation** a pour rôle d'adapter le spectre du signal au canal (milieu physique) sur lequel il sera émis.
- Enfin, du côté récepteur, les fonctions de **démodulation** et de **décodage** sont les inverses respectifs des fonctions de modulation et de codage situées du côté émetteur.

1.2 Canal radio mobile

Le canal de propagation décrit le support physique de la transmission. Il peut être invariant dans le temps, par exemple dans le cas d'une transmission sur câble, ou variant dans le temps (cas d'une transmission dans un canal radio mobile). La variation dans le temps de ce dernier est due essentiellement à la propagation par trajets multiples et à la mobilité du récepteur [1] (voir figure (1.2)), et elle constitue la caractéristique principale du canal radio mobile.

En plus de la variation dans le temps, le canal radio mobile est souffre de plusieurs imperfections comme l'interférence, l'évanouissement, l'effet DOPPLER et Les pertes dues à la distance, et l'effet de masque. Par conséquent, un modèle précis de canal radio mobile décrivant le comportement de la propagation d'onde dans différents environnements (tels que mobile/fixe et indoor/outdoor) est nécessaire.

Ceci peut permettre par des simulations, d'estimer et de valider l'exécution d'un arrangement donné de transmission.

1.3 Caractéristiques du canal radio mobile

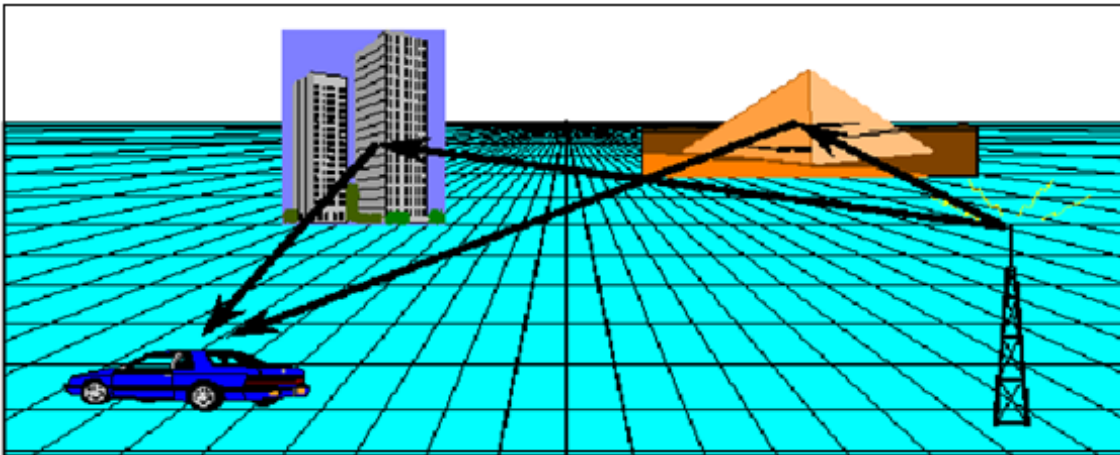
En parcourant un trajet entre l'émetteur et le récepteur, le signal transmis est sujet à de nombreux phénomènes dont la plupart ont souvent un effet dégradation se traduit en pratique par des erreurs dans les messages reçues qui entraînent des pertes d'information pour l'utilisateur ou le système.

Dans le canal radio mobile, les dégradations du signal dues à la propagation en environnement mobile peuvent être classées en différentes effets, qui sont caractérisés par :

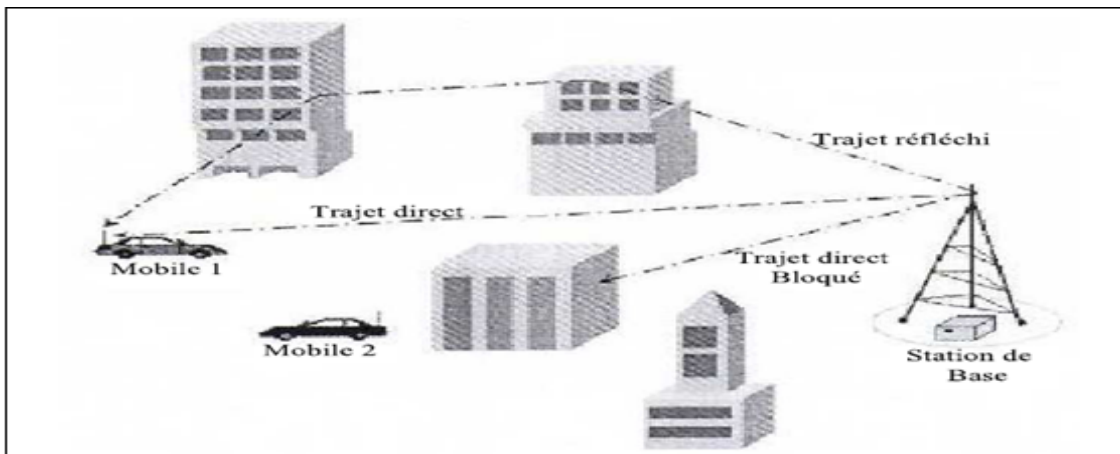
- Les atténuations de puissance du signal dues aux effets induits par le phénomène des propagations multi-trajets.
- L'effet DOPPLER .
- Les pertes de la propagation dues à la distance parcourue par l'onde radio ou l'affaiblissements de parcours (Path Loss).
- Les atténuations de puissance du signal dues aux effets de masques (shadwing) provoqués par les obstacles par le signal sur le trajet parcouru entre l'émetteur et le récepteur.
- L'évanouissement (Fading) .

1.3.1 Propagation multitrajets

La propagation multi trajets(voir figure 1.2) se produit par suite de réflexion, dispersion, et de diffraction de l'onde électromagnétique transmise à travers différent obstacles. Ainsi, à la réception beaucoup de signaux arrivent dans les différentes directions avec du retard, des atténuations, et des phases diverses, la superposition de ces derniers donne des variations d'amplitude et de phase de signal reçu, qui rend difficile la récupération du signal informationnel d'origine [2].



(a) [15]



(b) [4]

Figure 1.2: (a,b)Schéma représentatif de la propagation multi trajets

Les réflexions multiples peuvent provoquer donc plusieurs trajets entre émetteur et le récepteur (multipath propagation). Elles ont pour conséquences deux effets : l'un positif, l'autre négatif [4].

- **Effet positif des multi-trajets:**

Le principal avantage des trajets multiples est de permettre aux communications d'avoir lieu dans le cas où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vision directe. En effet, les trajets multiples permettent aux ondes radio de « franchir » les obstacles (montagnes, tunnels, bâtiments, parkings, souterrains...) et donc assurer une certaine continuité de la couverture radio.

- **Effet négatif des multi-trajets:**

Les trajets multiples sont également à l'origine de plusieurs problèmes dont les trois principaux sont :

- la dispersion des retards (delay spread),
- l'interférence entre les trajets issus de l'émetteur qui crée des fluctuations rapides dans la puissance du signal (Rayleigh fading),
- la modulation aléatoire de fréquences due aux décalages Doppler sur les différents trajets.

1.3.2 L'effet Doppler

L'effet DOPPLER est provoqué par le déplacement des objets dans le canal radio (figure 1.3a). En effet, le temps mis par l'onde pour arriver au récepteur est variable. Ce temps dépend de la vitesse de déplacement et de l'angle entre la direction de déplacement avec celle de propagation de l'onde transmise. Ce décalage de fréquence peut être positif ou négatif. Si F est la fréquence de l'onde transmise, l'effet DOPPLER "DOPPLER Shift" déplace de cette fréquence, à la réception d'une quantité [2]:

$$f_D = F \frac{v}{c} \cos \alpha_i \quad (1.1)$$

tel que:

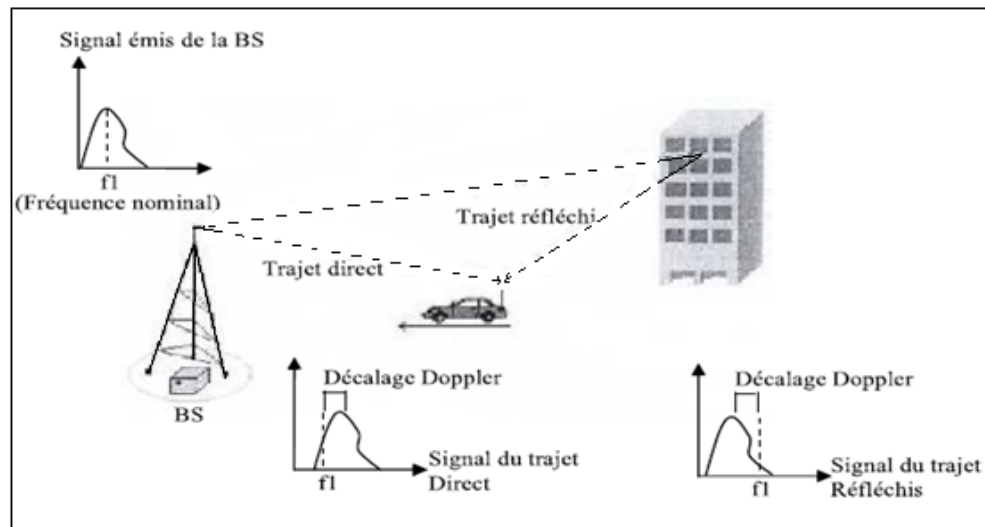
v : La vitesse de déplacement.

c : La vitesse de propagation de l'onde électromagnétique dans l'air, $c = 3.108m/s$.

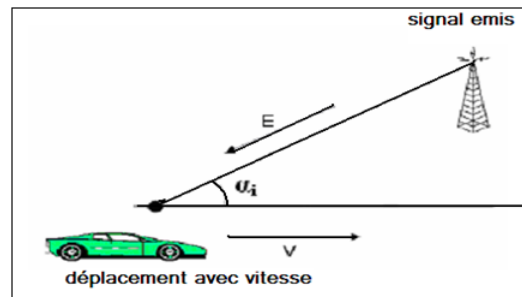
α_i : L'angle entre les vecteurs \vec{E} et \vec{V} (présentés dans la figure 1.3b)

DOPPLER Spread est le maximum de DOPPLER Shift :

$$f_{Dmax} = F \frac{v}{c} \quad (1.2)$$



(a) [4]



(b) [17]

Figure 1.3: (a,b) Schéma représentatif de l'effet Doppler

1.3.3 Atténuation due aux effets de masques

L'atténuation la plus forte que peut subir la puissance du signal est due aux obstacles naturels ou artificiels. Cet effet a pour dénomination « effet de masque » (shadowing effect).

La puissance du signal va donc varier en fonction du milieu de propagation. Plus le trajet entre l'émetteur et le récepteur (contient des obstacles), plus l'atténuation du signal à la réception sera importante.

1.3.4 Évanouissement (Fading)

C'est la variation de la puissance du signal en fonction du temps ou de la distance. On peut distinguer deux types de fading [2] :

a. Fading à court terme

Ce sont les fluctuations de la puissance du signal reçu sur un intervalle de temps ou un déplacement suffisamment petit (voir figure 1.4).

Il est causé par :

- Le multi-trajet.
- L'effet DOPPLER.
- La bande passante du signal émis.

Le fading à court terme apparaît en moyenne dans le temps à une fréquence égale à deux fois la fréquence de DOPPLER.

b. Fading à long terme

C'est les fluctuations de la puissance du signal reçu mesurée sur un déplacement de plusieurs dizaines de longueurs d'onde ou sur un intervalle de temps suffisamment grand (voir Figure 1.4), il est appelé aussi « Log-Normal fading » ou bien « Shadowing ». Il est dû principalement à l'effet de masque par des obstacles (collines, forêts, immeubles, ...).

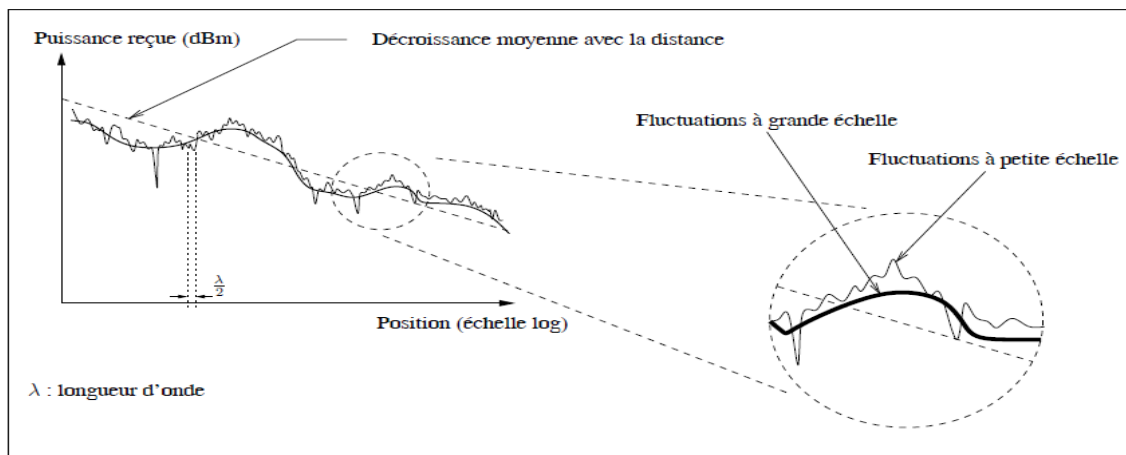


Figure 1.4: Les catégories de fading en fonction de la distance [16]

1.3.5 Pertes dues à la distance ou Path Loss

Elles dépendent de plusieurs facteurs comme la fréquence et la hauteur de l'émetteur. En effet, pour les basses fréquences, les pertes sont plus faibles. Ainsi comme la puissance d'émission du mobile est plus faible que celle de la base, le mobile émettra sur une fréquence plus basse appelée canaux montants en opposition aux canaux descendants. Les pertes

sont plus faibles quand l'émetteur est plus haut. De plus à partir d'une certaine distance apparaît un point de rupture (break point), au-delà duquel l'atténuation est plus élevée avec la distance.[3]

1.4 Modélisation du canal radio mobile

Le canal radio mobile peut être caractérisé par sa réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$, ou par sa fonction de transfert $H(f, t)$, qui sont variables dans le temps, où $H(f, t)$ est la transformée de Fourier de $h(t, \tau)$ [2]. La réponse impulsionnelle représente la réponse du canal au temps t , à une impulsion appliquée au temps $t - \tau$. On suppose que le canal radio mobile est un processus aléatoire stationnaire au sens large, c.-à-d., le canal a une statistique d'évanouissement (fading) qui reste constante dans de courtes périodes de temps ou distances spatiales.

La réponse impulsionnelle du canal radio mobile se compose de plusieurs impulsions dispersées à travers N_p trajets différents. Elle est donnée par [2]:

$$h(t, \tau) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p \exp \{j(2\pi f_{D,p}t + \phi_p) \delta(\tau - \tau_p)\} \quad (1.3)$$

Où :

$$\delta(\tau - \tau_p) = \begin{cases} 1 & \text{si } \tau - \tau_p \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.4)$$

a_p : Amplitude du signal dans le trajet p .

f_d : Fréquence de DOPPLER.

ϕ_p : Phase du signal dans le trajet p .

τ_p : Retard de propagation.

p : Nombre associé aux trajets : $p = 0, 1, \dots, N_p - 1$.

La fonction de transfert du canal est [2] :

$$H(f, t) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p \exp \{j(2\pi (f_{D,p}t - f\tau_p) + \phi_p)\} \quad (1.5)$$

Les retards sont mesurés par rapport au premier signal détecté à la réception. La fréquence de DOPPLER dans les équations 2.1 et 2.2 est donnée par :

$$f_{D,p} = \frac{v f_c \cos \alpha_p}{c} \quad (1.6)$$

Où α_p : est l'angle d'incidence associé au trajet p .

La figure 1.5 représente un exemple de la réponse impulsionnelle, et la fonction de transfert du canal.

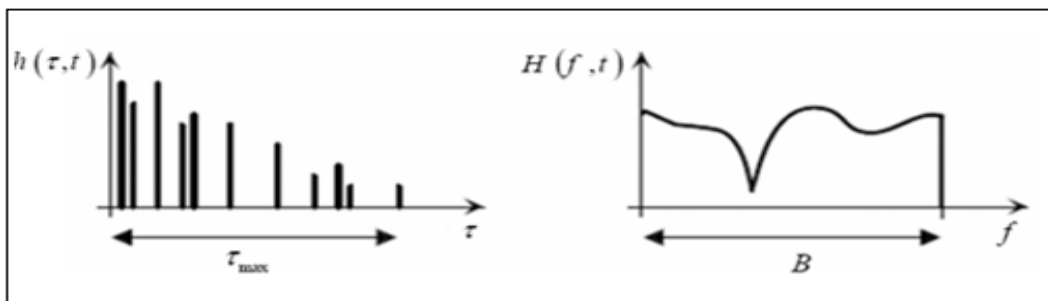


Figure 1.5: La réponse impulsionnelle et la fonction de transfert variables dans le temps [2]

Sous l'hypothèse que le canal est stationnaire au sens large (SWS chanel) et que $h(\tau_1, t)$ et $h(\tau_2, t)$ sont incorrélés pour τ_1 différent de τ_2 (Uncorrelated Scattering US), on définit la densité spectrale de puissance croisée (the delay cross-power spectral density) par [2] :

$$\rho(\tau, \Delta t) = \frac{1}{2} E \{ h(\tau, t) h^*(\tau, t + \Delta t) \} \quad (1.7)$$

Où : $E \{ \}$ est l'opérateur de l'espérance mathématique.

La transformé de FOURIER de $\rho(\tau, \Delta t)$ dans la direction du temps, donne la fonction de diffusion (Scattering function) retard-DOPPLER $S(\tau, f_D)$, qui est donné par [2]:

$$S(\tau, f_D) = \int_{-\infty}^{+\infty} \rho(\tau, \Delta t) \exp(-j2\pi f_D (\Delta t)) d(\Delta t) \quad (1.8)$$

La densité spectrale de puissance des retards $\rho(\tau)$, qui caractérise la sélectivité fréquentielle du canal radio mobile, donne la puissance moyenne de sortie du canal en fonction du retard τ [2].

$\rho(\tau)$ est donnée par [2] :

$$\rho(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau, f_D) d(f_D) \quad (1.9)$$

Le retard moyen $\bar{\tau}$ la dispersion des retards (ou le retard de Root Mean square) τ_{RMS} et l'étalement des retards (ou le retard maximal) τ_{max} sont des paramètres qui caractérisent la densité spectrale de puissance des retards [2]. Le retard moyen est donné par [2]:

$$\tau = \frac{\sum_{p=0}^{N_p-1} \tau_p \Omega_p}{\sum_{p=0}^{N_p-1} \Omega_p} \quad (1.10)$$

Où :

$$\Omega_p = |a_p|^2 \quad (1.11)$$

Ω_p : est la puissance du trajet p . Le retard τ_{RMS} est défini par [2] :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{p=0}^{N_p-1} \tau_p^2 \Omega_p}{\sum_{p=0}^{N_p-1} \Omega_p} - \bar{\tau}^2} \quad (1.12)$$

De la même façon, La densité spectrale de puissance de DOPPLER $S(f_D)$ caractérise la variation temporelle du canal, et donne la puissance moyenne de sortie en fonction de la fréquence f_D [2]. $S(f_D)$ est donné par :

$$S(f_D) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau, f_D) d(\tau) \quad (1.13)$$

La dispersion de fréquence est quantifiée par f_{Dmax} et $f_{Dspread}$ [2]. DOPPLER spread ($f_{Dspread}$) est la bande passante de la densité spectrale de puissance de DOPPLER, et prend des valeurs dans l'intervalle :

$$f_{Dspread} \leq 2|f_{Dmax}| \quad (1.14)$$

1.5 Statistiques de fading du canal

Les statistiques du processus de fading qui caractérisent le canal sont très importantes pour la détermination des paramètres de son modèle. Une approche simple et employée souvent est obtenue à partir de la supposition qu'il y a un grand nombre d'ondes dispersées dans le canal, qui contribuent au signal reçu. L'application du théorème de la limite centrale ramène à un processus GAUSSIEN complexe pour la réponse impulsionnelle du canal.

En l'absence de la ligne de vue (LOS : Ligne Of Sight) ou d'un composant dominant, le processus est de moyenne nulle. L'amplitude de la fonction de transfert du canal :

$$a = a(f, t) = |H(f, t)| \quad (1.15)$$

est une variable aléatoire, qui suit une distribution de RAYLEIGH donnée par :

$$p(a) = \frac{2a}{\Omega} \exp\left(-\frac{a^2}{\Omega}\right) \quad (1.16)$$

Où, $\Omega = E\{a^2\}$ est la puissance moyenne. La phase est uniformément distribuée dans l'intervalle $[0, 2\pi]$.

Dans le cas du canal multi-trajet qui contient une ligne de vue (LOS) ou une composante dominante, la réponse impulsionnelle du canal ne peut plus être modélisée à moyenne nulle. Sous la supposition d'un processus GAUSSIEN complexe pour la réponse impulsionnelle du canal, l'amplitude de la fonction de transfert suit une distribution de RICE donnée par :

$$p(a) = \frac{2a}{\Omega} \exp\left(-\frac{a^2}{\Omega + k_{Rice}}\right) I_0\left(2a\sqrt{\frac{k_{Rice}}{\Omega}}\right) \quad (1.17)$$

Le facteur de RICE K_{Rice} est déterminé par le rapport de la puissance de LOS sur la puissance des signaux dispersés.

I_0 : est la fonction de BESSEL d'ordre 0. La phase est uniformément distribuée dans l'intervalle $[0, 2\pi]$. [2]

1.6 Interférence

La dispersion des retards (The delay spread) peut causer l'interférence inter-symbole (ISI) (voir figure 1.6), quand les symboles d'information adjacents interfèrent entre eux à cause des différents retards en différents trajets de propagation. Le nombre de symboles interférés dans un système de modulation mono-porteuse (single-carrier) est donné par :

$$N_{ISI, mono\ porteuse} = \frac{\tau_{max}}{T_d} \quad (1.18)$$

Pour les applications à débit élevé avec une durée de symbole très courte $f_d < \tau_{max}$ l'effet d'ISI et la complexité de récepteur peuvent augmenter de manière significative. Cet effet peut être contrarié par différentes mesures telles que l'égalisation dans le domaine temporel ou fréquentiel. Dans les systèmes d'étalement de spectre, les récepteurs RAKE avec plusieurs doigts (arms) sont utilisés pour réduire l'effet d'ISI par exploitation de la diversité multi trajets tel que chaque doigt est adapté aux différents trajets de propagation.

Si $f_d \ll \tau_{max}$ l'effet d'ISI est négligeable. Cette effet est exploité dans la transmission multi-porteuse ou la durée d'un symbole augmente avec le nombre de sous-porteuses N_c , ce qui permet de diminuer le nombre d'ISI par :

$$N_{ISI, mono\ porteuse} = \frac{\tau_{max}}{NT_d} \quad (1.19)$$

Le maximum d'étalement DOPPLER dans les applications radio mobile qui utilisent la modulation mono-porteuse est généralement plus faible que la distance entre les canaux

adjacents, donc dans ce cas l'étalement n'est pas un problème.

Pour les systèmes de modulation multi-porteuse l'espace entre les sous-canaux F_S devient très petit, donc l'effet Doppler peut causer d'ICI significatif, ce qui dégrade les performances du système. Donc, à la réception on est obligé d'utiliser des récepteurs complexes tels que le récepteur RAKE dans le domaine fréquentiel. Pour éviter l'ICI il faut vérifier la condition :[2]

$$F_s \gg f_{Dmax} \quad (1.20)$$

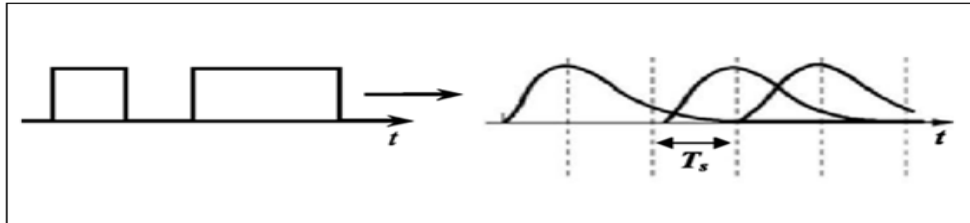


Figure 1.6: Interférences Inter-symboles [4]

1.7 Influences sur les systèmes de radiocommunications

1.7.1 Diversité et Sélectivité

Alors que les trajets multiples sont à l'origine d'une sélectivité fréquentielle et d'un étalement des retards, l'effet DOPPLER provoque une sélectivité temporelle et un étalement fréquentielle. Pour assurer une qualité de transmission suffisante, les systèmes doivent être résistants aux trajets multiples mais aussi peut sensibles à l'effet DOPPLER. Les conséquences de ces deux phénomènes sur la qualité de transmission vont dépendre des propriétés de sélectivité et de diversité du canal.

Avant d'étudier la diversité et la sélectivité du canal radio mobile il faut définir la bande et le temps de cohérence :

- **La bande de cohérence** $(\Delta f)_c$ d'un canal radio mobile est la bande de fréquence sur laquelle les caractéristiques de propagation d'un signal sont corrélées, et elle peut être approximée par :

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{\tau_{max}} \quad (1.21)$$

- **Le temps de cohérence** $(\Delta t)_c$ est la durée sur laquelle les caractéristiques du canal radio mobile peuvent être considérés comme invariants .[5]

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{2f_{Dmax}} \quad (1.22)$$

1.7.1.1 Notion de sélectivité

La notion de sélectivité du canal est définie à partir du rapport entre la bande occupée par le signal et la bande de cohérence, et du rapport entre la durée d'un symbole et le temps de cohérence. Quatre cas de figure peuvent se présenter :

- $B < (\Delta f)_c \Leftrightarrow T_s > \tau_{RMS}$: si la bande occupée par le signal est inférieure à la bande de cohérence du canal, les fréquences du spectre du signal subissent la même atténuation ou amplification (voir figure 1.7). Dans ce cas, les évanouissements fréquentiels sont dits évanouissements plats (flat fading) et le canal est alors non-sélectif en fréquence.
- $B > (\Delta f)_c \Leftrightarrow T_s < \tau_{RMS}$: si la bande occupée par le signal est supérieure à la bande de cohérence du canal, les évanouissements fréquentiels n'atténuent que certaines composantes du spectre du signal. L'étalement des retards étant supérieur à la durée d'un symbole, il se produit alors des interférences inter-symboles (ISI). Le canal de propagation est alors sélectif en fréquence.
- $T_s < (\Delta t)_c \Leftrightarrow B > 2f_{Dmax}$: Lorsque l'étalement Doppler (Doppler spread) est inférieur à la bande occupée par le signal, le canal de propagation est dit à évanouissement lent (ou slow fading). Dans ce cas la réponse impulsionnelle reste constante sur plusieurs symboles consécutifs. Le canal est alors non-sélectif en temps.
- $T_s > (\Delta t)_c \Leftrightarrow B < 2f_{Dmax}$: par opposition au cas précédent, si la bande fréquentielle du signal est inférieure à l'étalement Doppler du canal, le canal de propagation est dit à évanouissement rapide (fast fading). Le canal est alors sélectif en temps.

1.7.1.2 Notion de diversité

A partir de la bande de cohérence et du temps de cohérence du canal, il est aussi possible d'estimer l'ordre de diversité du système. La diversité se définit par la présence en réception de plusieurs répliques indépendantes d'une même information. Ainsi si une réplique donnée subit un fort fading, les autres signaux sont vraisemblablement moins atténués. Il existe de nombreuses formes de diversité. Parmi celles-ci, on distingue par exemple, les diversités spatiales, temporelles, fréquentielles, de trajet, ... etc. Pour notre étude, seules les notions de diversité temporelle et fréquentielle sont abordées.

La plus simple à mettre en œuvre, la diversité temporelle consiste à répéter la même information à des moments différents afin de créer une redondance. Ainsi, lorsque la séparation entre deux trames successives portant la même information est supérieure au temps de cohérence du canal, on considère que la diversité temporelle est exploitée. Ainsi en notant T_{Trame} la durée d'une trame constituée d'un ensemble des symboles, l'ordre de diversité temporelle D_t sur cette trame est approché par l'expression suivant :

$$D_t = \frac{T_{Trame}}{(\Delta t)_c} \quad (1.23)$$

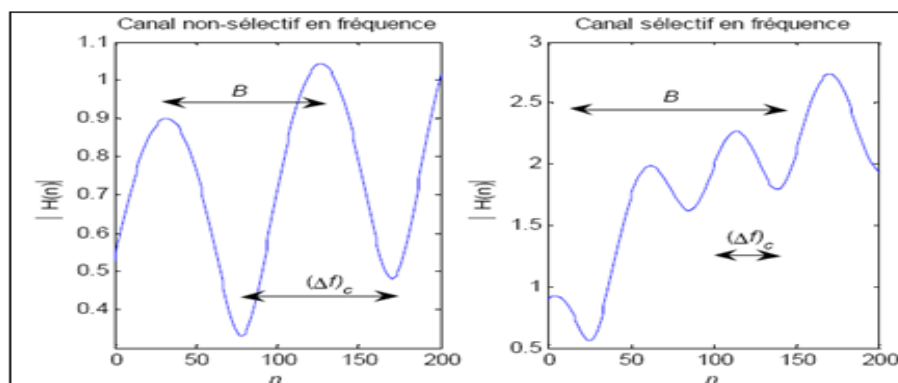


Figure 1.7: Un exemple de classification du canal en fonction de la sélectivité [2]

De même, la diversité fréquentielle consiste à transmettre simultanément la même information sur plusieurs fréquences différentes. On considère que cette dernière est exploitée lorsque la séparation entre deux fréquences successives portant la même information est supérieure à la bande de cohérence du canal. Ainsi, pour un système de largeur de bande B , l'ordre de diversité fréquentielle D_f est approché par :

$$D_f = \frac{B}{(\Delta f)_c} \quad (1.24)$$

Les systèmes qui exploitent les deux diversités temporelle et fréquentielle peuvent atteindre un ordre de diversité global qui est donné par :

$$D_0 = D_f D_t \quad (1.25)$$

La figure 1.8 donne un résumé pour tout les cas possible de sélectivité et de diversité, ainsi que le fading correspondant.

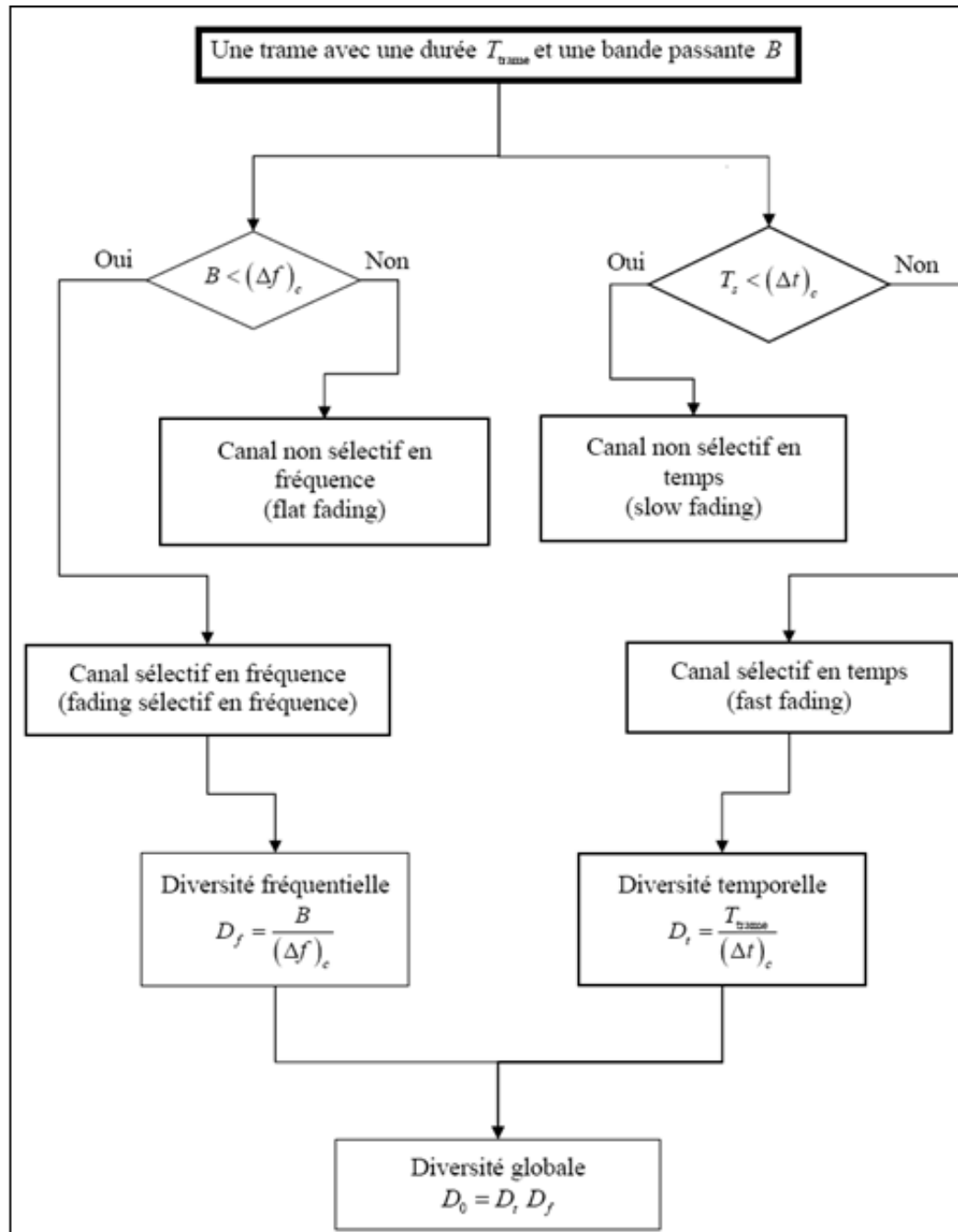


Figure 1.8: Organigramme récapitulatif de la diversité et la sélectivité

Conclusion

Nous avons défini les caractéristiques principales du canal radio telles que : Les interférences, les pertes multitrajets, l'effet DOPPLER, le fading... etc. Ainsi, le modèle approché de canal , à partir de ce dernier, on pourra corriger tout les facteurs perturbateurs de l'information véhiculée dans le canal radio mobile .

Enfin nous avons traité les problèmes d'intersymbole (ISI) et les notions de la diversité et de la sélectivité qui sont basées sur les parametres : bande de fréquence, du temps et de la cohérence.

Chapitre 2

Techniques d'égalisation

Introduction

Dans ce chapitre, on s'intéressera au problème du design d'un récepteur en présence d'une distorsion au niveau du canal non connue à priori, et un bruit *AWGN*. La distorsion du canal se manifeste par la présence d'interférence inter symbole qui cause en cas de non compensation une grande erreur au niveau du signal utile. La solution du problème de l'*ISI* est de concevoir un récepteur dans le sens de compenser ou réduire l'*ISI* dans le signal reçu et ceci est l'objectif de l'opération l'égalisation. [6]

Plusieurs travaux ont été fait dans ce domaine. Ici, on verra un bref historique de ce qui concerne le l'égalisation du canal ainsi que les pionniers de ce domaine d'égalisation.

Quatre types d'égalisation sont traités. Une est basée sur le critère (*MV*) de détection de séquence par le maximum de la vraisemblance, qui est optimale de point de vue probabilité d'erreur. Une deuxième méthode d'égalisation est celle dite linéaire (linear equalization *LE*) qui est basée sur l'utilisation d'un filtre linéaire avec des coefficients réglables. La troisième méthode d'égalisation décrite consiste à l'exploitation des informations extraites des symboles déjà détectés pour supprimer l'*ISI* dans le symbole actuellement détecté, cette méthode est connue sous l'appellation égalisation par retour de décision(ou decision feedback equalization(*DFE*)). L'autre technique est l'égalisation aveugle (ou Blind equalization), la particularité de cette méthode d'égalisation est l'absence de la phase d'apprentissage au début de l'égalisation.

2.1 Historique

L'égalisation du canal pour des communications numériques a été développée par LUCKY (1965, 1966) qui s'est concentré sur les égaliseurs linéaires. Son algorithme a été basé sur le critère de distorsion maximale et mené à l'algorithme *zero – forcing*. Le travail de LUCKY était une percée importante, qui a mené au développement rapide des modems à grande vitesse dans un délai de cinq ans de publication de son travail. Concurrément, l'algorithme d'erreur de la moyenne carrée pour l'optimisation des coefficients d'égaliseur (*LMS*) a été conçu par WIDROW (1966), et son utilisation pour l'égalisation adaptative pour des signaux complexe-évalués (les composants en phase et quadrature) a été décrite et analysée dans des travaux de PROAKIS et MILLER (1969).

L'égalisation par *Decision – feedback* (*DFE*) a été proposée et analysée par AUSTIN (1967). Des analyses de performance de la *DFE* peuvent être trouvées dans les travaux réalisés par MONSEN (1971), GEORGE et autres (1971), PRICE (1972), SALZ (1973), DUTTWEILER et autres (1974), et ALTEKAR et BEAULIEU (1993).

L'utilisation de l'algorithme de VITERBI comme estimateur optimal de séquence basé sur le principe du maximum de vraisemblance (*MV*) pour des symboles corrompus par l'*ISI* a été proposée et analysée par FORNEY (1972) et OMURA (1971). Son utilisation pour les signaux porteurs-modulés a été considérée par UNGERBOECK (1974) et MACKENCHNIE (1973).

Un travail sur les algorithmes adaptatifs d'égalisation qui ont été développés au cours de la période 1965 – 1975 est donné par PROAKIS (1975). Un travail plus récent de l'égalisation adaptative est donné par QURESHI (1985). La percée principale dans des techniques adaptatives d'égalisation, commençant par le travail de LUCKY en 1965 ajouté au développement de la modulation treillis-codée, qui a été proposée par UNGERBOECK et CSAJKA (1976), a mené au développement des modems à grande vitesse disponibles dans le commerce avec une capacité de vitesses de 9600 – 28800 *bits/s* sur des canaux téléphoniques.

En 1974, GODARD a proposé l'utilisation d'un algorithme plus rapidement convergent pour l'égalisation adaptative. L'algorithme de *RLS* (KALMAN), suit l'approche décrite par PICINBONO (1978). Des algorithmes de treillis de *RLS* pour des applications générales d'évaluation du signal ont été développés par MORF et autres (1977, 1979). Les applications de ces algorithmes ont été étudiées par plusieurs chercheurs, y compris MAKHOUL (1978), SATORIUS et PAQUET (1981), SATORIUS et ALEXANDRE (1979), et LING et PROAKIS (1982, 1984a – c, 1985). L'algorithme rapide de *RLS* KALMAN pour l'égalisation adaptative a été décrit la première fois par FALCONER et LIUNG (1978).

Les travaux originaux de SATO (1975) sur l'égalisation aveugle ont été concentrés sur des

constellations *PAM* (à une dimension) du signal. Plus tard il a été généralisé aux constellations bidimensionnelles et multidimensionnelles de signal dans les algorithmes conçus par GODARD (1980), BENVENISTE et GOURSAT (1984), SATO (1986), FOSCHINI (1985), PICCHI et PRATI (1987), et SHALVI et WEINSTEIN (1990). Des méthodes d'égalisation aveugle basées sur l'utilisation des moments d'ordre supérieur ou égale à deux du signal reçu ont été proposées par HATZINAKOS et NIKIAS (1991) et TONG et autres (1994). L'utilisation du critère de probabilité maximale pour l'évaluation de canal et la détection de données a été étudiée et traitée par SESHADRI (1991), GHOSH et WEBER (1991), ZERVAS et autres (1991) et RAHELI et autres (1995). En conclusion, les caractéristiques de convergence des algorithmes d'égalisation aveugle à gradient stochastique ont été étudiées par DING(1990), DING et autres (1989), et JOHNSON (1991).

2.2 Récepteur optimal pour un canal avec *ISI* et *AWGN*

Dans cette section, nous décrivons les structures du démodulateur et du détecteur optimaux pour la transmission numérique à travers un canal non idéal et à bande limitée avec un bruit gaussien additif. Nous commençons par le signal transmis (équivalent passe-bas) donné par :

$$v(t) = \sum_{n=0}^{\infty} I_n g(t - nT) \quad (2.1)$$

Où $\{I_n\}$ est la séquence des symboles du signal informatif, $g(t)$ l'impulsion de base et T la durée du symbole.

Le signal reçu (équivalent passe-bas) est exprimé comme suit :

$$r_l(t) = \sum_n I_n h(t - nT) + z(t) \quad (2.2)$$

Où $h(t)$ représente la réponse impulsionnelle du canal pour un signal d'entrée égale à $g(t)$, et $z(t)$ est un bruit AWGN.

D'abord nous démontrons que le démodulateur optimum peut être réalisé comme un filtre adapté à $h(t)$, suivi d'une opération d'échantillonnage à une fréquence correspond à la période des symboles T et un algorithme d'estimation de la séquence d'information émise $\{I_n\}$ à partir des valeurs d'échantillonnées. En conséquence, les échantillons à la sortie du filtre adapté sont suffisants pour l'estimation de la séquence $\{I_n\}$.[6]

2.2.1 Récepteur optimal basé sur le maximum de vraisemblance

En premier lieu, nous écrivons $r_l(t)$ sous la forme d'une série :

$$r_l(t) = \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{k=1}^N r_k f_k(t) \quad (2.3)$$

Où $\{f_k\}$ est une base complète et orthonormée de fonctions et $\{r_k\}$ sont les variables aléatoires observables obtenues par la projection de $r_l(t)$ sur l'ensemble $\{f_k\}$. On montre facilement que :

$$r_k = \sum I_k h_{kn} + z_k \quad , k = 1, 2, \dots \quad (2.4)$$

Où le h_{kn} est la valeur obtenue à partir de la projection de $h(t - nT)$ sur les $f_k(t)$, et z_k est la valeur obtenue à partir de la projection de $z(t)$ sur les $f_k(t)$. La séquence $\{z_k\}$ a une distribution gaussienne avec une moyenne nulle et une covariance :

$$\frac{1}{2} E(z_k^* z_m) = N_0 \delta_{km} \quad (2.5)$$

La fonction de densité de probabilité conjointe des variables aléatoires $\mathbb{R}_N = [r_1 r_2 r_3 \dots r_N]$ conditionnées sur la séquence transmise $\Pi_P = [I_1 I_2 \dots I_P]$, avec $P \leq N$ est :

$$P(\mathbb{R}_N / \Pi_P) = \left(\frac{1}{2\pi N_0} \right)^N \exp \left(-\frac{1}{2N_0} \sum_{k=1}^N \left| r_k - \sum_n I_n h_{kn} \right|^2 \right) \quad (2.6)$$

Où h_{kn} est la valeur obtenue à partir de la projection de $h(t - nT)$ sur les $f_k(t)$, et z_k est la valeur obtenue à partir de la projection de $z(t)$ sur les $f_k(t)$. La séquence $\{z_k\}$ est gaussienne avec une moyenne nulle et une covariance :

$$\frac{1}{2} E(z_k^* z_m) = N_0 \delta_{km} \quad (2.7)$$

Quand le nombre N des variables aléatoires observables est proche de l'infinie, le logarithme de $P(\mathbb{R}_N / \Pi_P)$ sera proportionnel aux métriques $PM(\Pi_P)$ définies par :

$$PM(\Pi_P) = - \int_{-\infty}^{+\infty} \left| r_l(t) - \sum_n I_n h(t - nT) \right|^2 dt \quad (2.8)$$

$$= - \int_{-\infty}^{+\infty} |r_l(t)|^2 dt + 2 \operatorname{Re} \sum_n \left(I_n^* \int_{-\infty}^{+\infty} r_l(t) h^*(t - nT) dt \right) - \sum_n \sum_m I_n^* I_m \int_{-\infty}^{+\infty} h^*(t - nT) h(t - nT) dt \quad (2.9)$$

Les estimations des maximums de la vraisemblance des symboles $I_1 I_3 \dots I_P$ sont ceux

qui maximisent cette quantité. Cependant, l'intégrale de $|r_l(t)|^2$ est commune pour toutes les métriques, et par conséquent, elle peut être ignorée. On définit les variables y_n tel que :

$$y_n = y(nT) = \int_{-\infty}^{+\infty} r_l(t) h^*(t - nT) dt \quad (2.10)$$

Ces variables peuvent être générées par le passage de $r(t)$ à travers un filtre adapté à $h(t)$ et échantillonnage du signal de sortie à la fréquence des symboles $1/T$. Les échantillons $\{y_n\}$ forment un ensemble de statistiques suffisantes pour le calcul de $PM(\Pi_P)$ ou, d'une manière équivalente, des métriques de corrélation :

$$CM(\Pi_P) = 2Re \left(\sum_n I_n^* y_n \right) - \sum_n \sum_m I_n^* I_m x_{n-m} \quad (2.11)$$

Où $x(t)$ est la réponse du filtre adapté à $h(t)$ et :

$$x_n = x(nT) = \int_{-\infty}^{+\infty} h^*(t) h(t - nT) dt \quad (2.12)$$

Par conséquent, $x(t)$ représente la sortie d'un filtre ayant une réponse impulsionnelle $h^*(-t)$ et une excitation $h(t)$. En d'autres termes, $x(t)$ représente la fonction d'autocorrélation de $h(t)$. En conséquence, $\{x_n\}$ représente les échantillons de la fonction d'autocorrélation de $h(t)$, prise à une fréquence de $1/T$. Nous ne sommes pas en particulier concernés par la caractéristique non causal du filtre adapté à $h(t)$, puisque, dans la pratique, nous pouvons présenter un retard suffisamment grand pour assurer la causalité du filtre adapté. En utilisant les équations (2.10) et (2.2) nous obtenons :

$$y_k = \sum_n I_n x_{k-n} + \vartheta_k \quad (2.13)$$

Où ϑ_k représente la séquence du bruit additif sortie du filtre adapté c.à.d.

$$\vartheta_k = \int_{-\infty}^{+\infty} z(t) h^*(t - kT) dt \quad (2.14)$$

La sortie du démodulateur (filtre adapté) à l'instant d'échantillonnage est corrompue par *ISI* comme indiqué par l'équation (2.13). Dans n'importe quel système pratique, il est raisonnable de supposer que l'*ISI* affecte un nombre fini de symboles. Par conséquent, nous pouvons assumer que $x_n = 0$ pour $|n| > L$. En conséquence, l'*ISI* observé à la sortie du démodulateur peut être vu comme une sortie d'une machine à état défini. Ceci implique que la sortie d'un canal avec *ISI* peut être représentée par un diagramme en treillis, et que le maximum de la vraisemblance estimé de la séquence d'information (I_1, I_2, \dots, I_p) est

simplement le chemin le plus probable par le treillis donnant la séquence reçue à la sortie du démodulateur $\{y_n\}$. L'algorithme de VITERBI fournit des moyens efficaces pour exécuter la recherche des treillis.

Les métriques qui sont calculées pour le *MLSE* de la séquence $\{I_k\}$ sont données par l'équation (2.11). Ces métriques peuvent être calculées d'une manière récursive par l'algorithme de VITERBI, selon la relation :

$$CM_n(\Pi_n) = CM_{n-1}(\Pi_{n-1}) + Re \left[I_n^* \left(2y_n - x_0 I_n - 2 \sum_{m=1}^L x_m I_{n-m} \right) \right] \quad (2.15)$$

La figure 2.1 illustre le bloc diagramme du récepteur optimal pour un canal *AWGN* avec *ISI*

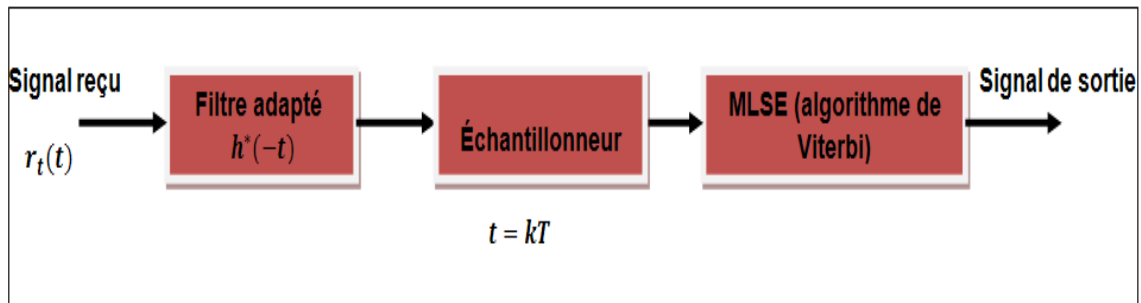


FIG. 2.1: Récepteur optimal pour un canal *AWGN* avec *ISI*

2.3 Modélisation du canal à temps discret

2.3.1 Modèle discret d'un canal avec *ISI*

En faisant face aux canaux à bande limitée en présence d'*ISI*, il est commode de développer un modèle équivalent de temps discret. . Puisque l'émetteur envoie des symboles de temps discret à un taux $1/T$ symboles/s et le signal échantillonné à la sortie du filtre adapté dans le récepteur est également un signal à temps discret avec des échantillons qui se produisent à un taux de $1/T$ symboles/s . Il suit qu'on a une mise en cascade d'un filtre analogique à l'émetteur dont la réponse d'impulsionnelle $g(t)$, le canal avec une réponse impulsionnelle $c(t)$, le filtre adapté au récepteur avec une réponse impulsionnelle $h^*(-t)$, et l'échantillonneur peuvent être représentés par un filtre transversal à temps discret équivalent ayant des coefficients de gain ajustables $\{x_k\}$. En conséquence, nous avons un filtre transversal à temps discret équivalent qui occupe un intervalle de temps de $2LT$ seconde. Son entrée est la séquence des symboles $\{I_k\}$ et la sortie est la séquence à temps discret

$\{y_k\}$ donnée par l'équation (2.13). Le modèle équivalent de temps discret est montré dans la figure 2.2.

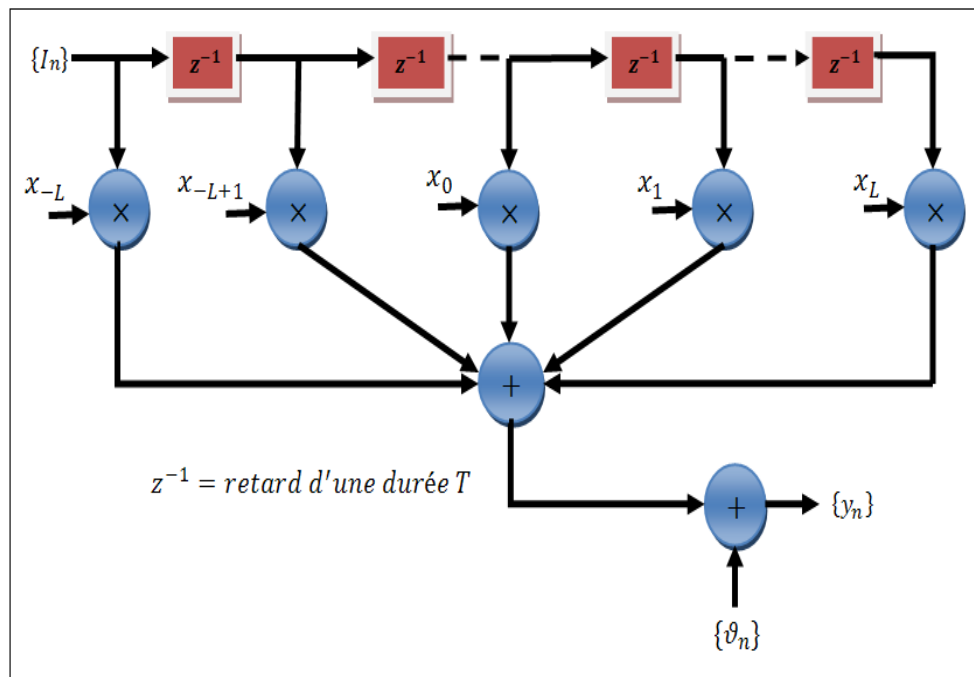


FIG. 2.2: Modèle à temps discret équivalent d'un canal avec ISI

La difficulté principale avec ce modèle à temps discret réside dans l'évaluation des performances des diverses techniques d'égalisation ou d'estimation qui sont discutées plus loin dans ce chapitre. La difficulté est provoquée par les corrélations dans la séquence du bruit $\{\vartheta_k\}$ à la sortie du filtre adapté. C'est-à-dire, l'ensemble des variables bruit $\{\vartheta_k\}$ est une séquence dont la distribution est gaussienne avec une moyenne zéro et une fonction d'auto-corrélation donnée par :

$$\frac{1}{2}E(\vartheta_k^* \vartheta_j) = \begin{cases} N_0 x_{k-j} & , (|k - j| \leq L) \\ 0 & , \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.16)$$

Par conséquent, la séquence du bruit est corrélée à moins que $x_k = 0, k \neq 0$. Puisque, en général, les algorithmes proposés sont applicables dans le cas d'un bruit *AWGN*, il est désirable de blanchir la séquence du bruit par un filtrage de la séquence $\{y_k\}$ plus loin. Dans la suite, on verra comment déterminer ce filtre.[6]

2.3.2 Le filtre de blanchiment

Soit $X(z)$ la transformée en z de la fonction d'autocorrélation échantillonnée de $\{x_k\}$ c.à.d.

$$X(z) = \sum_{k=-L}^{+L} x_k z^{-k} \quad (2.17)$$

Comme $x_k = x_{-k}^*$, donc $X(z) = X^*(z^{-1})$ et les $2L$ racines de $X(z)$ ont une certaine symétrie, car si ρ est une racine de $X(z)$, alors $1/\rho$ l'est aussi. D'où $X(z)$ peut être factorisé et exprimé comme suit :

$$X(z) = F(z) F^*(z^{-1}) \quad (2.18)$$

Où $F(z)$ est un polynôme de degré L dont les racines $\rho_1, \rho_2, \rho_3, \dots, \rho_L$ et $F^*(z^{-1})$ est un polynôme de degré L dont ses racines sont $1/\rho_1^*, 1/\rho_2^*, 1/\rho_3^*, \dots, 1/\rho_L^*$. Ainsi on détermine le filtre de blanchiment du bruit qui a une transformée en z la fonction de transfert $1/F^*(z^{-1})$. Puisque il a y 2^L choix pour choisir les racines de $F^*(z^{-1})$, tout les choix amènent à des filtres avec des caractéristiques identiques pour l'amplitude mais différentes pour la phase, mais nous choisissons l'unique $F^*(z^{-1})$ qui est à minimum de phase c'est-à-dire le polynôme qui a tout ses racines dans le cercle unité. Car, quand les racines de $F^*(z^{-1})$ sont dans le cercle unité alors, $1/F^*(z^{-1})$ est physiquement réalisable, stable, filtre récursive à temps discret. Par conséquent, on a le passage de la séquence $\{y_k\}$ à travers un filtre numérique $1/F^*(z^{-1})$ où la sortie peut être exprimée par :

$$v_k = \sum_{n=0}^L f_n I_{k-n} + \eta_k \quad (2.19)$$

Où $\{\eta_k\}$ est une séquence d'un bruit blanc gaussien et $\{f_n\}$ est un ensemble de coefficients d'un filtre transversal équivalent à temps discret dont la fonction de transfert est $F(z)$. En général, la séquence $\{v_k\}$ est à valeurs complexes.

En résumé, la mise en cascade du filtre de transmission $g(t)$, le canal $c(t)$, le filtre adapté $h^*(-t)$, l'échantillonneur, et le filtre de blanchiment $1/F^*(z^{-1})$ à temps discret, peut être représentée par un filtre transversal à temps discret équivalent ayant l'ensemble $\{f_k\}$ comme étant ses coefficients ajustables. La séquence du bruit additif $\{\eta_k\}$ corrompant la sortie du filtre transversal à temps discret est une séquence d'un bruit blanc gaussien

ayant une moyenne zéro et une variance N_0 . La Figure 2.3 montre le modèle du système équivalent à temps discret avec un bruit blanc. [6]

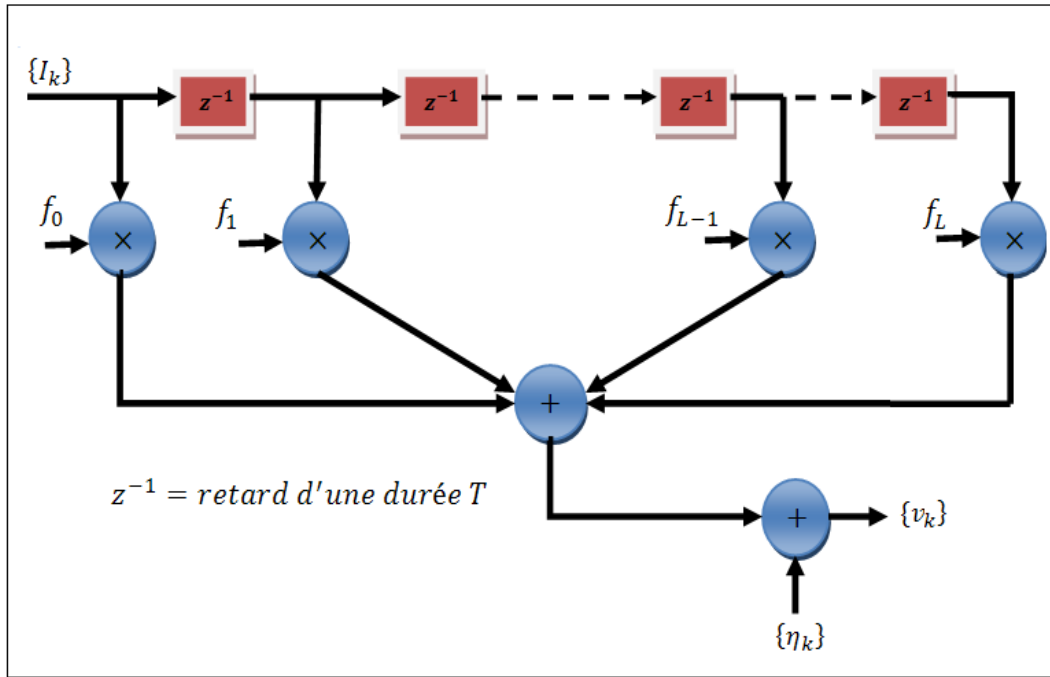


FIG. 2.3: Modèle d'un canal à ISI équivalent en temps discret avec bruit AWGN

2.4 L'algorithme de Viterbi

L'application du critère du MV tel qu'il est brute donne une complexité exponentielle en nombre d'échantillons ou de symboles. Pour cette raison VITERBI a proposé sa solution basée sur le critère du MV . Cet algorithme considère la présence d'un bruit blanc, c'est pour cette raison qu'on a illustré juste avant le filtre de blanchiment.

D'après cet algorithme, le critère du MV est équivalent à un problème d'estimation d'un état parmi un ensemble fini d'états ¹. Cet ensemble fini d'états dans ce cas représente les coefficients du canal équivalent à temps discret $\{f_k\}$, et son état à chaque instant est donné par les L entrées les plus récents, c.à.d. l'état à l'instant k sera donné par :

$$S_k = (I_{k-1}, I_{k-2}, \dots, I_{k-L}) \quad (2.20)$$

Où $I_k = 0$ pour $k \leq 0$.

Par conséquent, si les symboles de l'information transmise sont issus d'une modulation numérique M -aire, le filtre canal aura M^L états. Par suite, le canal est décrit par les M^L

¹un état est une combinaison possible de $L + 1$ symboles où L est le nombre de composants interférés

états treillis et le rôle de l'algorithme de Viterbi consiste à déterminer le chemin le plus probable parmi le treillis.

En bref, nous commençons par les échantillons $v_1 v_2 v_3 \dots v_{L+1}$, dont nous calculons les M^{L+1} métriques.

$$\sum_{k=1}^{L+1} \ln P[(v_k | I_k, I_{k-1}, \dots, I_{k-L})] \quad (2.21)$$

Les M^{L+1} séquences possibles de I_{L+1}, I_L, \dots, I_1 sont divisés en M^L groupes correspondent aux M^L états $\{I_{L+1}, I_L, \dots, I_2\}$. Il est à noter que les M séquences dans chaque groupe (état) diffèrent dans I_1 et correspondent aux chemins à travers lesquels, les treillis se coupent en un seul nœud. Parmi les M séquences dans chacun des M^L états, nous choisissons la séquence la plus grande probable (en respectant I_1) et assignons à la séquence survivante la métrique suivante :

$$PM_1(\Pi_{L+1}) = PM_1(I_{L+1}, I_L, \dots, I_2)$$

$$PM_1(\Pi_{L+1}) = \max_{l_1} \sum_{k=1}^{L+1} \ln P(v_k | I_k, I_{k-1}, \dots, I_{k-L}) \quad (2.22)$$

Les $M - 1$ séquences restantes de chacun des M^L groupes sont ignorées.

Ainsi, nous sommes laissés qu'avec M^L séquences survivantes et leurs métriques.

A la réception de v_{L+2} , les M^L séquences survivantes sont prolongées par une étape, et les M^L probabilités correspondantes des séquences prolongées sont calculées en utilisant la métrique précédente avec un nouvel incrément, qui est $\ln[P(v_{L+2} | I_{L+2}, I_{L+1}, \dots, I_2)]$. Encore, les M^{L+1} séquences sont subdivisés en M^L groupes correspondent aux M^L états possibles $(I_{L+2}, I_{L+1}, \dots, I_3)$ et la séquence la plus probable de chaque groupe est choisie, alors que l'autre $M - 1$ séquences sont rejetées.

La procédure décrite continue la réception des échantillons suivants du signal. Généralement sur la réception de v_{L+k} , les métriques² :

$$PM_k(\Pi_{L+k}) = \max_{l,k} [\ln P(v_{L+k} | I_{L+k}, I_{L+k-1}, \dots, I_k) + PM_{k-1}(\Pi_{L+k-1})] \quad (2.23)$$

qui sont calculées donnent les probabilités des M^L séquences survivantes. Ainsi, pour chaque échantillon du signal reçu, l'algorithme de Viterbi implique d'abord le calcul des M^{L+1} probabilités :

²Nous observons que les métriques $PM_k(I)$ sont simplement liées aux métriques euclidiennes de distance $DM_k(I)$ quand le bruit additif est gaussien

$$\ln P(v_{L+k} | I_{L+k}, I_{L+k-1}, \dots, I_k) + PM_{k-1}(\Pi_{L+k-1}) \quad (2.24)$$

correspondantes des M^{L+1} qui forment la continuation des M^L séquences survivantes de l'étape précédente du processus. Alors les M^{L+1} séquences sont subdivisées en M^L groupes, avec chaque groupe contenant M séquences qui se terminent par le même ensemble de symboles I_{L+k}, \dots, I_{k+1} , et diffèrent dans le symbole I_k . À partir de chaque groupe des M séquences, nous choisissons celui ayant la plus grande probabilité comme indiqué par l'équation (2.23), tandis que les $M-1$ séquences restantes sont ignorées. Ainsi, nous sommes laissés encore avec M^L ayant les métriques $PM_k(\Pi_{L+k})$.

Comme indiqué précédemment, le retard en détectant chaque symbole de l'information est variable. Dans la pratique, le retard variable est évité en tronquant les séquences survivantes aux q symboles les récents, où $q \gg L$, de ce fait, on obtient un retard fixe. La perte dans la performance de ce procédé de décision sous-optimale est négligeable si $q \geq 5L$. [6]

2.5 Techniques d'égalisation

Le *MLSE* pour un canal en présence d'*ISI* a une complexité au niveau d'implémentation qui augmente exponentiellement avec la longueur du canal³ [6]. Si la taille de l'alphabet est M et le nombre de symboles interférés contribuant à *ISI* est L , l'algorithme de *VITERBI* calcule la métrique de M^{L+1} pour chaque nouveau symbole reçu. Dans la plupart des canaux pratiques, une si grande complexité informatique est prohibitivement chère de mettre en œuvre. Pour cela, dans la suite, nous décrivons trois approches d'égalisation sous optimales du canal pour compenser l'*ISI*. Cela concerne l'égalisation linéaire, l'égalisation à retour de décision et l'égalisation aveugle. Les deux premières techniques doivent utiliser des algorithmes adaptatifs pour suivre la dynamique des changements des coefficients du canal, ici, on va décrire quelques uns de ces algorithmes : *le zero forcing* (ou critère de minimisation de la distorsion maximale), le *LMS* (ou critère du minimum d'erreur quadratique), le *RLS* (critère récursive du minimum d'erreur quadratique).

2.6 Egalisation linéaire

Une approche utilise un filtre transversal linéaire, qui est décrit dans cette section. Les structures de ces filtres ont une complexité informatique fonction linéaire de la longueur L de dispersion du canal. Le filtre linéaire le plus employé souvent pour l'égalisation est le

³Une longueur d'un canal à temps discret signifie le nombre de coefficients de ce dernier.

filtre transversal montré dans figure (2.4). Son entrée est la séquence $\{v_k\}$ et sa sortie est la séquence estimée de $\{I_k\}$.

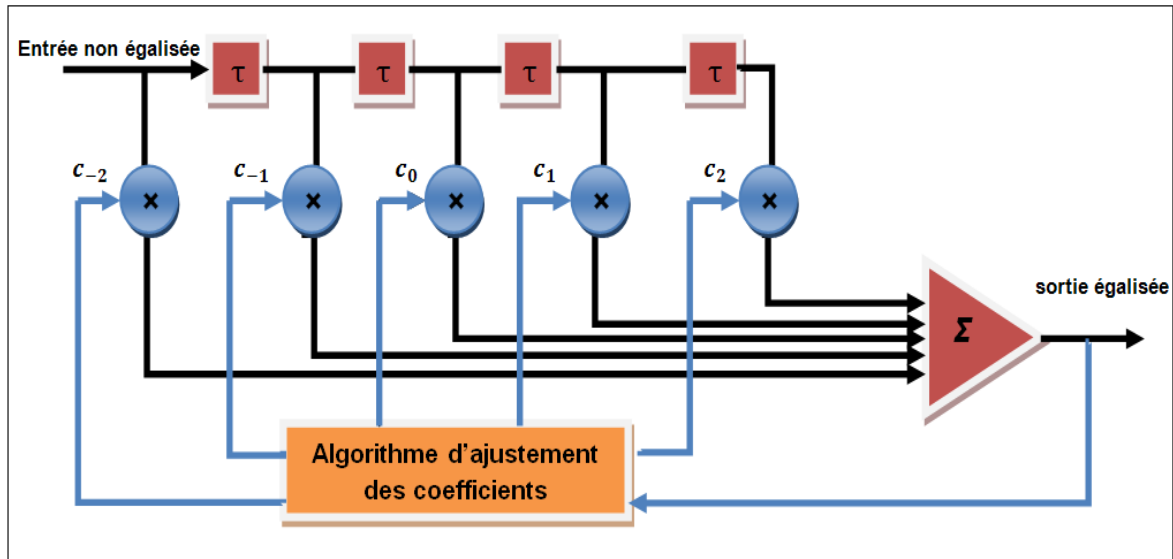


FIG. 2.4: Structure d'un filtre transversale

L'estimation des k symboles peut être exprimée comme suit :

$$\hat{I}_k = \sum_{j=-K}^K c_k v_{k-j} \quad (2.25)$$

Où $\{c_j\}$ sont les $2K + 1$ coefficients complexes (ou poids) du filtre. L'estimé \hat{I}_k est quantifié par le plus proche (en terme de distance) symbole pour former la décision \tilde{I}_k . Si \tilde{I}_k n'est pas identique au symbole transmis I_k , une erreur alors a été faite.

Des considérables recherches ont été effectuées sur le critère d'optimisation des coefficients de filtre $\{c_k\}$. Puisque la mesure de performance la plus significative pour un système de communications numériques est la probabilité d'erreur moyenne, il est souhaitable de choisir les coefficients afin de réduire au minimum cet index de performance. Cependant, la probabilité de l'erreur est une fonction fortement non linéaire des $\{c_k\}$. En conséquence, la probabilité de l'erreur comme index de performance pour optimiser les coefficients de l'égaliseur n'est plus pratique.

2.6.1 Egaliseur « zero forcing ZF »

Cette approche suppose que la réponse impulsionnelle du canal est connue, ce qui est déjà une limitation non négligeable. Cette connaissance est accessible par le biais de la mini-

minimisation de la distorsion maximale. La méthode d'égalisation consiste simplement à essayer de compenser les distorsions du canal et donc faire en sorte que l'ensemble canal/égaliseur se comporte comme un canal idéal.

Le système peut être vu comme une cascade d'un filtre linéaire à temps discret ayant une réponse impulsionnelle $\{f_n\}$ et un égaliseur ayant une réponse impulsionnelle $\{c_n\}$ qui peut être représenté par un seul filtre équivalent ayant la réponse impulsionnelle comme suit :

$$q_n = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} c_j f_{n-j} \quad (2.26)$$

C'est-à-dire, $\{q_n\}$ est simplement la convolution de $\{c_n\}$ et $\{f_n\}$. On suppose que l'égaliseur a un nombre infini de coefficients. Sa sortie à la $k^{\text{ième}}$ période d'échantillonnage peut être exprimée sous la forme :

$$\hat{I}_k = c_0 I_k + \sum_{n \neq K} I_n q_{k-n} + \sum_{j=-\infty}^{+\infty} c_j \eta_{k-j} \quad (2.27)$$

Le premier terme dans cette équation représente le symbole désiré à un facteur près. Pour une convention, on normalise q_0 à l'unité. Le second terme est l'*ISI*. La valeur crête de ce terme est nommée la distorsion maximale :

$$D(c) = \sum_{\substack{n = -\infty \\ n \neq 0}}^{+\infty} |q_n| = \sum_{\substack{n = -\infty \\ n \neq 0}}^{+\infty} \left| \sum_{j=-\infty}^{+\infty} c_j f_{n-j} \right| \quad (2.28)$$

Ainsi, $D(c)$ est la fonction d'ajustement des coefficients de l'égaliseur.

Avec un égaliseur ayant un nombre fini de coefficients, il est possible de choisir ces coefficients de sorte que $D(c) = 0$ c.à.d. $q_n = 0$ pour tout n différent de 0. Et delà l'*ISI* peut être éliminé complètement. Les valeurs de ces coefficients vérifiant ce but peuvent être déterminées par l'équation suivante :

$$q_n = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} c_j f_{n-j} = \begin{cases} 1 & , (n = 0) \\ 0 & , (n \neq 0) \end{cases} \quad (2.29)$$

En passant à la transformée en z de cette équation, on trouve :

$$Q(z) = C(z) F(z) = 1 \quad (2.30)$$

Ou simplement,

$$C(z) = \frac{1}{F(z)} \quad (2.31)$$

Où $C(z)$ représente la transformée en z de $\{c_j\}$.

Donc, on a la fonction de transfert du l'égaliseur est simplement l'inverse de la fonction de transfert du modèle du filtre linéaire du canal. Un tel filtre est appelé un filtre zero forcing(ZF).

Si on a en plus utilisé un filtre de blanchiment $1/F^*(z^{-1})$ alors $C(z)$ devient $C'(z)$ tel que [6] :

$$C'(z) = \frac{1}{F(z)F^*(Z^{-1})} \quad (2.32)$$

La figure (2.5) illustre le schéma bloc d'un canal avec un égaliseur zero forcing.

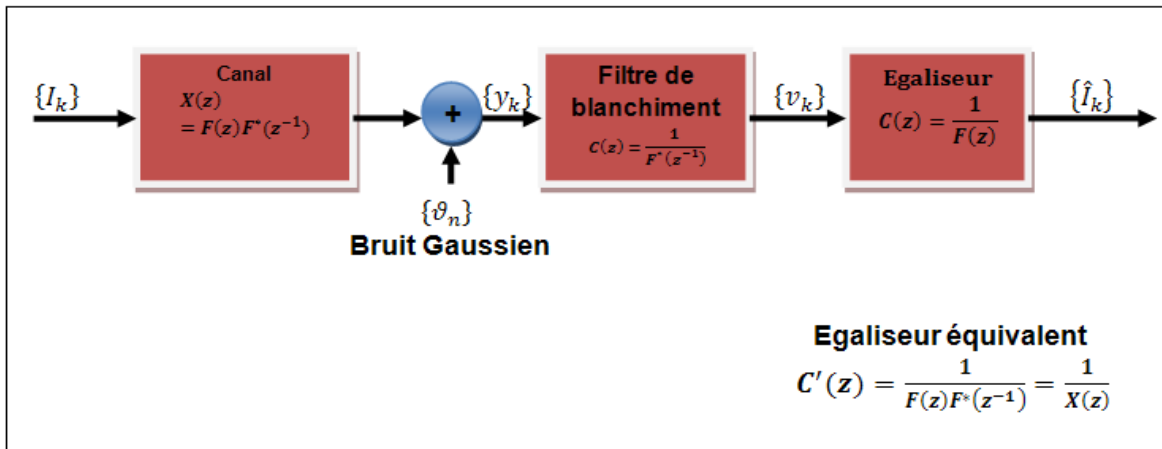


FIG. 2.5: Schéma bloc d'un canal avec égaliseur zero forcing

2.6.1.1 Egaliseur zero forcing à nombre fini de coefficients :

Supposons un égaliseur ayant $2K + 1$ coefficients, dans ce cas la distorsion maximale $D(c)$ sera donnée par :

$$D(c) = \sum_{\substack{n=-K \\ n \neq 0}}^{K+L-1} |q_n| = \sum_{\substack{n=-K \\ n \neq 0}}^{K+L-1} \left| \sum_j c_j f_{n-j} \right| \quad (2.33)$$

Bien que pour un égaliseur à $2K + 1$ coefficients, il y a $2K + L$ termes non nuls dans la réponse $\{q_n\}$. Pour cette raison, et en général, il est impossible d'éliminer l'ISI complètement à la sortie de l'égaliseur. Il y a toujours une certaine interférence résiduelle quand les

optimas des coefficients sont utilisés. Le problème est de réduire au minimum $D(c)$.

La distorsion maximale donnée par la dernière équitation s'est avérée par *Lucky* (1965) une fonction convexe des coefficients $\{c_j\}$ c'est-à-dire, elle possède un minimum global et aucun minimum relatif. Sa minimisation peut être effectuée numériquement, par exemple, la méthode du gradient. Le problème de la minimisation de cette fonction est qu'il n'existe pas une solution générale. Cependant, pour un spécial mais important cas, la solution pour la minimisation de $D(c)$ est connue. C'est le cas dans lequel la distorsion à l'entrée de l'égaliseur définie par :

$$D_0 = \frac{1}{|f_0|} \sum_{n=1}^L |f_n| \quad (2.34)$$

est inférieure à l'unité. Cette condition est équivalente à avoir un diagramme en œil ouvert avant égalisation. C'est-à-dire, l'*ISI* n'est pas assez grave pour fermer l'œil du diagramme. Dans cette condition, la distorsion maximale $D(c)$ est réduite au minimum par l'ajustement des coefficients d'égaliseur pour forcer $q_n = 0$ pour $1 \leq |n| \leq K$ et $q_0 = 1$. En d'autres termes, la solution générale de minimisation de $D(c)$, quand $D_0 < 1$, est la solution du zero-forcing pour $\{q_n\}$ avec $1 \leq |n| \leq K$. Cependant, les valeurs de $\{q_n\}$ pour $K + 1 \leq n \leq K + L - 1$ sont différentes du zéro, en général. Ces valeurs différentes du zéro constituent l'interférence intersymbole résiduelle à la sortie de l'égaliseur. En général, il n'existe pas d'algorithme de minimisation de cette distorsion maximale à part le cas cité avant qui est connu sous le nom « *zero forcing algorithm* »

Une forme récursive simple basée sur l'algorithme du gradient pour ajuster les coefficients de l'égaliseur est donnée par :

$$C_j^{k+1} = C_j^k + \Delta \varepsilon_k I_{k-j}^* \quad , j = -K, \dots, -1, 0, 1, \dots, K \quad (2.35)$$

Où c_j^k est la valeur du $j^{\text{ième}}$ coefficient à l'instant kT , $\varepsilon_k = I_k - \hat{I}_k$ est l'erreur commise sur l'évaluation du signal à l'instant kT , et Δ est un facteur de control du taux de l'ajustement. Le terme $\varepsilon_k I_{k-j}^*$ représente une estimation de la corrélation croisée et $E(\varepsilon_k I_{k-j}^*)$ moyenne de l'ensemble.

Après l'étape d'apprentissage, les coefficients d'égaliseur seront convergés vers leurs valeurs optimales, les décisions à la sortie du détecteur sont généralement suffisamment fiables de sorte qu'elles puissent être employées pour continuer le procédé d'adaptation des coefficients. Ceci s'appelle un mode d'adaptation à décision dirigée. Dans ce cas, les corrélations croisées dans l'équation (2.35) introduisent au le signal une erreur de $\tilde{\varepsilon}_k = \tilde{I}_k - \hat{I}_k$ et la séquence détectée en sortie \tilde{I}_{k-j} , $j = -K, \dots, K$. Ainsi, en mode adaptatif (2.35) devient :

$$C_j^{k+j} = C_j^k + \Delta \tilde{\varepsilon}_k \tilde{I}_{k-j}^* \quad (2.36)$$

La figure (2.6) suivante illustre un égaliseur *zero forcing* en mode *apprentissage* et en mode *opérationnel*.

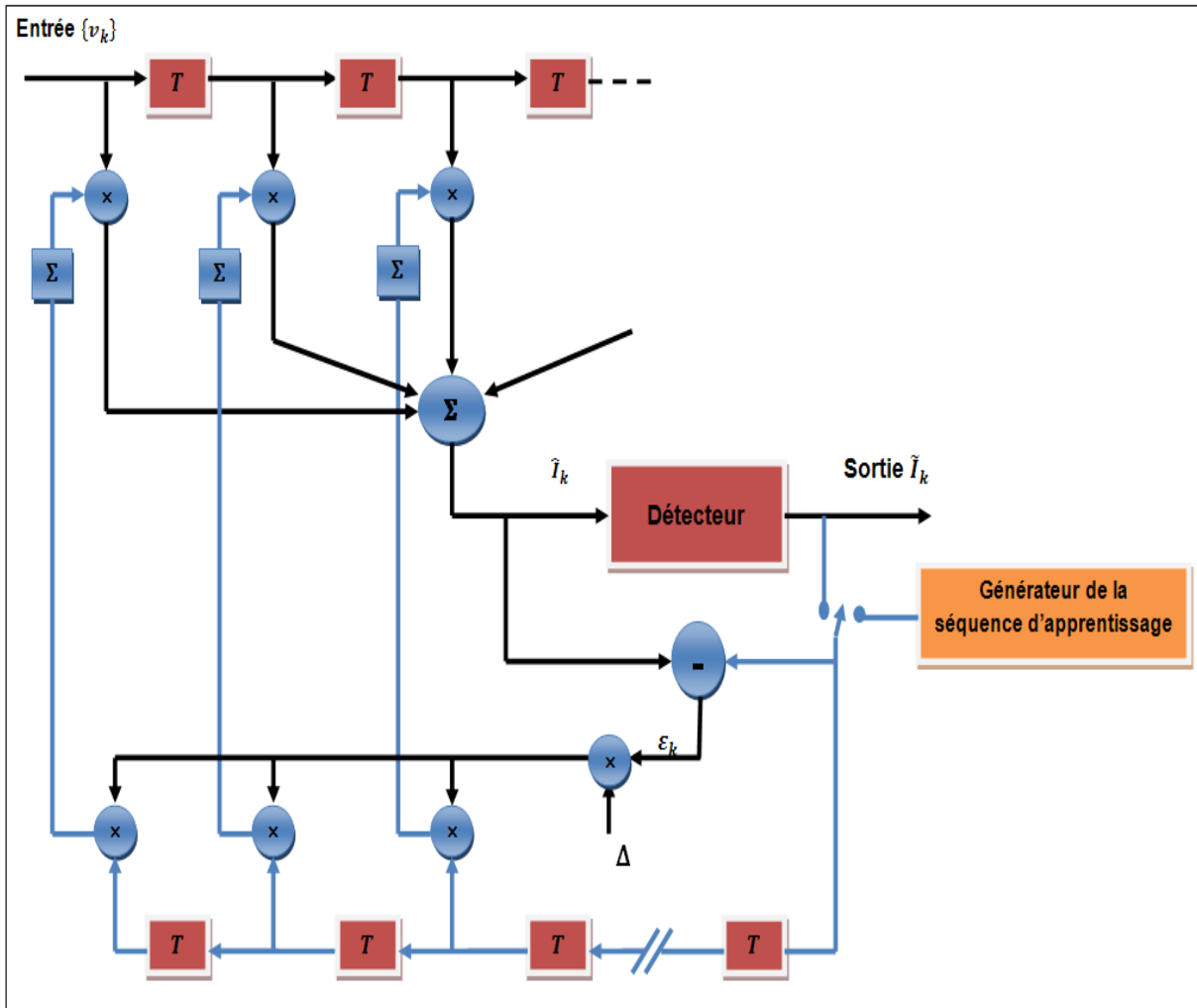


FIG. 2.6: Egaliseur zero forcing en mode apprentissage et en mode opérationnel

2.6.1.2 Inconvénient du ZF :

Le problème majeur d'un égaliseur *ZF* est qu'il y a une possibilité d'amplification (voir figure (2.7)) de la composante bruit dans le signal reçu comme le montre la formule suivante : [7]

$$y_k = I_k + \frac{1}{F(z)} \eta_k \quad (2.37)$$

Où I_k est le symbole émis et y_k le symbole reçu correspondant.

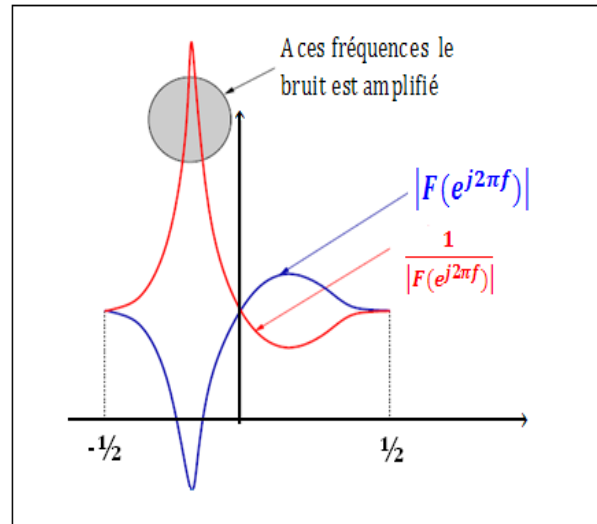


FIG. 2.7: Inconvénient du ZF

Il est clair que le fading à certaines fréquences dans le spectre de $F(z)$ implique que le ZF amplifie ces fréquences et donc une dégradation du SNR à la sortie de l'égaliseur.

2.6.2 Egaliseur linéaire basé sur l'algorithme LMS (égaliseur de Wiener)

L'égaliseur de Wiener a l'avantage, par rapport à l'égaliseur précédent, de prendre en compte la composante de bruit présent sur la séquence d'entrée. Le filtre réalisant l'égalisation est déterminé par la minimisation de l'erreur quadratique moyenne entre l'entrée du canal et la sortie du filtre :

$$J_w = E |\varepsilon_k|^2 = E |I_k - \hat{I}_k|^2 \tag{2.38}$$

Si on note $N = \frac{\sigma_{\theta_n}}{\sigma_{I_n}}$, le filtre $C(z)$ minimisant l'erreur quadratique moyenne sera égale à : [8]

$$C(z) = \frac{F^* \left(\frac{1}{z} \right)}{F^* \left(\frac{1}{z} \right) F(z) + N^2} \tag{2.39}$$

Il est facile à remarquer qu'en absence de bruit, c'est à dire pour $N = 0$, on obtient :

$$C(z) = \frac{1}{F(z)}$$

On retrouve ainsi l'égaliseur zero forcing.

Cette version du filtre de Wiener nécessite la connaissance de la fonction de transfert du canal, une connaissance qui n'est pas toujours évidente. Afin de s'affranchir de cette difficulté, il est possible de réaliser le critère de *Wiener* par le biais de la connaissance du comportement de signaux. Considérons pour cela les deux modes de fonctionnement suivant :

- le mode d'*apprentissage* et,
- le mode *opérationnel*.

Lors de la période d'apprentissage une séquence test, connue du récepteur est injectée en entrée du canal. Le but de cette séquence test est de permettre une estimation du vecteur des paramètres c_j en prenant en compte les effets du bruit et notamment sa puissance. Ce vecteur est estimé par minimisation de l'erreur quadratique moyenne entre l'entrée du canal retardée et la sortie du filtre. [10]

Une forme récursive basée sur le critère *LMS* pour l'ajustement des coefficients d'un égaliseur linéaire à été proposée à la première fois par *Windrow* et *Hoff* (en 1960). L'équation de récurrence est donnée par : [6]

$$\hat{C}_{k+1} = \hat{C}_k + \Delta \varepsilon_k V_k^* \quad (2.40)$$

Où C_k représente le vecteur de coefficients de l'égaliseur à la k ème itération, $\varepsilon_k = I_k - \hat{I}_k$, et V_k est le vecteur de symboles tel que $V_k = [v_{k+K}, \dots, v_{k-K}]^t$, et Δ un nombre choisi positif afin d'assurer la convergence de l'algorithme.

La figure 2.8 illustre le principe d'estimation des paramètres du filtre lors de cette phase d'apprentissage en suite le travail en mode *opérationnel*.

2.6.3 Comparaison entre le l'égaliseur *ZF* et celui de *wiener*

Comme nous avons décrit ci-dessus, l'égaliseur de *WIENER* constitue une amélioration du l'égaliseur *ZF* surtout au niveau d'amplification du bruit (figure 2.9) [7].

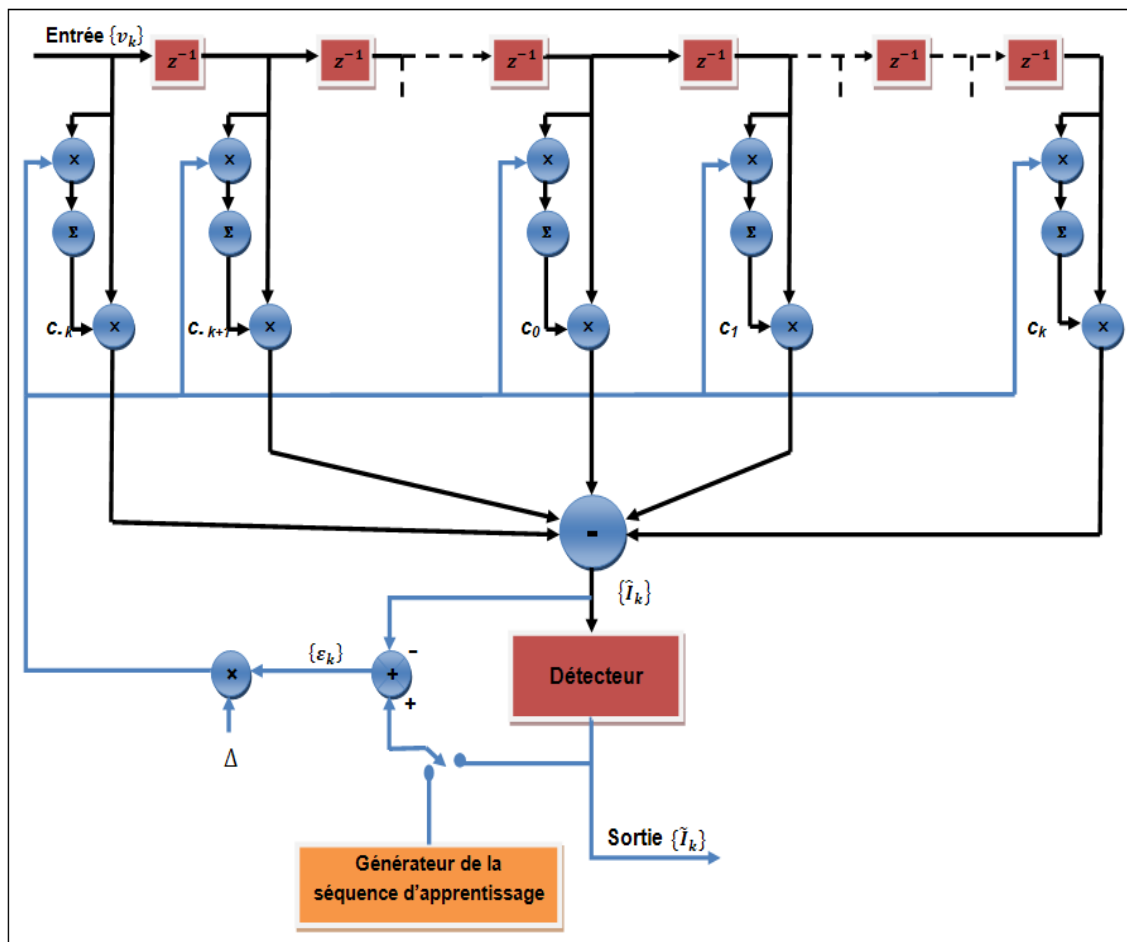


FIG. 2.8: Egaliseur linéaire basé sur le critère LMS (Egaliseur de Wiener)

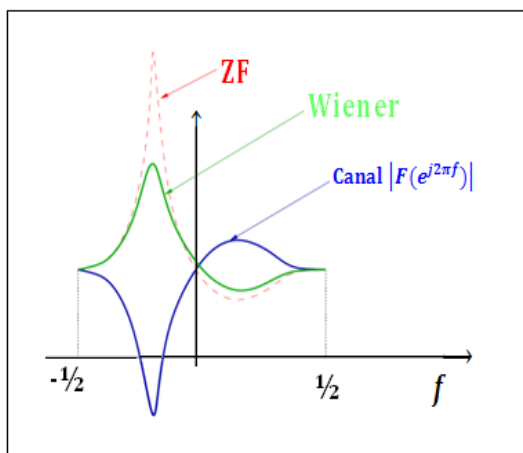


FIG. 2.9: Comparaison entre le spectre d'un égaliseur de type *ZF* et celui de *Wiener*

2.7 Egalisation à retour de décision

L'égaliseur à retour de décision (*DFE*), représenté dans la figure 2.10, se compose de deux filtres, d'un filtre *feedforward* et d'un filtre *feedback*. Les deux filtres ont des coefficients espacés d'une durée égale à la période des symboles T . L'entrée du filtre *feedforward* est la séquence reçue du signal $\{v_k\}$. Dans ce cas, le filtre *feedforward* est identique à l'égaliseur transversal linéaire décrit dans la sous section 2.6. Le filtre *feedback* a comme entrée les séquences des décisions sur des symboles précédemment détectés. De là, on remarque que le filtre *feedback* est utilisé pour supprimer la partie de l'*ISI* dans le symbole actuellement estimé causée par des symboles précédemment détectés [6].

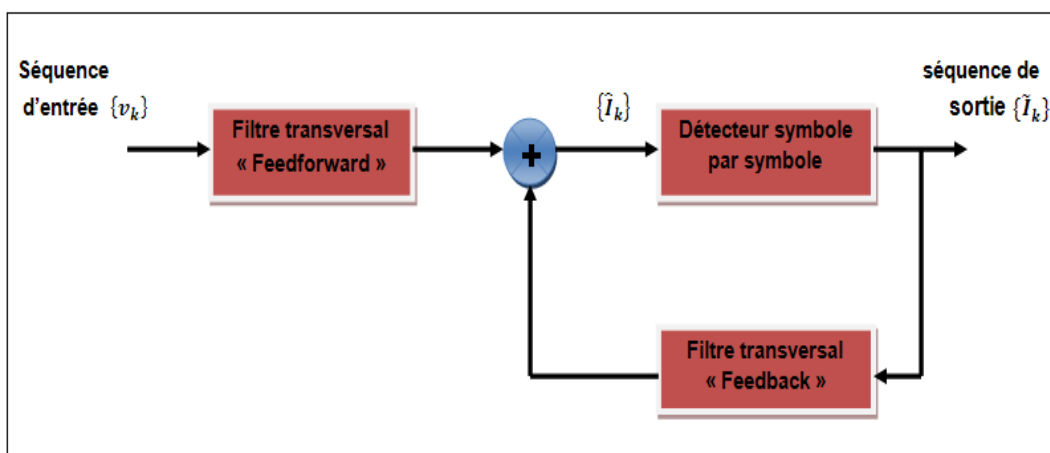


FIG. 2.10: Structure d'un DFE

2.7.1 Optimisation des coefficients par l'algorithme de *LMS*

De la description précédente, la sortie d'un tel égaliseur peut être exprimée comme suit :

$$\hat{I}_k = \sum_{j=-K_1}^0 c_j v_{k-j} + \sum_{j=0}^{K_2} c_j \tilde{I}_{k-j} \quad (2.41)$$

Où \hat{I}_k est l'estimé du $k^{\text{ième}}$ symbole, $\{C_j\}$ sont les coefficients du filtre et $\tilde{I}_{k-1}, \tilde{I}_{k-2}, \dots, \tilde{I}_{k-K_2}$ sont les symboles détectés précédemment. On assume que l'égaliseur a $K_1 + 1$ coefficients en sa section *feedforward* et K_2 dans sa section *feedback*. Il est à noter que cet égaliseur est non linéaire parce que le filtre *feedback* contient les symboles précédemment détectés $\{\tilde{I}_k\}$.

Dans ce paragraphe, on illustrera l'algorithme d'optimisation basé sur la minimisation de l'erreur moyenne quadratique (*LMS*). Le problème consiste à minimiser l'erreur :

$$J(K_1, K_2) = E |I_k - \hat{I}_k|^2 \quad (2.42)$$

qui mène à l'ensemble suivant d'équations linéaires pour les coefficients du filtre *feedforward* :

$$\sum_{j=-K_1}^0 \Psi_{lj} c_j = f_{-l}^* \quad , l = -K_1, \dots, -1, 0 \quad (2.43)$$

Avec

$$\Psi_{lj} = \sum_{m=0}^{-l} f_m^* f_{m+l-j} + N_0 \delta_{lj} \quad , l, j = -K_1, \dots, -1, 0 \quad (2.44)$$

Les coefficients du filtre *feedback* de l'égaliseur sont donnés en fonction des coefficients du filtre *feedforward* par l'expression :

$$c_k = - \sum_{j=-K_1}^0 c_j f_{k-j} \quad , k = 1, 2, \dots, K_2 \quad (2.45)$$

Les valeurs des coefficients du filtre *feedback* résultent en élimination complète de l'*ISI* des symboles précédemment détectés, à condition que les décisions précédentes soient correctes et le ce $K_2 \geq L$.

Comme dans le cas de l'égaliseur adaptatif linéaire, les coefficients du filtre *feedforward* et du filtre *feedback* dans un égaliseur *DFE* peuvent être ajustés récursivement, au lieu d'inverser une matrice comme implicites dans l'équation 2.43. Basé sur la minimisation de l'*EQM* à la sortie du *DFE*, l'algorithme prend la forme :

$$C_{k+1} = C_k + \Delta E (\varepsilon_k V_k^*) \quad (2.46)$$

Où C_k est le vecteur des coefficients du l'égaliseur dans la $k^{ième}$ période du signal, $E (\varepsilon_k V_k^*)$ est la corrélation croisée de l'erreur commise sur le signal $\varepsilon_k = I_k - \hat{I}_k$ avec V_k et $V_k = [v_{k+K_1}, \dots, v_k, I_{k-1}, \dots, I_{k-K_2}]^t$ représentant les valeurs du signal dans les filtres *feedforward* et *feedback* à l'instant kT , et Δ est un paramètre crucial affectant la stabilité et le taux de convergence de l'algorithme *LMS*, Il représente le pas de descente de l'algorithme. L'*EQM* est réduite au minimum quand le vecteur de corrélation croisée $E (\varepsilon_k V_k^*) = 0$ quand $k \rightarrow \infty$. Comme le vecteur de la corrélation croisée n'est plus parfaitement connu dans chaque instant, nous utilisons comme un estimé le vecteur $\varepsilon_k V_k^*$ et faisons la moyenne dehors du bruit dans l'évaluation par l'équation récursive :

$$\hat{C}_{k+1} = \hat{C}_k + \Delta (\varepsilon_k V_k^*) \quad (2.47)$$

Comme dans le cas d'un égaliseur linéaire, nous pouvons utiliser une séquence d'*apprentissage* pour ajuster les coefficients du *DFE* initialement. Puis basculer sur le mode *opérationnel*. Dans ce cas, l'équation récursive d'ajustement des coefficients de l'égaliseur est donnée par :

$$\tilde{C}_{k+1} = \tilde{C}_k + \Delta (\tilde{\varepsilon}_k V_k^*) \quad (2.48)$$

Où $\tilde{\varepsilon}_k = \tilde{I}_k - \hat{I}_k$ et $V_k = [v_{k+K_1}, \dots, v_k, \tilde{I}_{k-1}, \dots, \tilde{I}_{k-K_2}]^t$.

Les caractéristiques de performance de l'algorithme de *LMS* pour le *DFE* sont fondamentalement les mêmes que pour l'égaliseur adaptatif linéaire.

La figure 2.11 montre le fonctionnement d'un égaliseur *DFE* en mode *opérationnel* (adaptatif).

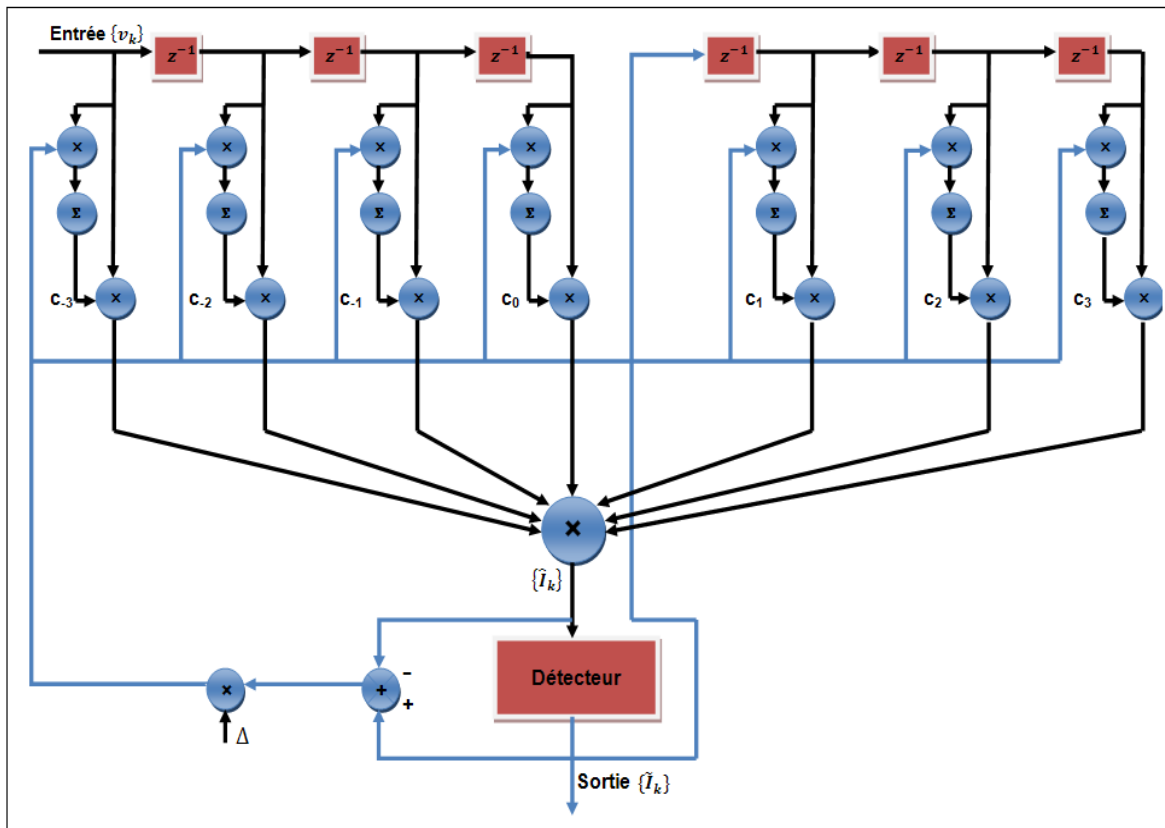


FIG. 2.11: Egaliseur Feedback Basé sur l'algorithme LMS

2.8 Convergence et stabilité de l'algorithme *LMS*

L'algorithme *LMS* engagé avec certaines valeurs arbitraires pour le poids est perçu comme vecteur de convergence [8] [11] :

Si le *step-size* Δ est choisi pour être très faible alors l'algorithme converge très lentement. Une grande valeur de Δ peut conduire à une accélération de convergence, mais peut-être moins stable, autour de la valeur minimale. Habituellement, Δ est choisi dans la marge :

$$0 < \Delta < \frac{2}{\lambda_{max}} \quad (2.49)$$

Où λ_{max} représente la valeur propre maximale de la matrice d'autocorrélation Γ du signal reçu. La convergence de l'algorithme est inversement proportionnelle à la propagation des valeurs propres de la matrice d'autocorrélation Γ . Pour des valeurs propres de Γ qui sont très répandues, la convergence peut être lente.

En résumé, les performances du *LMS* dépendent de trois facteurs :

1. le pas d'adaptation Δ ,
2. les valeurs propres λ_k de la matrice Γ_{vv} , et
3. la longueur L du filtre $C(z)$.

2.8.1 Pas de convergence optimal

La rapidité de convergence est gouvernée, pour chacun des modes, par $\delta_k = |1 - \lambda_k|$

La solution optimale consiste à minimiser le plus grand des δ_k : il s'agit donc d'un problème de type minimax

$$\Delta_{opt} = \underset{\Delta}{\operatorname{argminmax}} (|1 - \lambda_k|) \quad (2.50)$$

Pour $\Delta > \Delta_{opt}$, $1 - \Delta\lambda_k < 1 - \Delta_{opt} \Rightarrow \max(|1 - \Delta\lambda_k|) = \Delta\lambda_{max} - 1$.

Pour $\Delta < \Delta_{opt}$, $1 - \Delta\lambda_k > 1 - \Delta_{opt} \Rightarrow \max(|1 - \Delta\lambda_k|) = 1 - \Delta\lambda_{min}$.

Donc pour $\Delta = \Delta_{opt}$, $\Delta\lambda_{max} - 1 = 1 - \Delta\lambda_{min}$.

On a par conséquent :

$$\Delta_{opt} = \frac{2}{\lambda_{min} + \lambda_{max}} \quad (2.51)$$

On peut noter que ce pas appartient bien au domaine des pas qui assurent la convergence, c'est à dire

$$\Delta_{opt} \in \left[0, \frac{2}{\lambda_{max}}\right] \quad (2.52)$$

Cependant, calculer les valeurs propres de la matrice de corrélation est aussi compliqué que d'inverser la matrice. Le choix du pas fait donc perdre l'avantage de prendre un

algorithme « économique »

Une mesure de compromis consiste à prendre :

$$\tilde{\Delta} = \frac{2}{\sum_{k=1}^N \lambda_k} = \frac{2}{\text{trace}(\Gamma_{vv})} \quad (2.53)$$

La trace de Γ_{vv} est simple à calculer (somme des éléments sur la diagonale principale). La matrice étant de *Toeplitz*, ou approximativement, on peut aussi voir que : $\text{trace}(\Gamma_{vv}) = N \times P_{vv}(0)$.

Où $P_{vv}(0)$ est la puissance de $v(n)$: $P_{vv}(0) = E(|v_n|^2)$.

On constate facilement que $\tilde{\Delta} < \Delta_{max}$ et, avec un peu de chance, $\tilde{\Delta}$ n'est pas très loin de Δ_{opt} [8] [11].

2.9 Variantes de l'algorithme *LMS*

Afin d'améliorer la performance de l'algorithme *LMS*, plusieurs variantes de cet algorithme sont proposées. [12]

2.9.1 Le *LMS Normalisé (NLMS)*

Le principal inconvénient de la "pureté" de l'algorithme *LMS* est qu'il est sensible à l'échelle de son entrée v_k . Cela rend très difficile de choisir un taux d'apprentissage Δ qui garantit la stabilité de l'algorithme. Le Normalized Least Mean Squares (*NLMS*) est une variante du *LMS* algorithme qui permet de résoudre ce problème sans employer les évaluations de la fonction d'autocorrection de signal d'entrée.

Le *NLMS* converge beaucoup plus rapide que *LMS*. L'effet des grandes fluctuations du signal d'entrée est compensé au niveau d'adaptation, ainsi l'effet de grande longueur de la taille du vecteur d'entrée est compensé en réduisant la taille d'étape de l'algorithme.

La forme récursive du l'algorithme *NLMS* sera :

$$\tilde{C}_{k+1} = \tilde{C}_k + \frac{\Delta}{v_k v_k^*} (\tilde{\varepsilon}_k V_k^*) \quad (2.54)$$

2.9.2 Le signe d'erreur *LMS (SE - LMS)*

La fonction (voir figure 2.12) de signe utilisée par l'algorithme de *SE - LMS* est comme suit :

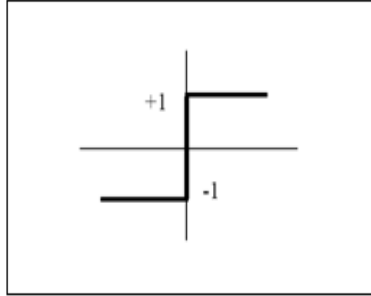


FIG. 2.12: La fonction sign

$$\text{sign}(a) = \begin{cases} 1 & , a > 0 \\ 0 & , a = 0 \\ -1 & , a < 0 \end{cases} \quad (2.55)$$

L'algorithme de $SE - LMS$ est obtenu à partir de l'algorithme conventionnel de LMS par le remplacement de $\varepsilon(n)$ par sa polarité. Ceci mène à la récurrence suivante pour l'algorithme ($SE - LMS$) :

$$\tilde{C}_{k+1} = \tilde{C}_k + 2\varphi \text{sign}(\tilde{\varepsilon}_k) V_k^* \quad (2.56)$$

Si φ , le pas de convergence est un nombre puissance de deux, seulement un décalage simple est exigé (aucun multiplicateur n'est nécessaire), réduisant le calcul arithmétique de manière significative. Évidemment, le $SE - LMS$ convergera plus lentement que l'algorithme de LMS parce que poids de l'adaptation sera plus petite pour de grandes erreurs (à l'adaptation initiale). D'autre part, pour de petites erreurs, le $SE - LMS$ tendra à réagir plus rapidement et causer une convergence plus rapide. Néanmoins, tant que la direction de gradient est maintenue et un pas de convergence très petite est choisie, le $SE - LMS$ convergera au minimum.

2.9.3 Le $SR - LMS$ (*Sign Regressor LMS Algorithm*)

Semblable au $SE - LMS$, l'algorithme ($SR - LMS$) est une manière alternative de réduire la complexité en s'appliquant la fonction de signe aux données d'entrée $v(n)$, menant à la variante de regressor de signe (entrée coupée) du LMS [Moschner 1970] :

$$\tilde{C}_{k+1} = \tilde{C}_k + 2\varphi \tilde{\varepsilon}_k \text{sign}(V_k^*) \quad (2.57)$$

L'algorithme $SR - LMS$ exige seulement une opération de décalage si le pas φ est choisi

un nombre puissance de deux. L'application du *Sign Regressor* pour l'adaptation a été en service pour la suppression d'écho [Robertson 1984], pour l'égalisation en radiofréquences [Cowan 1985, NIST 1987] et pour la prévision de la parole [Benvenuto 1986]. Pour ce qui concerne la stabilité de cet algorithme, les études analytiques dans [Kalouptsidis 1993, chapitre 4] prouvé que le $SR - LMS$ est exponentiellement stable si toutes les valeurs propres dans $\Gamma_{SR} = E \{ \text{sign}[v(n)]v^t(n) \}$ sont à parties réelles positives. Les investigations théoriques intéressantes sur l'algorithme de $SR - LMS$ par Eweda [Eweda 1990a] montrent cela dans le cas d'un signal de distribution gaussienne, la convergence du $SR - LMS$ est plus lente que l'algorithme de LMS par un facteur de 2π seulement en comparant à MSE .

En outre de la réduction de complexité, le potentiel du $SR - LMS$ de surpasser l'algorithme de LMS car il dépend des statistiques de signal d'entrée. Selon le travail sur l'algorithme de $SR - LMS$ de [Cowan 1985], la performance de convergence est indépendante de l'amplitude de signal ; la fonction de signe sur le vecteur du signal d'entrée a enlevé la dépendance d'amplitude de signal.

Réciproquement, les adaptations de LMS sont particulièrement sensibles à l'amplitude de $v(n)$.

Par conséquent, quand les amplitudes du signal augmentent soudainement et plus grandes que la moyenne, le $SR - LMS$ a son avantage.

2.10 L'algorithme d'optimisation RLS

L'algorithme de LMS que nous avons décrit précédemment pour ajuster de manière adaptative les coefficients d'un égaliseur linéaire ou d'un DFE est fondamentalement un algorithme (stochastique) dont lequel le véritable vecteur de gradient est rapproché par une évaluation obtenue directement à partir des données.

L'avantage principal de cet algorithme situe dans sa simplicité informatique. Cependant, le prix payé pour la simplicité est la convergence lente. Particulièrement quand les caractéristiques du canal résultent d'une matrice d'autocorrélation Γ dont les valeurs propres ont une grande dispersion, c.-à-d. $\frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}} \gg 1$. Vu d'une autre manière, l'algorithme du gradient a seulement un paramètre ajustable pour commander le taux de convergence, à savoir le paramètre Δ . En conséquence la convergence lente est due à cette limitation fondamentale.

Afin d'obtenir une convergence plus rapide, il est nécessaire de concevoir des algorithmes plus complexes impliquant des paramètres additionnels. En particulier, si la matrice Γ est de dimension $N \times N$ et a les valeurs propres $\lambda_1, \dots, \lambda_N$ nous pouvons utiliser un algorithme qui contient N paramètres un pour chacune des valeurs propres. Le choix optimal de ces paramètres pour réaliser la convergence rapide est le sujet de ce paragraphe. Pour concevoir

des algorithmes convergents plus rapides, nous adopterons une approche des moindres carrés. Ainsi, nous utilisons directement la réception de données dans la minimisation d'index d'erreur quadratique, tandis que pour la *LMS* nous avons réduit au minimum prévu la valeur de l'erreur carrée. Mais, ceci signifie simplement que l'index d'erreur est exprimé en termes de moyenne temporelle au lieu d'une moyenne statistique.

Il s'agit de développer un algorithme récursif qui, à partir des coefficients du filtre à l'instant $n - 1$, estimera ces coefficients à l'instant n à l'aide des nouvelles données disponibles.

Comme les propriétés statistiques sont inconnues, alors on ne va pas chercher à minimiser $E[\varepsilon^2(n)]$ mais une somme finie d'erreurs élevées aux carrés :

$$\xi = \sum_{k=0}^n (I_k - \hat{I}_k)^2 \quad (2.58)$$

Quand cette fonction de coût est minimisée en utilisant une réponse impulsionnelle $C(n)$ associée à \hat{I}_k , on obtient l'estimée des moindres carrés.

La réponse impulsionnelle est donc fonction des échantillons disponibles et non pas d'une moyenne statistique générale. Par analogie avec *Wiener*, elle est donnée par la relation :

$$\Gamma_{vv}(n) C(n) = \Gamma_{vI} \quad (2.59)$$

Où

$$\Gamma_{vv}(n) = \sum_{k=0}^n v_k v_k^t \quad (2.60)$$

et

$$\Gamma_{vI}(n) = \sum_{k=0}^n v_n I_k \quad (2.61)$$

La réponse impulsionnelle du filtre est donc à modifier à chaque nouvel échantillon. Pour limiter la taille du calcul, on passe par une équation récursive :

$$C(n) = C(n-1) + k(n) \varepsilon(n) \quad (2.62)$$

Où $k(n)$ est le vecteur du gain (gain de *Kalman*) :

$$k(n) = \frac{\Gamma_{vv}^{-1}(n-1) v(n)}{(1 + v^t(n) \Gamma_{vv}^{-1}(n-1) v(n))} \quad (2.63)$$

et

$$\varepsilon(n) = I(n) - C^t(n-1)v(n) \quad (2.64)$$

et

$$\Gamma_{vv}^{-1}(n) = \Gamma_{vv}^{-1}(n-1) - k(n)v^t(n)\Gamma_{vv}^{-1}(n-1) \quad (2.65)$$

$$\Gamma_{vv}^{-1}(n) = \Gamma_{vv}^{-1}(n-1) - \frac{\Gamma_{vv}^{-1}(n-1)v(n)v^t(n)\Gamma_{vv}^{-1}(n-1)}{(1+v^t(n)\Gamma_{vv}^{-1}(n-1)v(n))} \quad (2.66)$$

Ces équations sont connues sous le nom de l'algorithme *RLS*. Le détail de cet algorithme est donné ci-dessous [12] :

Initialisation :

$\Gamma_{vv}(0) = \frac{Id_N}{\delta}$, δ est un nombre positif très petit et Id_N est la matrice identité de taille $N \times N$.

$C(0)$ est obtenu par la séquence d'apprentissage

Pour chaque échantillon $n = 1, 2, \dots$, effectuer les opérations suivantes :

1. Calcul du vecteur gain :

$$k(n) = \frac{\Gamma_{vv}^{-1}(n-1)v(n)}{(1+v^t(n)\Gamma_{vv}^{-1}(n-1)v(n))} \quad (2.67)$$

2. Calcul de la véritable erreur de l'estimation :

$$\varepsilon(n) = \tilde{I}(n) - \hat{I}(n) \quad (2.68)$$

$$\hat{I}(n) = C^t(n-1)v(n) \quad (2.69)$$

3. La mise à jour de l'estimation du coefficient vecteur :

$$C(n) = C(n-1) + k(n)\varepsilon(n)$$

4. La Mise à jour de la matrice corrélation erreur :

$$\Gamma_{vv}^{-1}(n) = \Gamma_{vv}^{-1}(n-1) - \frac{\Gamma_{vv}^{-1}(n-1)v(n)v^t(n)\Gamma_{vv}^{-1}(n-1)}{(1+v^t(n)\Gamma_{vv}^{-1}(n-1)v(n))}$$

2.10.1 Critères de performance de l'algorithme RLS

L'algorithme *RLS* ou algorithme de KALMAN décrit dans la section précédente est approprié quand l'égaliseur a une structure transversale (ou linéaire). Comme la dimension du gain de KALMAN $k(n)$ est multidimensionnel (matrice de dimension $N \times N$ où N est

le nombre de coefficients de l'égaliseur), on aura chaque coefficient d'égaliseur soit contrôlé par un élément de $k(n)$. Par conséquent, on obtient une rapide convergence. Contrairement à l'algorithme *LMS* où on a seulement un paramètre de control pour tous les coefficients qui est Δ .

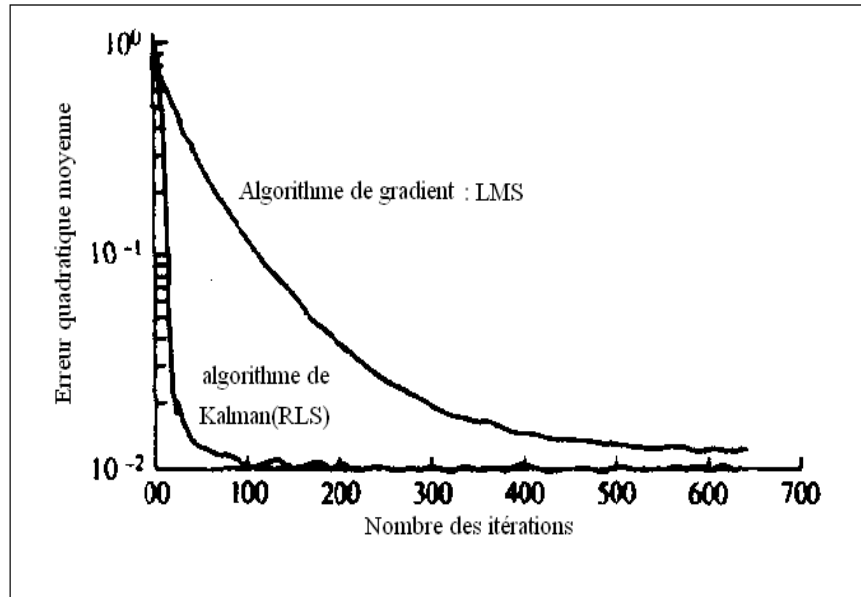


FIG. 2.13: Vitesse de convergence des deux algorithmes *LMS* et *RLS*

La figure 2.13 illustre la vitesse de convergence des deux algorithmes *LMS* et *RLS* pour un canal à paramètres fixes $f_0 = 0.26$, $f_1 = 0.93$, $f_2 = 0.26$, avec un égaliseur à structure linéaire avec 11 coefficients, le rapport entre la valeur max et la valeur min de ce canal est $\lambda_{max}/\lambda_{min} = 11$. Tout les coefficients des égaliseurs sont initialisés à 0. L'algorithme *LMS* est implémenté avec un $\Delta = 0.020$. On constate clairement la supériorité de l'algorithme *RLS* par rapport à celui de *LMS*. En particulier, cette rapidité est très importante pour la poursuite des variations d'un canal invariant dans le temps. Par exemple, les variations temporelles des caractéristiques d'un canal radio dans le cas d'une transmission ionosphériques (liaison HF) sont tellement très rapides qu'un algorithme comme *LMS* puisse les égaliser, mais l'algorithme *RLS* adapte rapidement afin de la poursuite de chaque variation. Malgré cette supériorité de poursuite de cet algorithme, il possède deux inconvénients : le premier est la complexité et le second est la sensibilité au bruit accumulé dû aux calculs récursifs de cet algorithme.

Le nombre d'opérations de calcul (multiplications, divisions et soustractions) dans le calcul des variables à l'étape de la mise à jour est proportionnel à N^2 . [11]

2.11 Choix de l'algorithme adaptatif

L'algorithme doit se préoccuper des facteurs suivants [12] :

1. Fournir un écart le plus faible possible entre la grandeur estimée par le filtre et sa valeur réelle (inaccessible à la mesure).
2. Au départ, il n'y a aucun paramètre de déterminé, l'algorithme doit converger le plus rapidement possible vers la solution.
3. La rapidité de convergence qui sera le nombre d'itérations nécessaires pour converger « Assez près » de la solution optimale
4. La mesure de cette « proximité » entre cette solution optimale et la solution obtenue.
5. La capacité de poursuite (tracking) des variations (non stationnarités) du processus, on examinera quels sont les algorithmes vraiment adaptatifs.
6. Une robustesse vis-à-vis du bruit éventuel.
7. Des propriétés numériques les meilleures possibles. Il doit être stable avec une précision satisfaisante.

2.12 Egalisation aveugle (*Blind Equalization*)

Dans le cas d'un égaliseur *zero – forcing* ou les égaliseurs basés sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne, nous avons supposé qu'une séquence de symboles d'apprentissage connue est transmise au récepteur afin d'initialiser l'ajustement des coefficients du l'égaliseur. Cependant, il y a quelques applications, telles que les réseaux de transmission multipoint, où il est souhaitable pour le récepteur de synchroniser avec le signal reçu et d'ajuster l'égaliseur sans avoir une phase d'apprentissage. Les techniques d'égalisation basées sur l'ajustement initial des coefficients sans l'utilisation de l'étape d'*apprentissage* sont des techniques d'égalisation dites *aveugles* ou *autodidactes*.

Le premier qui a pensé à ce type d'égalisation été SATO en 1975. Plusieurs algorithmes d'égalisation aveugle ont été proposés, mais nous nous limitons à citer un de ces algorithmes, cela concerne l'utilisation du critère du module constant (*CMA*) [6].

2.12.1 L'algorithme *CMA* (*algorithme de Godard*)

L'égalisation *aveugle* de GODARD est une technique utilisée couramment dans la pratique quand une séquence d'apprentissage n'est pas disponible. Dans cette section, on décrit en

plus de détail cet algorithme.

GODARD a considéré le problème combiné de l'égalisation et de la phase de la porteuse et de l'adaptation. Le *tracking* de phase de la porteuse est exécuté à bande de base, suivant l'égaliseur comme montré dans la figure 2.14 .

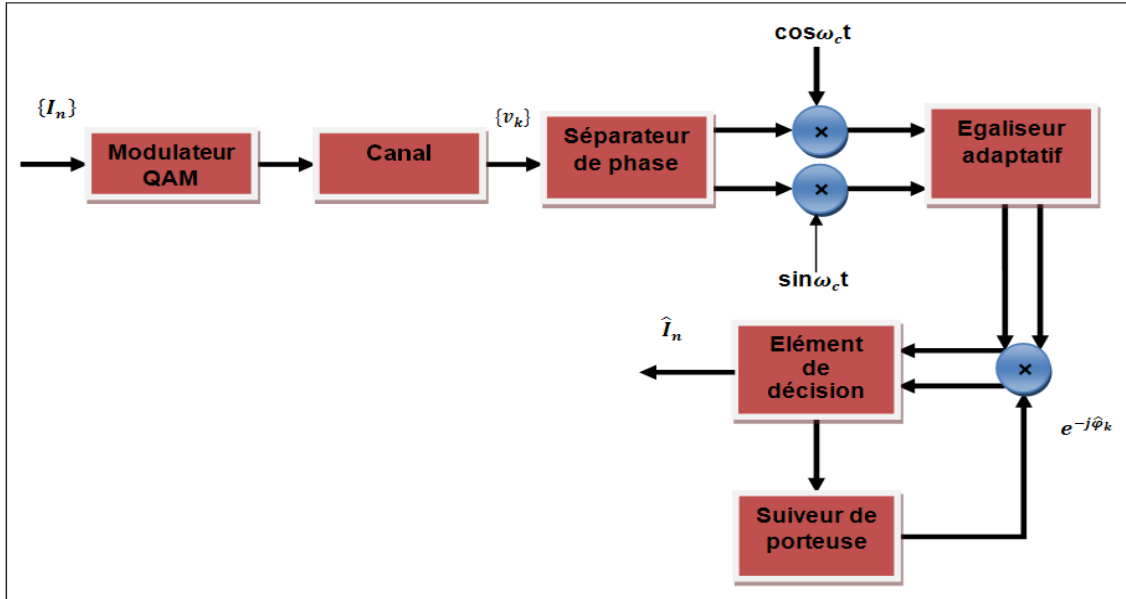


FIG. 2.14: Schéma illustrant l'algorithme de Godard

Basé sur cette structure, nous pouvons exprimer la sortie de l'égaliseur comme :

$$\hat{I}_k = \sum_{n=-K}^K c_n v_{k-n} \quad (2.70)$$

et l'entrée au dispositif de décision comme $\hat{I}_k \exp(-j\hat{\varphi}_k)$, où $\hat{\varphi}_k$ est la phase estimée à la $k^{ième}$ période de la séquence émise..

Si les symboles désirés étaient connus, nous pourrions calculer l'erreur ε_k :

$$\varepsilon_k = I_k - \hat{I}_k e^{-j\hat{\varphi}_k} \quad (2.71)$$

et réduire au minimum le MSE en respectant les conditions sur $\hat{\varphi}_k$ et $\{c_n\}$ c.à.d.

$$\min_{\hat{\varphi}_k, c} E \left(|I_k - \hat{I}_k e^{-j\hat{\varphi}_k}|^2 \right) \quad (2.72)$$

Ce critère nous conduit à l'utilisation de l'algorithme LMS pour l'estimation récursive de C et de $\hat{\varphi}_k$. L'algorithme de LMS basé sur la connaissance de la séquence transmise est :

$$\hat{c}_{k+1} = \hat{c}_k + \Delta_c \left(I_k - \hat{I}_k e^{j\hat{\varphi}_k} \right) V_k^* e^{j\hat{\varphi}_k} \quad (2.73)$$

$$\hat{\varphi}_{k+1} = \hat{\varphi}_k + \Delta_\varphi \text{Im} \left(I_k \hat{I}_k^* e^{j\hat{\varphi}_k} \right) \quad (2.74)$$

Où Δ_C et Δ_φ sont les paramètres *step-size* pour les deux équations récursives.

Il est à noter que ces équations récursives sont couplées entre elles. Malheureusement, ces équations ne convergeront pas, généralement quand la séquence désirée de symboles $\{I_k\}$ est inconnue.

L'approche proposée par GODARD est d'utiliser un critère qui dépend de la quantité de l'*ISI* à la sortie de l'égaliseur mais du l'égaliseur mais qui est indépendant de la constellation *QAM* du signal et de la porteuse phase. Par exemple une fonction de coût qui est indépendant de la porteuse phase et a la propriété que son minimum mène à un faible *MSE* est :

$$G^{(P)} = E \left(\left| \hat{I}_k \right|^P - |I_k|^P \right)^2 \quad (2.75)$$

Où p est un nombre entier réel positif. La minimisation de $G^{(p)}$ qui assure que les coefficients d'égaliseur a comme conséquence l'égalisation de l'amplitude de signal seulement.

Basé sur cette observation, GODARD a choisi une fonction de coût plus générale, appelée la dispersion de l'ordre P définie comme :

$$D^{(P)} = E \left(\left| \hat{I}_k \right|^P - R_P \right)^2 \quad (2.76)$$

Où R_p est une constante réelle positive. Comme dans le cas du $G^{(p)}$, nous observons que $D^{(p)}$ est indépendant de la porteuse phase.

La minimisation de $D^{(p)}$ avec assurance que les coefficients d'égaliseur peuvent êtres obtenus récursivement selon l'algorithme du gradient stochastique :

$$C_{k+1} = C_k - \Delta_P \frac{dD^{(P)}}{dC_k} \quad (2.77)$$

Où Δ_p est le paramètre pas de convergence. En différenciant $D^{(p)}$ et en ignorant l'opération, nous obtenons l'algorithme LMS pour l'ajustement des coefficients d'égaliseur :

$$\hat{C}_{k+1} = \hat{C}_k + \Delta_P V_k^* \hat{I}_k \left| \hat{I}_k \right|^{P-2} \left(R_p - \left| \hat{I}_k \right|^P \right) \quad (2.78)$$

Où le choix optimal de R_p est :

$$R_P = \frac{E \left(|I_k|^{2p} \right)}{E \left(|I_k|^p \right)} \quad (2.79)$$

Comme prévu, la récursivité dans l'équation 2.78 pour les \hat{C}_k n'exige pas la connaissance de la porteuse phase. Le *tracking* de la porteuse phase peut être effectué en mode décision-dirigée selon l'équation 2.74.

D'importance particulière est le cas $p = 2$, qui mène à un algorithme relativement simple :

$$\begin{aligned}\hat{c}_{k+1} &= \hat{c}_k + \Delta_P V_k^* \hat{I}_k (R_2 - |I_k|^2) \\ \hat{\varphi}_{k+1} &= \hat{\varphi}_k + \Delta_\varphi \text{Im} \left(\tilde{I}_k \hat{I}_k^* e^{j\hat{\varphi}_k} \right)\end{aligned}\quad (2.80)$$

Où \tilde{I}_k est la sortie décidée pour \hat{I}_k , et

$$R_2 = \frac{E(|I_k|^4)}{E(|I_k|^2)} \quad (2.81)$$

La convergence de l'algorithme donné dans l'équation 2.80 a été démontrée par GODARD (1980). Au commencement, les coefficients d'égaliseur ont été placés à zéro à l'exception du coefficient du centre (de référence), qui a été placé selon la condition suivante :

$$|c_0|^2 > \frac{E|I_k|^4}{2|x_0|^2 [E(|I_k|^2)]^2} \quad (2.82)$$

ce qui est suffisant, mais non nécessaire, pour la convergence de l'algorithme.

Conclusion

Nous avons présenté un aperçu sur les structures d'égaliseurs les plus classiques et de base comme la structure linéaire et la structure à retours de décision qui sont des types d'égalisation adaptatifs qui peuvent s'accompagner de plusieurs algorithmes ou critères pour l'ajustement des coefficients du canal au cours du temps (mise à jour des coefficients de l'égaliseur). Ces algorithmes (comme le *LMS*, le *RLS* et le *CMA*) diffèrent entre eux de point de vue les outils statistiques et mathématiques utilisés pour la minimisation les erreurs de détection et se rapprocher de la solution optimale. De là, plusieurs paramètres sont à tenir en compte pour le choix d'un tel algorithme comme la facilité d'implémentation et son coût, sa rapidité d'exécution (donc la notion du temps réel) surtout pour les systèmes de transmission à haut débit, les caractéristiques du milieu de transmission (le canal).

Chapitre 3

Simulation

Introduction

Nous avons illustré, dans le chapitre 2, quatre types de méthodes d'égalisation d'un canal radio mobile : détection de séquence par le maximum de la vraisemblance *MLSE*, égalisation linéaire (*linear equalization LE*), égalisation par retour de décision (*decision feedback equalization DFE*) et égalisation aveugle. Nous simulons, par l'utilisation du SIMULINK MATLAB, deux structures d'égaliseurs : égalisation linéaire et égalisation par retour de décision. Le choix de ces structures est imposé par le cahier de charge. Ces méthodes utilisent pour l'optimisation du calcul des paramètres de l'égaliseur les algorithmes adaptatifs suivants : l'algorithme basé sur la minimisation de l'erreur moyenne quadratique *LMS* (*least mean square*), *NLMS* (*LMS* normalisé) et l'algorithme récursif basé sur la minimisation de l'erreur quadratique *RLS* (*recursive least square*). Dans ce chapitre, nous simulons en premier lieu les deux modèles de canal à savoir le modèle de RAYLEIGH et celui de RICE dont l'objectif est l'évaluation des imperfections de ces canaux. La simulation de la compensation de ces imperfections par égalisation citée ci dessus. Nous terminons, notre travail, par la simulation d'un autre modèle d'un canal invariant dans le temps..

3.1 Logiciel utilisé : simulink matlab

Le logiciel MATLAB est conforté par une multitude de boîtes à outils (toolboxes) spécifiques dans des domaines variés. L'outil additionnel SIMULINK est proposé pour la modélisation et la simulation des systèmes dynamiques utilisant une représentation de type schémas-blocs (voir figure 3.2).

Les Blocksets sont des collections de blocs SIMULINK développés pour des domaines d'application spécifiques (DSP Blockset, Power System Blockset, etc.). Ces blocksets disposent d'un ensemble de Libraries comme le montre la figure 3.1.

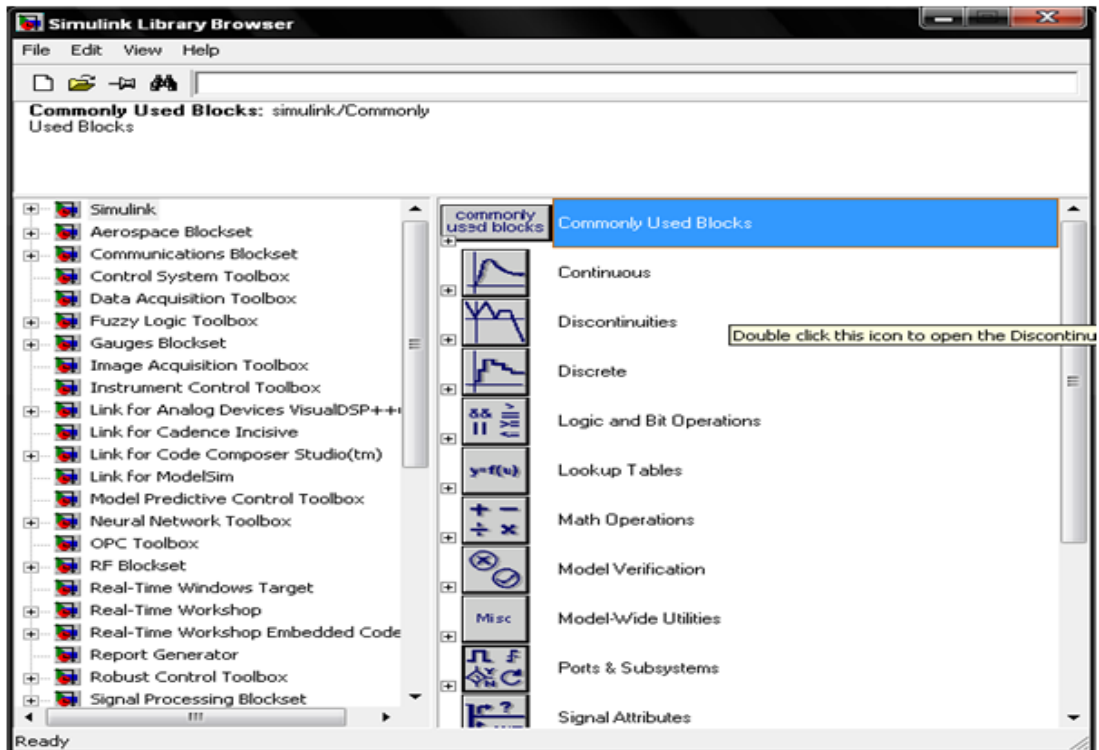


FIG. 3.1: Les différentes Library dans Simulink

Chaque Library contient un ensemble de blocs, à titre d'exemple la Library communications blockset (figure 3.2).

3.2 Bibliothèques utilisées

- Pour notre travail, on utilise la Library communication toolbox (figure 3.3) .
- Channels
- Equalizers

- Modulation (Digital Baseband Modulation)
- Communication sources (Random Data Sources)
- Communication sinks
- Simulink sinks

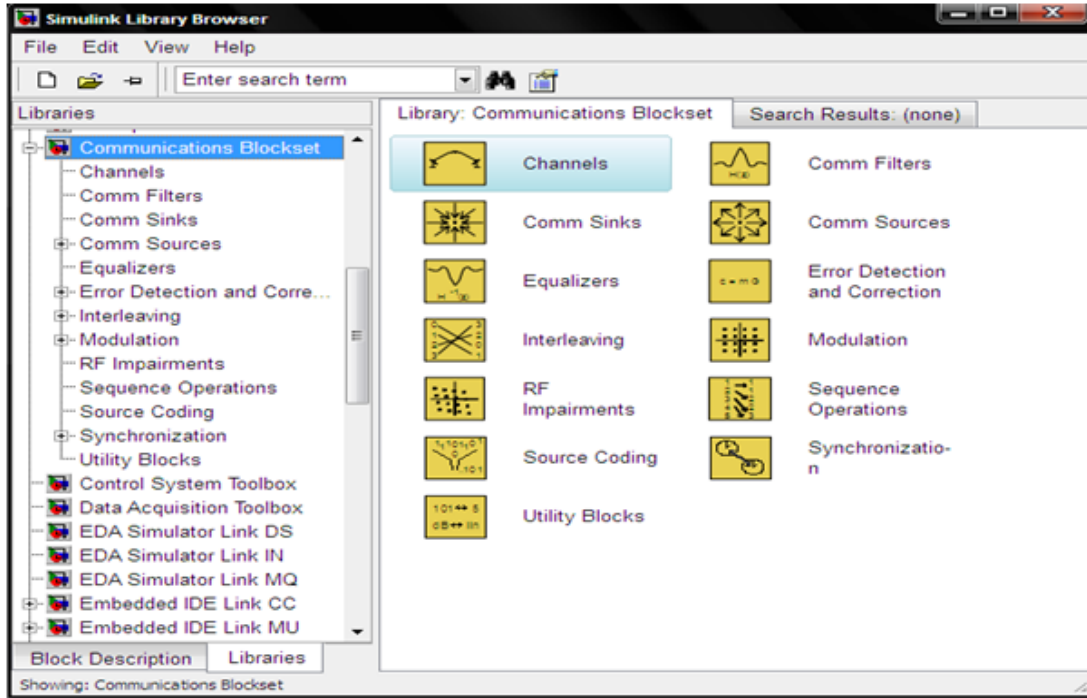


FIG. 3.2: La bibliothèque de Simulink

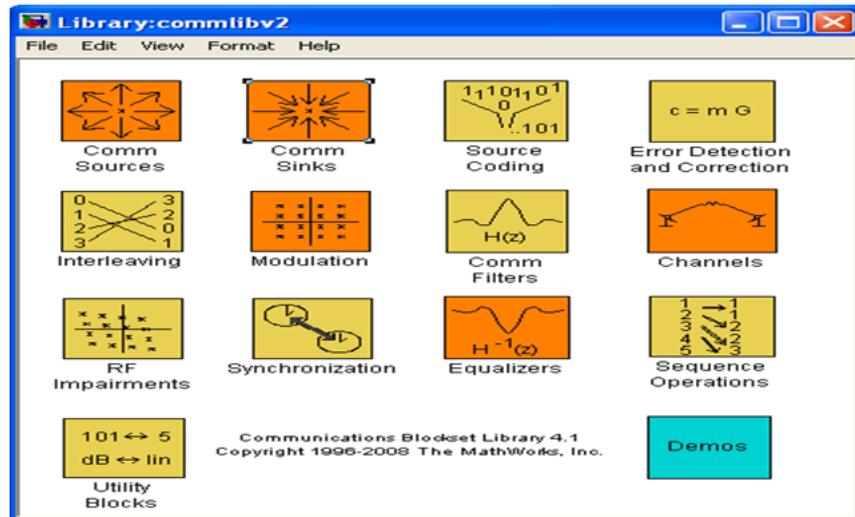


FIG. 3.3: Blocs de la bibliothèque communication blocksets

- Ces blocksets contiennent plusieurs blocs :
 - **Channels** : Contient plusieurs modèle de canaux de communication. Deux types sont utilisés multipath RAYLEIGH fading channel et multipath RACIAN fading channel (voir figure 3.4) :
 - **Comm Sources** : contient des générateurs de sources , un seul générateur est utilisé Random Integer Generator. Ce bloc génère des nombres entiers uniformément distribués dans l'intervalle $[0, M - 1]$, où M est la taille de l'alphabet(voir figure 3.5) .

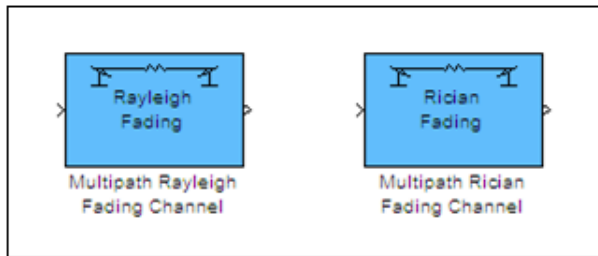


Figure 3.4: Les deux blocs channel utilisés.

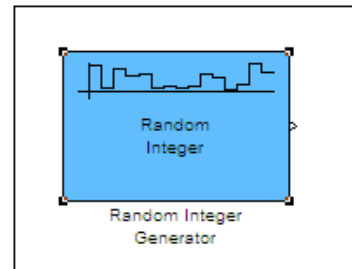


Figure 3.5: Random integer generator

- **Equalizer** : les blocs d'égalisations sont illustrés dans la figure 3.6. Ces égaliseurs permettent la compensation des imperfections du canal.

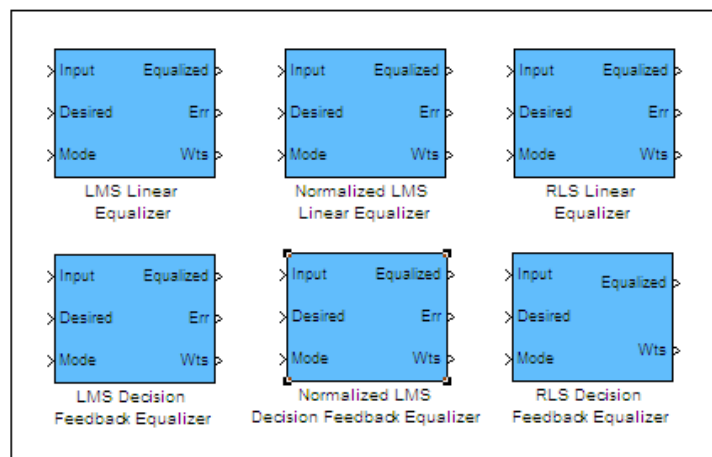


Figure 3.6: Blocs equalizers utilisés

- **Modulation** : contient plusieurs types de modulateurs, dans notre modèle de simulation, on utilise le bloc general M-QAM modulator basband (voir la figure 3.7).. Ce bloc module le signal informatif.

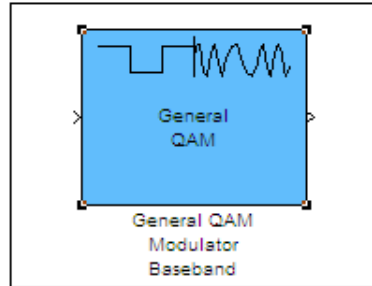


Figure 3.7: Modulateur M-QAM

- **Comm Sinks** : constitué de plusieurs blocs d’affichage (voir la figure 3.8).
 - * **Discrete-Time scatter plot scope** : permet de visualiser les constellations des signaux modulés par projection dans l’espace des signaux.
 - * **Discrete-Time Eye-Diagram scope** : ce bloc permet d’estimer la qualité des signaux transmis à la réception.
 - * **Error Rate Calculation** : permet d’estimer le taux d’erreur des signaux transmis .

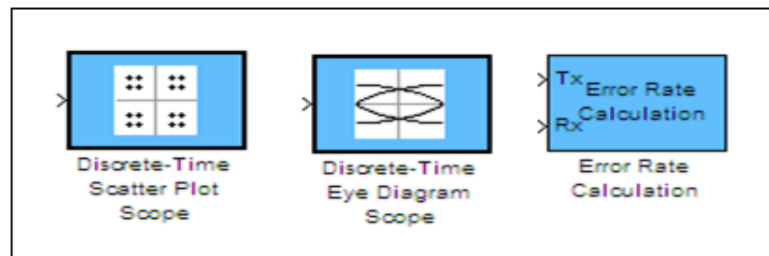


Figure 3.8: Les blocs de visualisation utilisés

3.3 Modèle de Simulation des canaux de Rayleigh et de Rice

Les canaux radio mobile de type RAYLEIGH et RICE sont les modèles les plus utilisés pour décrire les phénomènes réels lors de la transmission numérique dans les canaux sans fil. Ces

phénomènes contiennent les effets de dispersion suivants :

- L'étalement temporel.
- Le décalage fréquentiel due aux effets DOPPLER résultants des trajets multiples et du mouvement relatif entre l'émetteur et le récepteur.

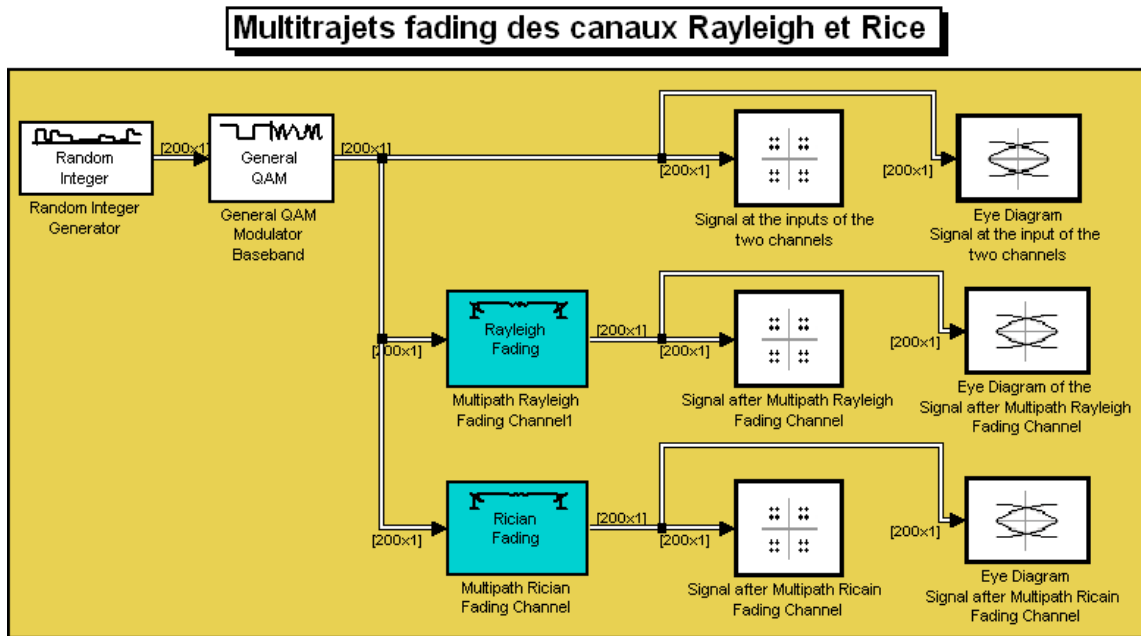


Figure 3.9: Simulation des canaux de propagation du type RAYLEIGH et RICE .

Notre modèle de simulation des canaux de propagation multitrajets de types RAYLEIGH et RICE est représenté sur la figure 3.9. Ce modèle contient une partie émettrice, des canaux simulés et des dispositifs de visualisation des signaux. La partie émettrice se compose d'une source génératrice des nombres entiers uniformément distribués dans l'intervalle $[0, M - 1]$, où M est la taille d'alphabet et d'un modulateur numérique QAM . Le milieu de transmission est représenté par les deux types de canaux : modèles de RAYLEIGH et RICE. Trois dispositifs de visualisation sont utilisés : des scopes, des diagrammes en œil et l'outil de visualisation des caractéristiques des canaux.

3.3.1 Paramètres des canaux simulés

Nous décrivons les blocs des canaux simulés à savoir le RAYLEIGH Fading et RICIAN Fading. Nous déterminons les paramètres caractérisant chaque bloc.

3.3.1.1 Multipath Rayleigh Fading Channel

- Les paramètres de ce canal sont données par : **function block parameters** (voir figure 3.10). Ces paramètres sont [14]:
 - **Maximum Doppler shift (Hz)** : une valeur scalaire positive indiquant l'effet DOPPLER Maximum, $f=200\text{hz}$.
 - **Doppler spectrum type** : spécifie le spectre de DOPPLER du processus de RAYLEIGH . Dans ce modèle , on utilise le spectre de JAKES DOPPLER. On peut choisir l'un de ces types des spectres :Flat, GAUSSIAN, Rounded, Restricted JAKES, Asymmetrical JAKES, Bi-GAUSSIAN.
 - **Discrete path delay vector (s)**: un vecteur qui spécifie le retard de propagation pour chaque trajet.
 - **Average path gain vector (dB)** : un vecteur qui spécifie le gain pour chaque trajet.
 - **Normalize gain vector to 0 dB overall gain**: ce paramètre permet de normaliser le vecteur du gain, de sorte que le gain efficace du canal (vu tous les trajets) soit 0 dB.
 - **Initial seed** : une valeur scalaire pour le générateur de bruit gaussien.
 - **Open channel visualization at start of simulation**: la vérification de cette boîte ouvre l'outil de visualisation du canal quand une simulation commence.
 - **Complex path gains port** : le trajet complexe gagne le port
 - **Channel filter delay port** : la vérification de cette boîte crée un port qui produit la valeur du retard (dans les échantillons) ce des résultats de l'opération de filtrage de ce bloc. Ce retard est zéro si seulement un chemin est simulé, mais peut être plus grand que zéro si plus d'un chemin est présent.

3.3.1.2 Multipath Rician Fading Channel

- Les paramètres de ce canal sont données par : **function block parameters** (voir figure 3.11). Ces paramètres sont [14]:
 - **K-factor** : est le rapport de la puissance le composant de champ en visibilité directe sur la puissance le composant de champ diffus . Le rapport est exprimé linéairement, pas en décibels.

- * Si le K-factor est une valeur scalaire, alors le premier chemin discret est un processus de RICE (il contient un composant de champ en vision) .
- * Si le K-factor est un vecteur des mêmes tailles car vecteur discret le retard de chemin, alors chaque chemin discret est un processus de RICE avec un K-factor donné par l'élément correspondant du vecteur.
- **Doppler shift(s) of line-of-sight cs(s) (Hz):** représente l'effet DOPPLER sur le composant de champ en visibilité directe. il doit être une grandeur scalaire (si le K-factor est une grandeur scalaire) ou un vecteur de même taille comme K-factor.
- **Initial phase(s) of line-of-sight component(s) (rad):** la phase initiale du composant de champ en visibilité directe. Ce doit être une grandeur scalaire (si le K-factor est une valeur scalaire) ou un vecteur des mêmes tailles comme K-factor.
- **Maximum diffuse Doppler shift (Hz) :** une valeur scalaire positive qui indique l'effet DOPPLER Diffus maximum
- **Doppler spectrum type :** spécifie le spectre de DOPPLER du processus de RICE. Alternativement, on peut choisir l'un de ces types : Flat, GAUSSIAN, Rounded, Restricted JAKES, Asymmetrical JAKES, Bi-GAUSSIAN.

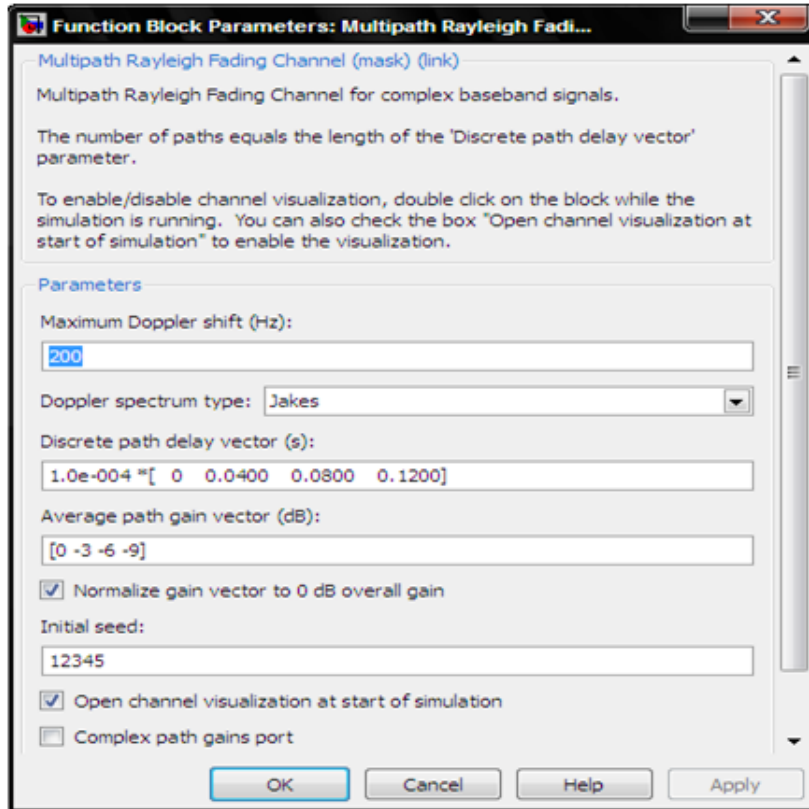


Figure 3.10: Paramètres du Multipath Rayleigh Fading Channel

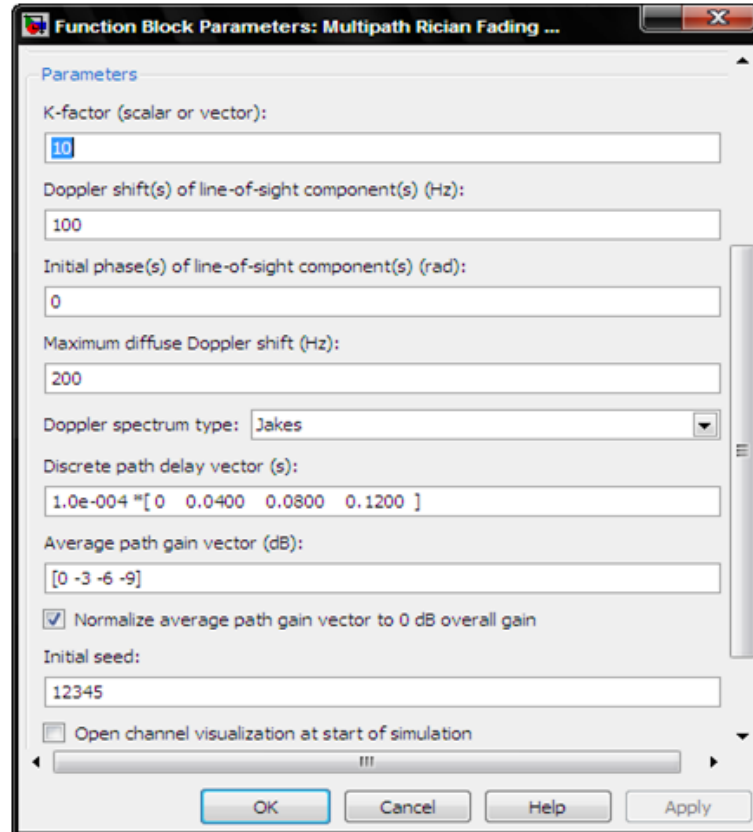


Figure 3.11: Paramètres du Multipath Rician Fading Channel

3.4 Résultats de simulation

L'exécution du modèle donné par la figure 3.9 permet d'obtenir des résultats caractérisant ces canaux de communication. La visualisation de ces derniers est donnée par les dispositifs de visualisation cités dans la section 3.2.

3.4.1 Simulation des canaux de Rayleigh et de Rice

L'outil de visualisation « **Visualization Tool** » permet de visualiser les caractéristiques du canal telles que :la réponse impulsionnelle, la réponse fréquentielle, les Composants des trajets multiples, les gains des trajet, le spectre DOPPLER .

3.4.1.1 Réponse impulsionnelle

La réponse impulsionnelle du canal de type de RAYLEIGH est donnée dans la figure 3.12.

- Cet outil permet de visualiser également :
 - Les retards entre les trajets multiples .
 - Les amplitudes et des gains de ces trajets (rouges, violet, magenta, bleues, voir la figure 3.12), sont groupés autour de la réponse d'impulsionnelle (courbe verte).
 - L'intersymbole (*ISI*) (cercles verts).

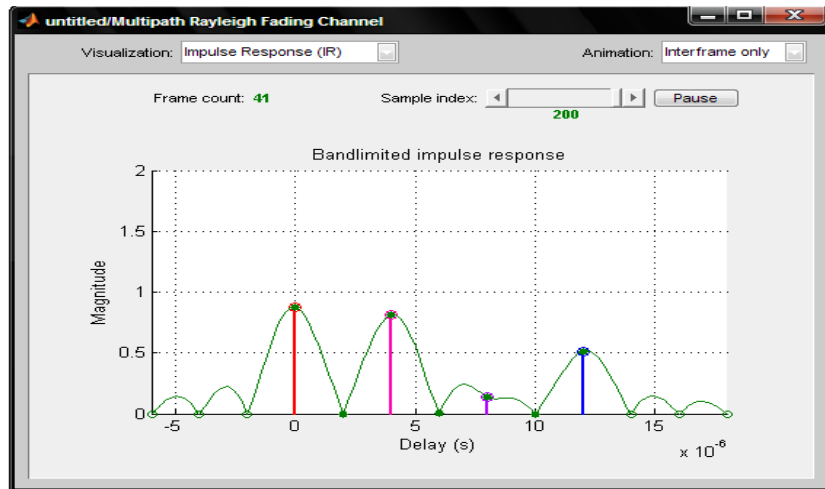


Figure 3.12: Réponse impulsionnelle Multipath RAYLEIGH Fading Channel

3.4.1.2 Réponse fréquentielle

Dans le menu de visualisation, nous choisissons la réponse fréquentielle du canal (voir figure 3.13).

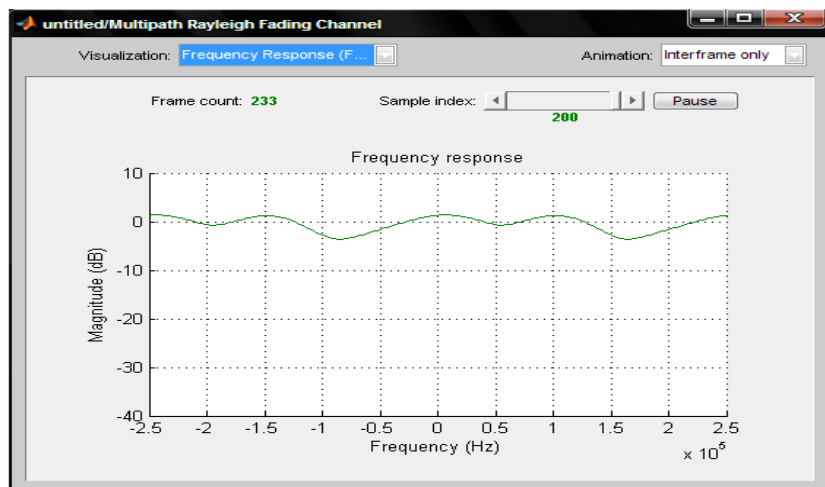


Figure 3.13: La Réponse fréquentielle de Multipath RAYLEIGH Fading Channel

Nous constatons que cette réponse fréquentielle subit des variations lentes autour d'une valeur référentielle (réponse plate) à cause d'une dispersion minimale de temps provoquée par le canal à trajets multiples

3.4.1.3 Trajets multiples

Nous choisissons dans le menu de visualisation, les composants des trajets multiples du canal, nous aurons la figure 3.14.

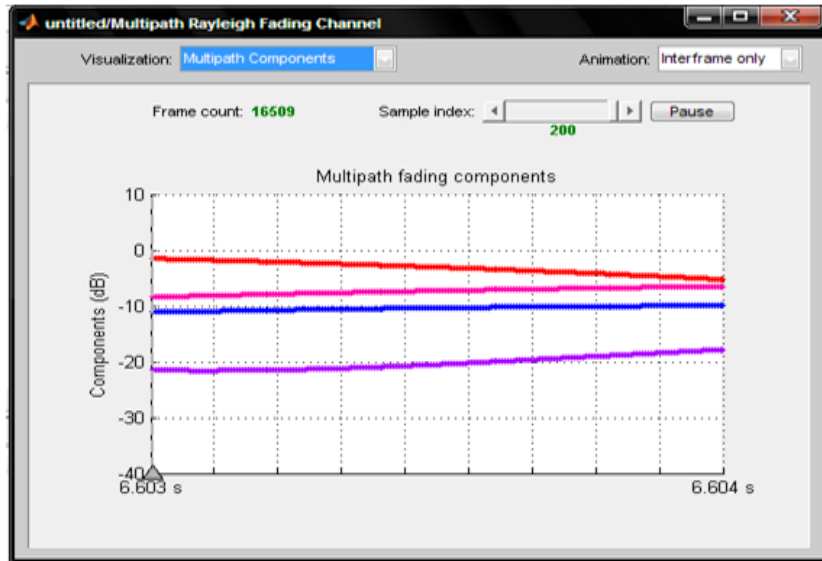


Figure 3.14: La visualisation des composants des trajets multiples

On constate, sur cette visualisation, le nombre des trajets multiples ainsi que les variations temporelles de leurs gains.

3.4.1.4 Spectre Doppler

Pour visualiser le spectre DOPPLER, Nous choisissons dans le menu de visualisation DOPPLER Spectrum (voir figure 3.15).

Le spectre DOPPLER est une caractérisation statistique du processus de fading. L'outil de visualisation de canal représente des prélèvements périodiques du spectre DOPPLER (points bleus). La moyenne de ces mesures donne une meilleure approche du spectre DOPPLER théorique (courbe rouge).

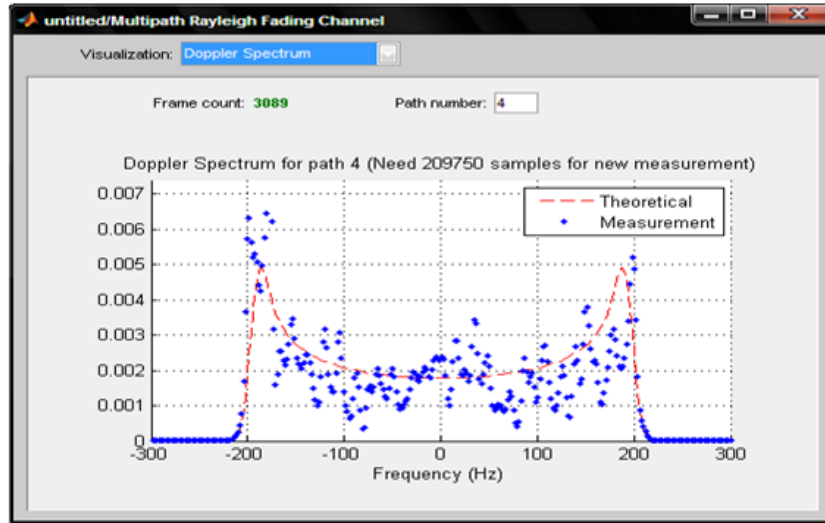


Figure 3.15: Spectre de DOPPLER

3.4.2 Signaux reçus

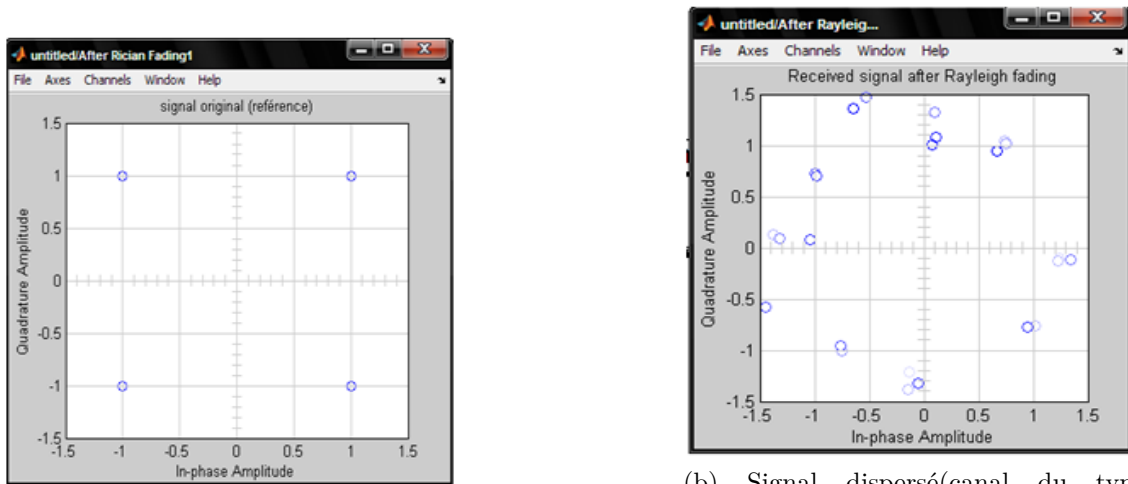
Après avoir visualisé les caractéristiques des canaux RAYLEIGH et RICE, nous verrons les effets de ces canaux sur le signal transmis. Deux outils de visualisation sont utilisés : le scope scattering et le diagramme en œil. Nous comparons ces signaux reçus à la sortie du canal avec les signaux émis à l'entrée de ce canal.

(a). Mapping des signaux :

Le Mapping permet la visualisation des signaux modulés dans l'espace des signaux. Les résultats obtenus pour le canal du type RAYLEIGH et RICE sont illustrés dans la figure 3.16.

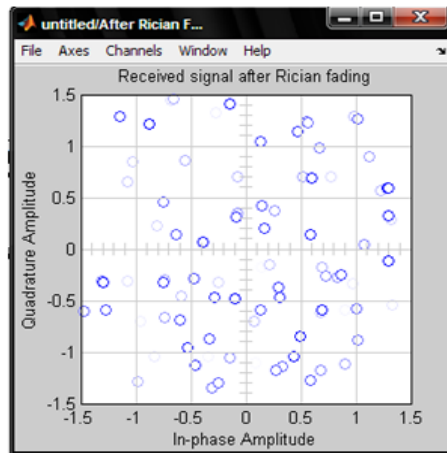
- On remarque qu'il y a une dispersion variable en amplitude et en phase (figure 3.16b). Ceci est dû aux dispersions suivantes:
 - l'étalement temporel,
 - les effets DOPPLER par les trajets multiples produisent des retards, des atténuations et des phases diverses des ondes transmises. La superposition de ces derniers à la réception introduit des signaux évanouissants.

On constate également les mêmes effets pour le canal du type RICE (figure 3.16c). Ce dernier est plus dispersif du fait de la présence des effets DOPPLER par trajet(s) direct(s).



(a) Signal émis

(b) Signal dispersé(canal du type RAYLEIGH)



(c) Signal dispersé(canal du type RICE)

Figure 3.16: Influence des imperfections du canal de type RAYLEIGH sur le signal émis

(b). Diagramme en œil :

Le diagramme en œil est un autre outil de visualisation des signaux. Il permet d'estimer la qualité d'une transmission d'un signal à la réception. Les résultats obtenus par la simulation sont illustrés dans la Figure 3.17.

la figure 3.17a représente le diagramme en œil d'un signal informatif. Ce dernier sert de référence pour la mesure de la qualité de la transmission des signaux à travers ces canaux dispersifs. On constate un changement dans le diagramme en œil dans la figure 3.17b. Ce changement est dû à la présence du bruit et de l'intersymbole *ISI* dans le canal. On remarque que la fermeture de l'œil est importante dans la figure 3.17c. Ceci signifie que les effets du bruit et de l'*ISI* du canal sont très importants.

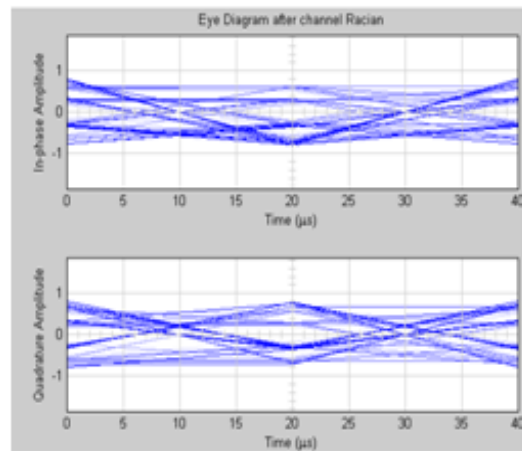
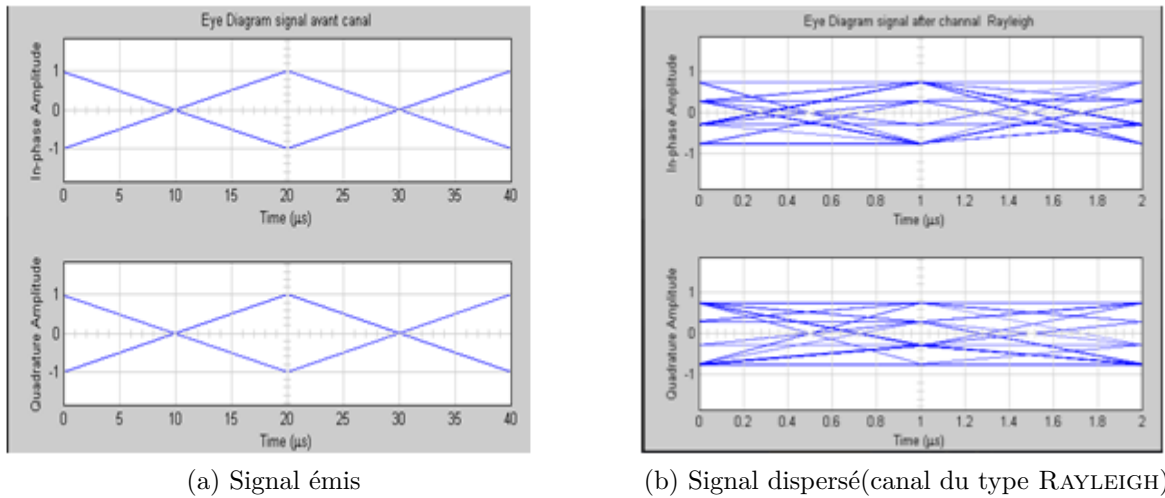


Figure 3.17: Diagrammes en œil des signaux : a). signal référence ,b). signal reçu après canal de Rayleigh, c). signal reçu après canal de Rice

3.5 Egalisation du canal du type Rayleigh

Dans la section 3.4, nous avons vu les influences des canaux de type RAYLEIGH et RICE sur les signaux transmis. Dans cette section notre but est la compensation de ces effets, nous utilisons deux structures d'égalisations : l'égalisation linéaire et l'égalisation à retour de décision. Les paramètres de ces derniers sont optimisés par l'utilisation des algorithmes adaptatifs suivants :

- **Algorithme LMS (least mean square)** : l'algorithme *LMS* [sous section 2.6.2] permet la minimisation de l'erreur quadratique moyenne entre l'entrée du canal et la

sortie de l'égaliseur exprimée par la relation :

$$J_w = E|\varepsilon_k|^2 = E|I_k - \widehat{I}_k|^2$$

- **L'algorithme NLMS (normalized least mean square):** le Normalized Least Mean Squares (*NLMS*) [sous section 2.9.1] est une variante d'algorithme *LMS* permettant de résoudre l'effet des fluctuations importantes du signal d'entrée. Le *NLMS* converge beaucoup plus rapide que le *LMS*.
- **L'algorithme RLS (recursive least square):** l'algorithme *RLS* [section 2.10] permet la minimisation de l'erreur quadratique entre l'entrée du canal et la sortie du l'égaliseur d'une manière récursive.

3.5.1 Egalisation linéaire

L'égaliseur linéaire est un filtre linéaire permettant de compenser les effets perturbateurs du canal. Ses coefficients sont optimisés par les algorithmes adaptatifs (*LMS*, *RLS* et *NLMS*). Un modèle de simulation est proposé (figure 3.18).

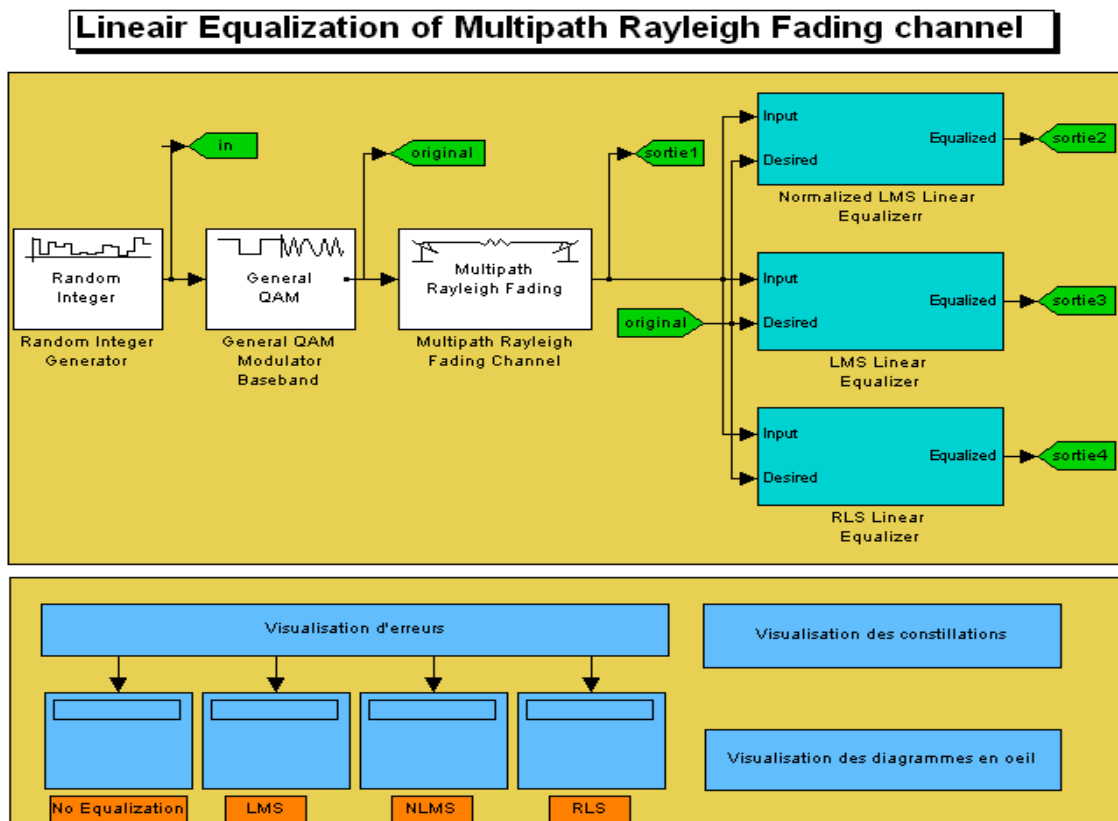


Figure 3.18: Schéma bloc du modèle d'égalisation linéaire

Il se compose du modèle de simulation des canaux de propagation multitrajets de type RAYLEIGH (figure 3.9) déjà traité, plus une partie d'égalisation linéaire. Cette dernière partie est représentée par des égaliseurs linéaires..

Le modèle de simulation est constitué de plusieurs sous systèmes afin de minimiser l'encombrement dans le modèle. Ces sous systèmes sont :

- **Visualisation des Mappings :** (voir la figure 3.19) ce sous système permet de visualiser les constellations du signal émis et les signaux de sortie après chaque type d'égaliseur.

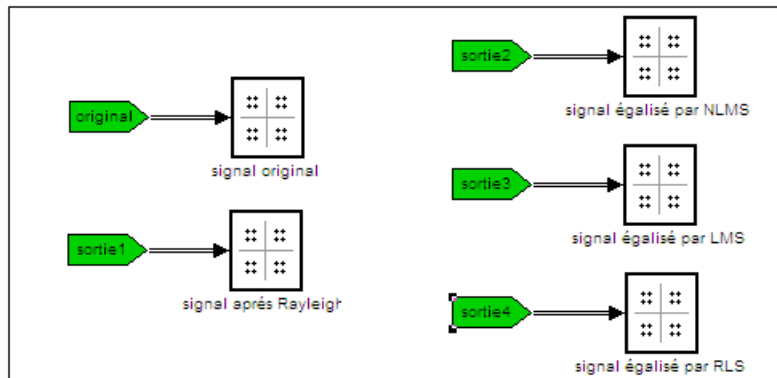


Figure 3.19: Sous bloc de visualisation des Mappings des signaux.

- **Visualisation des diagrammes en œil :** (voir la figure 3.20) ce sous système permet de visualiser les digrammes en œil du signal émis et les signaux de sortie des trois égaliseurs.

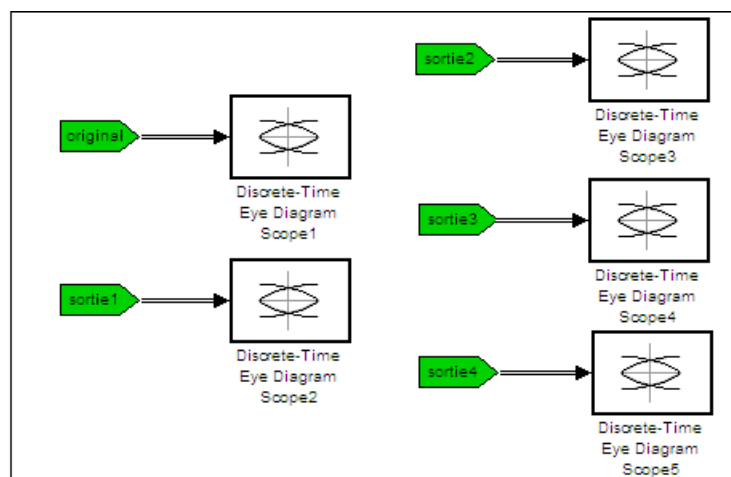


Figure 3.20: Sous bloc de visualisation le digramme en œil

- **Visualisation de BER :** (voir la figure 3.21) ce sous système permet de visualiser le taux d’erreur commis entre le signal émis d’un part et signaux de sortie après chaque type d’égaliseur . Ce taux est donné en pourcentage.

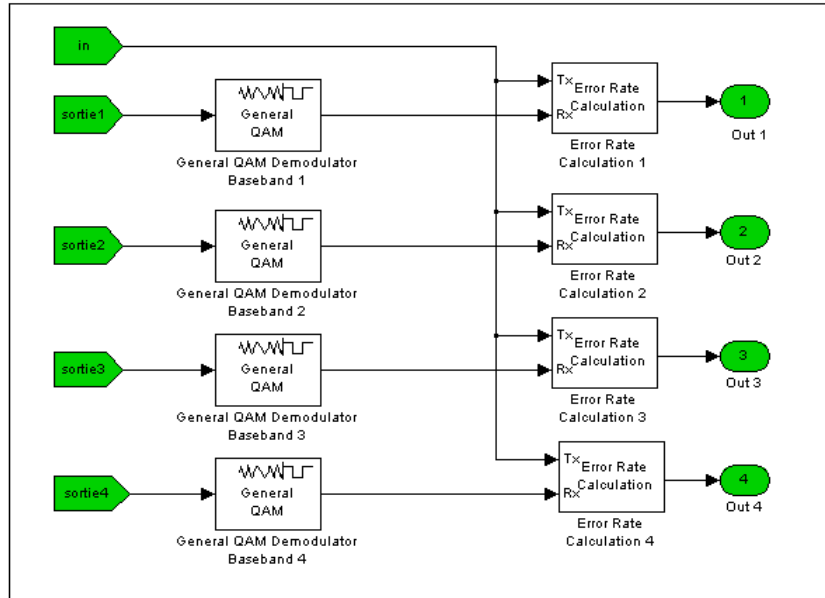


Figure 3.21: Sous bloc de visualisation d’erreurs.

3.5.1.1 Paramètres des égaliseurs linéaires

Le choix du canal a été fait dans la section 3.3. Des réglages sur les égaliseurs proposés par le SIMULINK MATLAB (bocksets communications) ont été initiés. L’optimisation de ces paramètres se fait par des essais successifs. Le tableau 3.1 résume les paramètres des égaliseurs utilisés.

Paramètres \ égaliseurs	égaliseur linéaire LMS	égaliseur linéaire RLS	égaliseur linéaire NLMS
Number of taps	1	1	1
Number of samples per symbol	1	1	1
Signal constellation	$[1 + j \ 1 - j \ -1 + j \ -1 - j]$	$[1 + j \ 1 - j \ -1 + j \ -1 - j]$	$[1 + j \ 1 - j \ -1 + j \ -1 - j]$
Reference tap	1	1	1
Stepsize	0.1	0.1	0.1
Leakage factor	1	-	1
Initial weights	0	0	0
Forgetting factor	-	0.99	-
Inverse correlation matrix	-	1	-
Bias	-	-	0

Table 3.1: Les différents paramètres des égaliseurs utilisés pour la simulation.

3.5.1.2 Résultats de simulation

L'exécution du modèle donné par la figure 3.18, après avoir optimisé les paramètres des égaliseurs linéaires afin d'obtenir des formes des signaux égalisés les plus proches de celles des signaux émis, permet d'égaliser ces canaux de communications. Les résultats de cette égalisation par l'utilisation des algorithmes proposés sont exprimés par les dispositifs de visualisation cités dans la section 3.2: le Mapping, , diagramme en œil et le TEB(taux d'erreur binaire).

- **Mapping :**

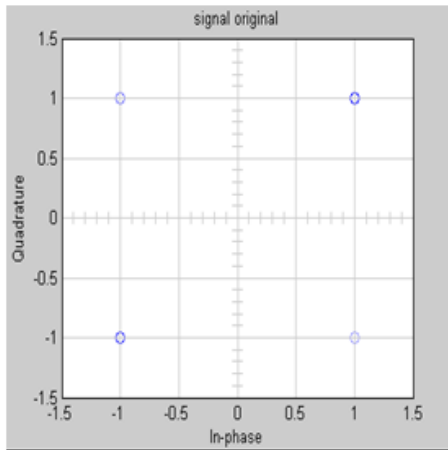
Le Mapping permet la visualisation des signaux modulés dans l'espace des signaux. Les résultats obtenus des égalisations par ces algorithmes sont illustrés dans la figure 3.22.

La figure 3.22a.a représente la constellation d'un signal informatif. Ce dernier sert de référence pour comparer avec le signal dispersif et les signaux égalisés par ces algorithmes. On constate une dispersion dans la phase et l'amplitude dans la figure 3.22b. Cette dispersion est due au retard temporel et les effets DOPPLER par trajets multiples dans le canal de propagation. On remarque que le signal égalisé par algorithme *LMS* dans la figure 3.22c est bien égalisé par comparaison avec le signal original (presque le même). Dans le cas du signal égalisé par *RLS* (figure 3.22e)on remarque qu'il y a une faible dispersion dans la phase (décalage de la phase) par comparaison avec le signal original. Le signal égalisé par *NLMS* (figure 3.22d) subit des faibles dispersions dans l'amplitude et la phase (décalage de la phase) du signal reçu par comparaison avec le signal original.

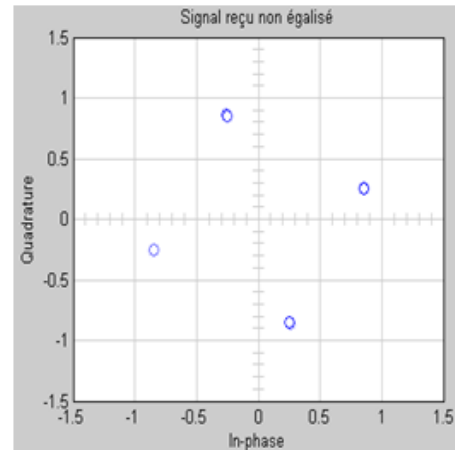
- **Diagramme en œil :**

On utilise le diagramme en œil pour visualiser les imperfections du canal sur les signaux transmis et les signaux égalisés par les procédures d'égalisation. Les résultats obtenus sont illustrés par la figure 3.23 .

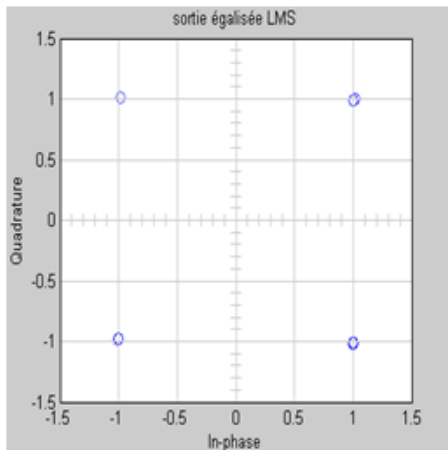
La figure 3.23a représente le diagramme en œil d'un signal informatif. Ce dernier sert de référence pour la mesure de la qualité de la transmission des signaux. On constate un changement dans le diagramme en œil dans la figure 3.23b. Ce changement est dû à la présence du bruit et de l'intersymbole *ISI* dans le canal. On remarque l'absence de l'effet d'intersymbole (*ISI*) et du bruit dans la figure 3.23c. Donc, le signal est bien égalisé par l'égaliseur *LMS*. Dans la figure 3.23e, l'égalisation est faite par l'égaliseur *RLS*. On remarque la même constatation pour le cas de la figure 3.23c à l'exception d'une distorsion à l'instant d'échantillonnage. On constate les mêmes effets pour les deux cas des figures 3.23c et 3.23e, de plus la distorsion à l'instant d'échantillonnage est plus importante.



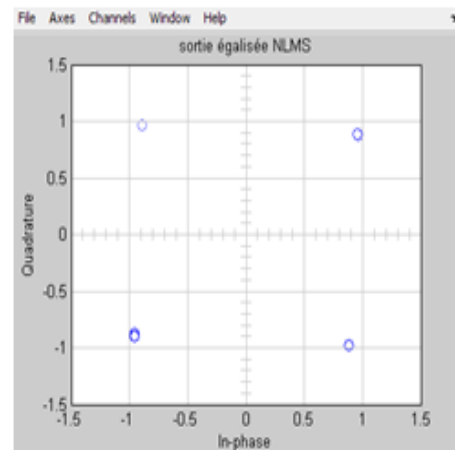
(a)



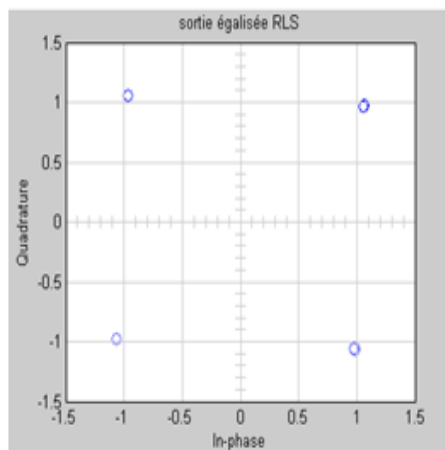
(b)



(c)



(d)



(e)

Figure 3.22: Le Mapping des signaux: a). signal émis , b). signal dispersé par canal de type RAYLEIGH c).signal après égalisation LMS, d).signal après égalisation NLMS, e).signal après égalisation RLS,

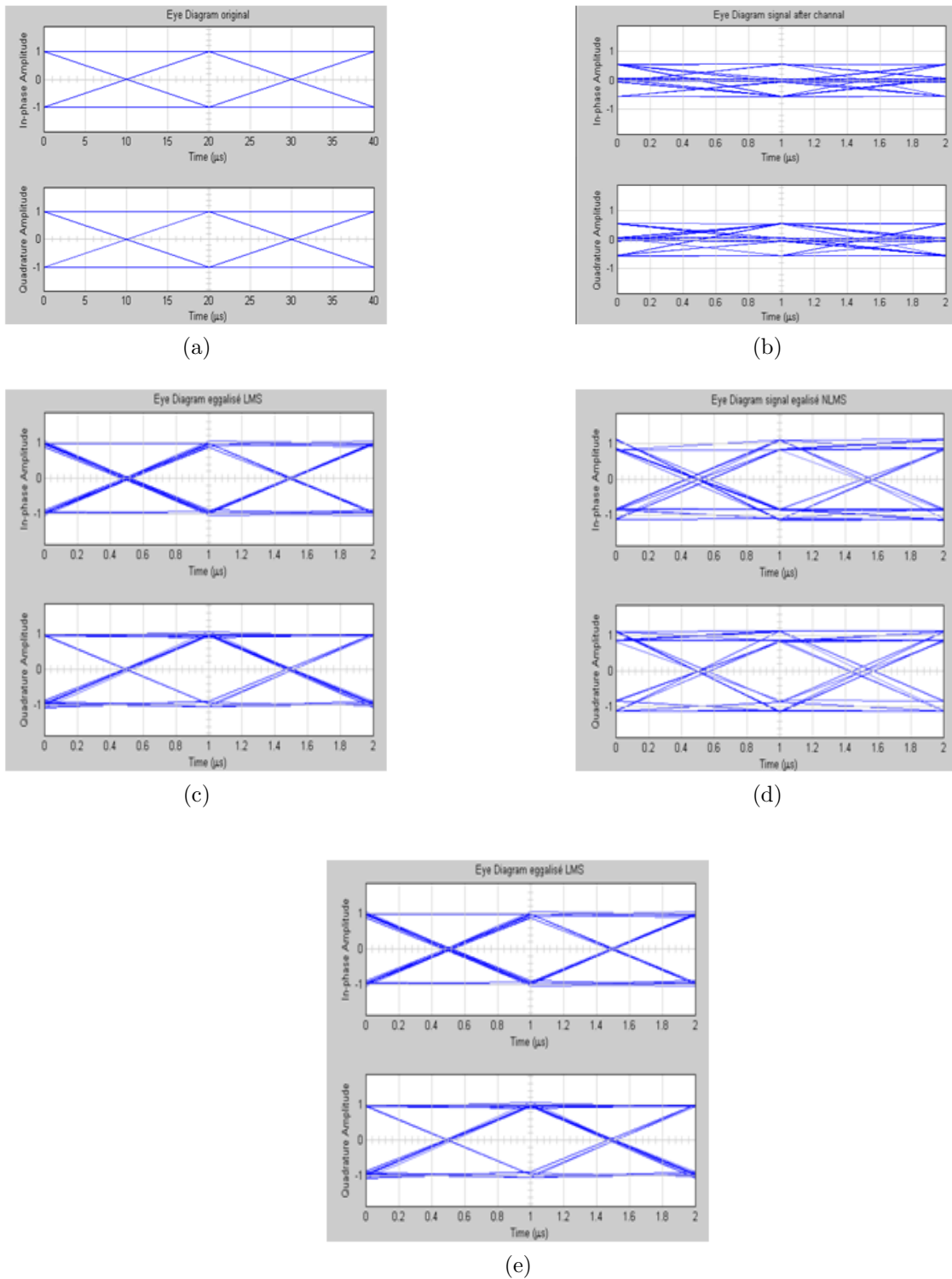


Figure 3.23: Les diagrammes en oeil des signaux : a). signal emis , b). signal dispersé par canal de type RAYLEIGH c).signal après égalisation LMS, d).signal après égalisation NLMS, e).signal après égalisation RLS,

- Calcul du **TEB** :

Le bloc SER, de notre modèle, permet de calculer et d'afficher la valeur du taux d'erreur *TEB*, le nombre de symboles erronés, et le nombre de symboles transmis (figure 3.24). Le *TEB* est donné par [?] :

$$TEB = \frac{\text{Le nombre de symboles faux}}{\text{Le nombre de symboles transmis}}$$

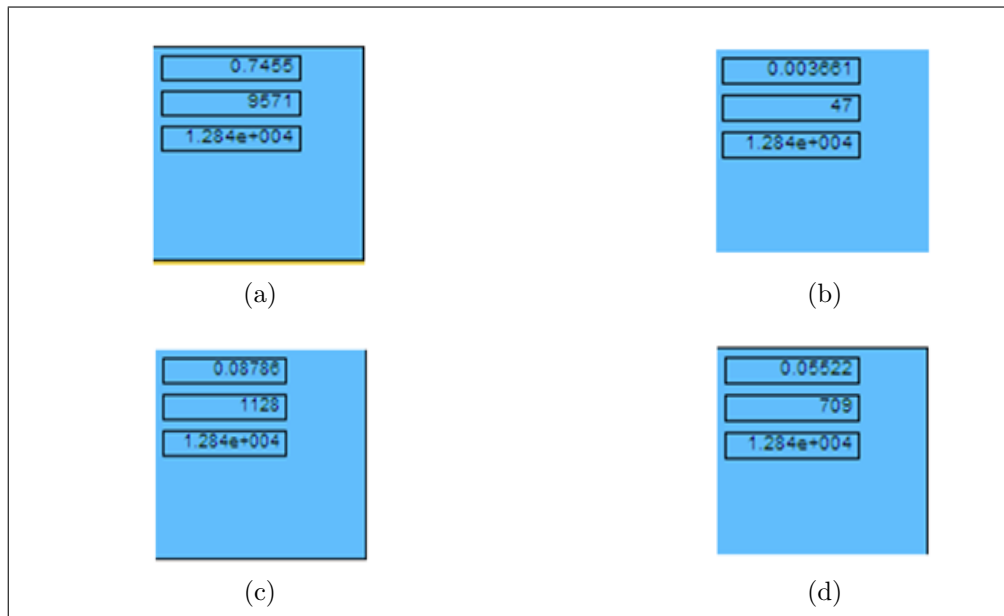


Figure 3.24: Indicateur d'erreurs: a). Sans égalisation, b). Egalisation *LMS*, c). Egalisation *NLMS*, d). Egalisation *RLS*

Nous pouvons résumer les résultats obtenus pour chaque algorithme d'égalisation par le tableau 3.2.

L' algorithme d'égalisation	Nombre de symboles envoyés	Nombre de symbole erroné	TEB
Sortie du canal(sans égalisation)	1.28 e+004	9571	0.7475
Sortie d'égaliseur LMS	1.28 e+004	47	0.003661
Sortie d'égaliseur RLS	1.28 e+004	709	0.05522
Sortie d'égaliseur NLMS	1.28 e+004	1128	0.08786

Table 3.2: Les résultats du calcul d'erreurs obtenus pour chaque algorithme d'égalisation

On constate que le *TEB* avec égaliseur *LMS* est largement inférieur à celui d'un canal non égalisé. La comparaison des *TEBs* des égaliseurs *LMS*, *RLS* et *NLMS*, montre que l'égaliseur *LMS* offre un minimum du taux d'erreur.

D'après les résultats obtenus, nous concluons que l'égaliseur linéaire LMS est plus performant que les autres égaliseurs linéaires RLS et $NLMS$.

3.5.2 Egalisation Feedback

Après avoir simulé l'égaliseur linéaire dans la sous section 3.5.1, nous procédons à la simulation d'un égaliseur à retour de décision [section 2.7]. Les coefficients de ces égaliseurs sont optimisés par les algorithmes LMS , RLS et $NLMS$. Le schéma bloc de ce modèle est donné par la figure 3.25.

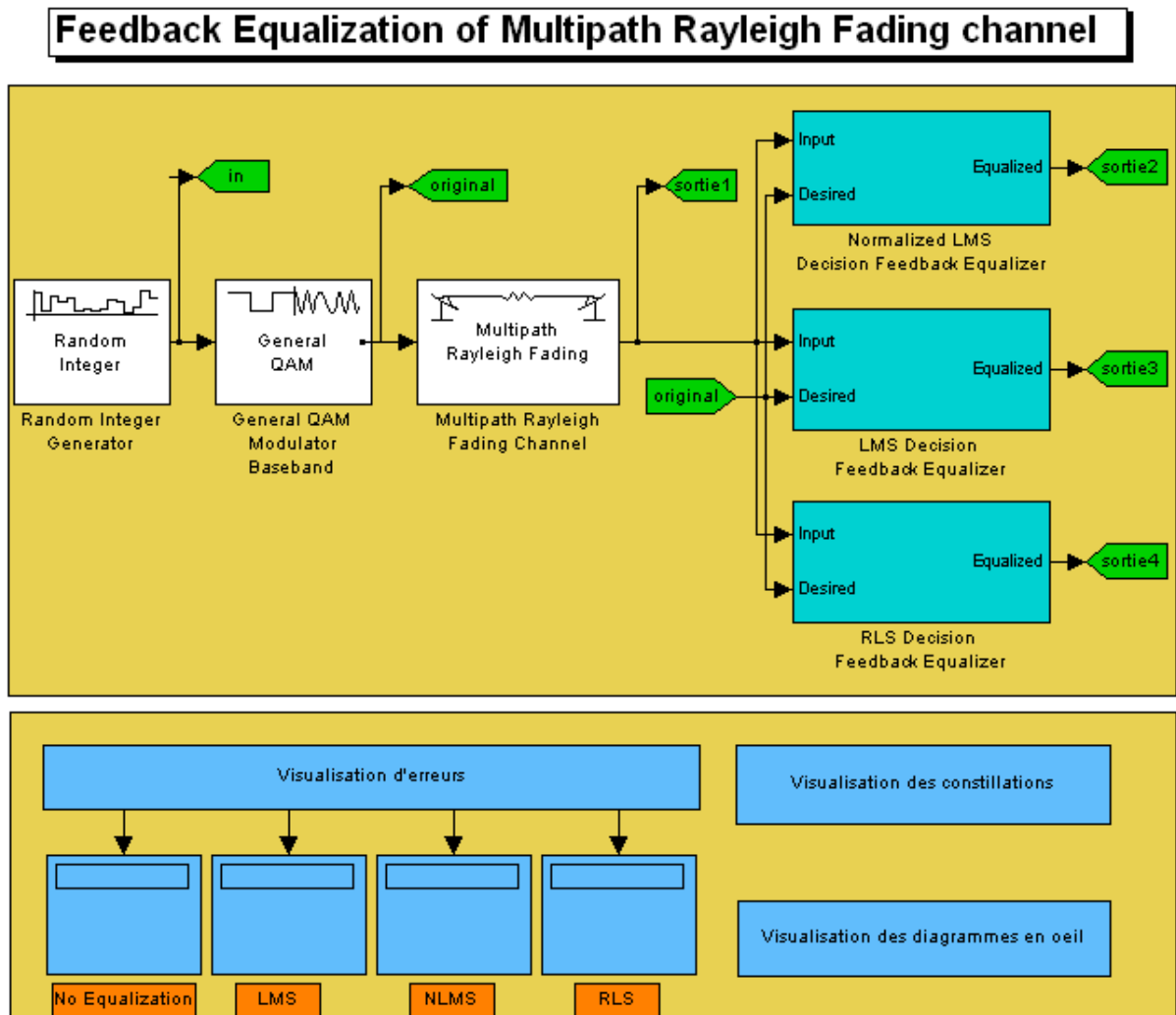


Figure 3.25: Schéma bloc du modèle d'égalisation linéaire

Il est à noter que ce modèle de simulation est le même que celui simulé dans le cas linéaire à l'exception des structures des égaliseurs qui est changée de linéaire à feedback.

3.5.2.1 Résultats de simulation

L'exécution du modèle donné par la figure 3.25, après avoir optimisé les paramètres des égaliseurs linéaires afin d'obtenir des formes des signaux égalisés les plus proches de celles des signaux émis, permet d'égaliser ces canaux de communications. Les résultats de cette égalisation par l'utilisation des algorithmes proposés sont exprimés par les dispositifs de visualisation suivants : le Mapping, Diagramme en œil et le taux d'erreur binaire(TEB).

- **Mapping :**

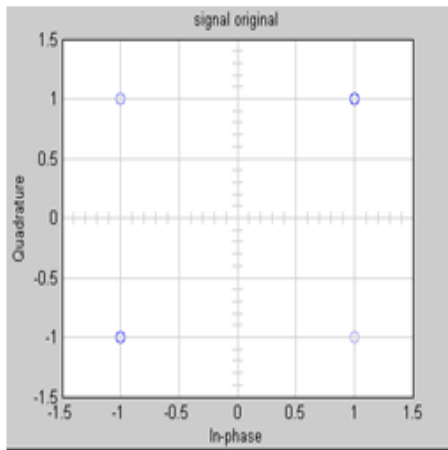
Les résultats des égalisations par ces algorithmes sont illustrés dans la figure 3.26.

La figure 3.26a représente la constellation d'un signal informatif. Ce dernier sert de référence pour comparer avec le signal dispersif et les signaux égalisés par ces algorithmes. On constate une dispersion dans la phase et l'amplitude dans la figure 3.26b. Cette dispersion est due au retard temporel et aux effets *Doppler* par trajets multiples dans le canal de propagation. Dans le cas du signal égalisé par *LMS* dans la figure 3.26c, on remarque qu'il y a une faible dispersion dans la phase (décalage de la phase) par comparaison avec le signal original. On constate que le signal égalisé par algorithme *RLS* dans la figure 3.26e est bien égalisé par comparaison avec le signal original (presque le même). Le signal égalisé par *NLMS* dans la figure 3.26d subit des faibles dispersions dans l'amplitude et la phase (décalage de la phase) du signal reçu toujours par comparaison avec le signal original.

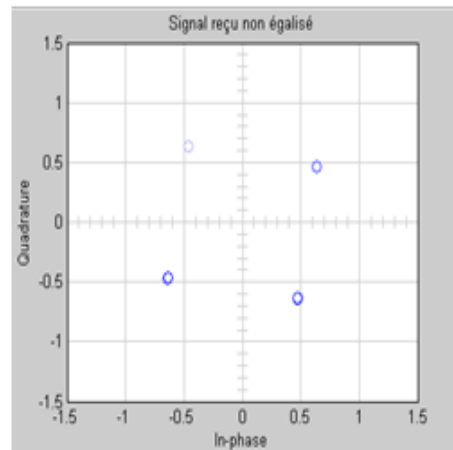
- **Diagramme en œil :**

On utilise le diagramme en œil pour visualiser les imperfections du canal sur les signaux transmis et les signaux égalisés par les différentes procédures d'égalisation. Les résultats obtenus sont illustrés par la figure 3.27 .

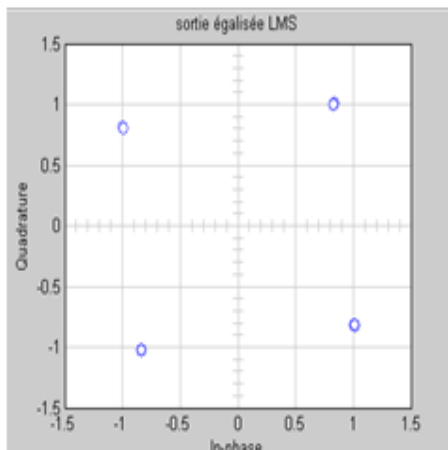
La figure 3.27a représente le diagramme en œil d'un signal informatif. Ce dernier sert de référence pour la mesure de la qualité de la transmission des signaux. On constate un changement dans le diagramme en œil dans la figure 3.27b. Ce changement est dû à la présence du bruit et de l'intersymbole *ISI* dans le canal. On remarque l'absence de l'effet d'intersymbole (*ISI*) et du bruit dans la figure 3.27c mais il y a une distorsion à l'instant d'échantillonnage. On constate l'absence de l'effet d'intersymbole (*ISI*) et du bruit dans la figure 3.27e. Le signal est bien égalisé par l'égaliseur *RLS*. On constate le même effet pour le cas de figures 3.27c mais la distorsion à l'instant d'échantillonnage est plus importante.



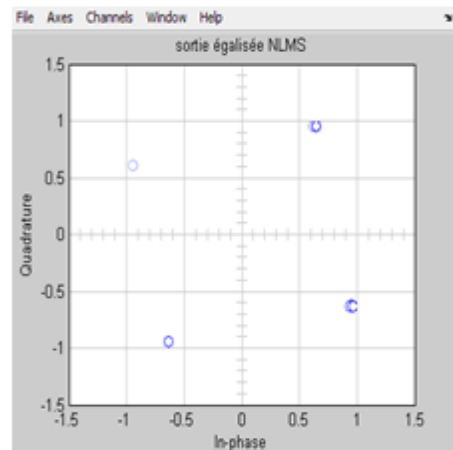
(a)



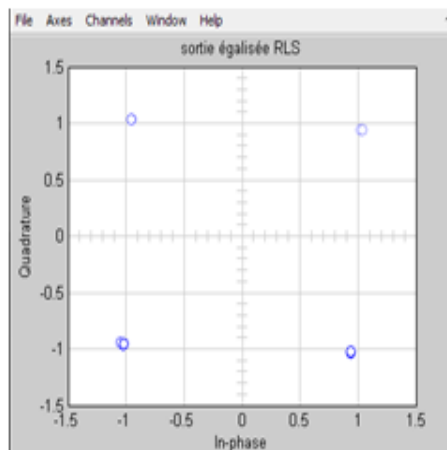
(b)



(c)



(d)



(e)

Figure 3.26: Le Mapping des signaux: a). signal émis , b). signal dispersé par canal de type RAYLEIGH c).signal après égalisation LMS, d).signal après égalisation NLMS, e).signal après égalisation RLS,

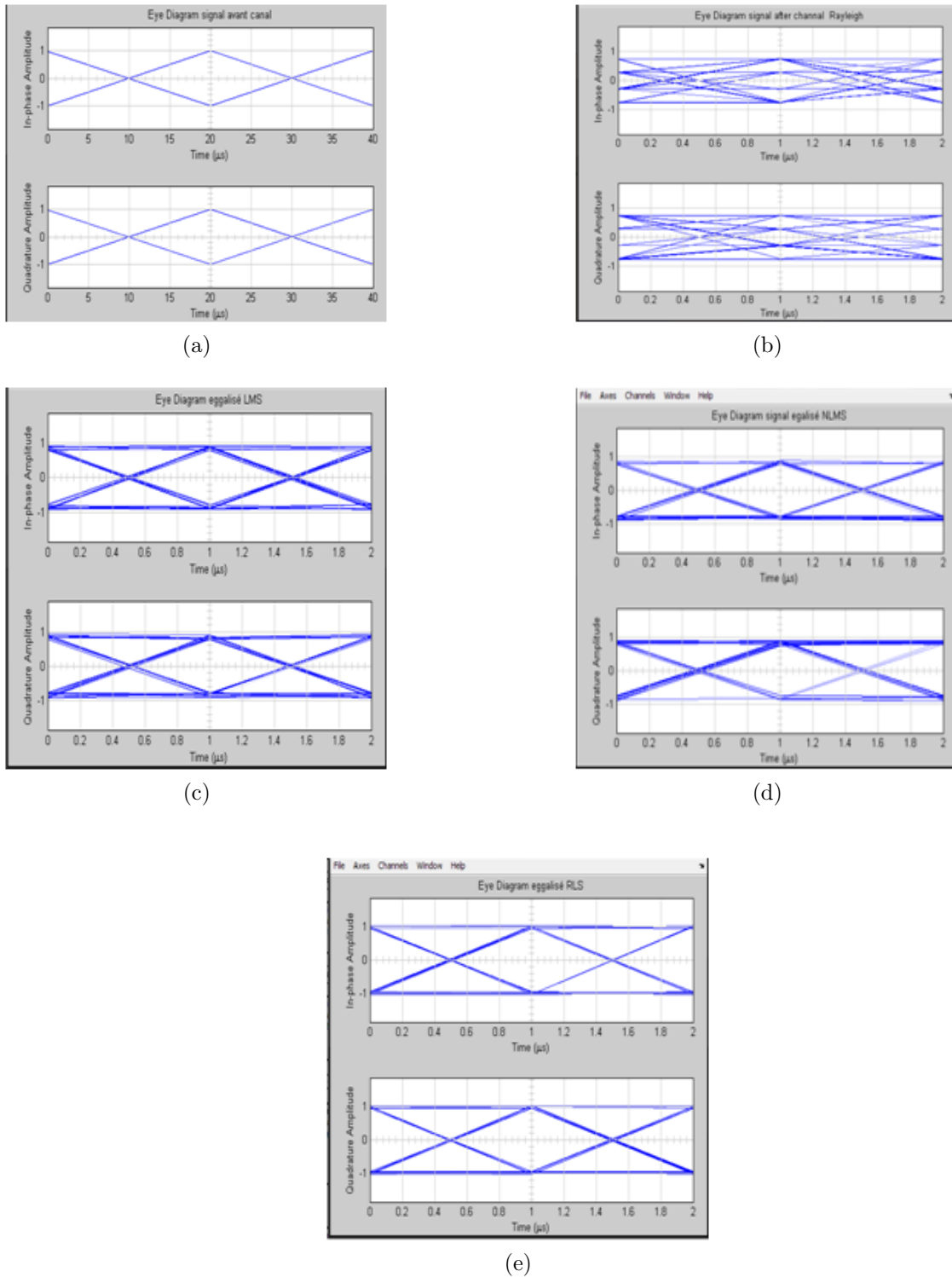


Figure 3.27: Les diagrammes en oeil des signaux : a). signal emis , b). signal dispersé par canal de type RAYLEIGH c).signal après égalisation LMS, d).signal après égalisation NLMS, e).signal après égalisation RLS,

- Calcul du **TEB** :

Le bloc SER, de notre modèle, affiche la valeur du taux d'erreur TEB , le nombre des symboles erronés, et le nombre de symboles transmis (figure 3.28).

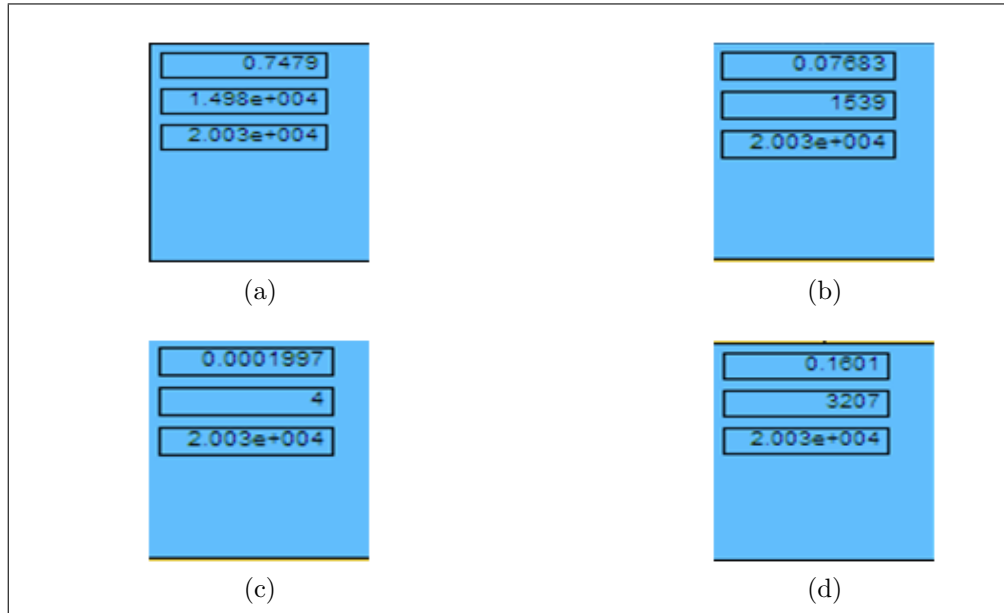


Figure 3.28: Indicateur d'erreurs: a). Sans égalisation, b). Egalisation LMS , c). Egalisation $NLMS$, d). Egalisation RLS

Les résultats obtenus pour chaque algorithme d'égalisation sont résumés dans le tableau 3.3.

L' algorithme d'égalisation	Nombre de symboles envoyés	Nombre de symbole erroné	TEB
Sortie du canal(sans égalisation)	2.003 e+004	1.498 e+004	0.7479
Sortie d'égaliseur LMS	2.003 e+004	1539	0.07693
Sortie d'égaliseur RLS	2.003 e+004	4	1.997e -004
Sortie d'égaliseur $NLMS$	2.003 e+004	30207	0.1601

Table 3.3: Les résultats du calcul d'erreurs obtenus pour chaque algorithme d'égalisation

On constate que le TEB avec égaliseur RLS est largement inférieur à celui d'un canal non égalisé. La comparaison des $TEBs$ avec des égaliseurs LMS , RLS et $NLMS$, montre que l'égaliseur RLS offre le minimum taux de symboles erronés.

D'après les résultats obtenus par les différentes visualisations, nous concluons que l'égaliseur linéaire RLS est plus performant que les autres égaliseurs LMS et $NLMS$.

3.6 Egalisation d'un canal invariant dans le temps

Dans cette section, nous utilisons le modèle donné dans la section 3.5 (voir figure 3.18) et nous changeons les spécifications du canal en utilisant un un modèle de canal invariant dans le temps [13].

Les caractéristiques de ce canal sont représentées dans la figure 3.29.

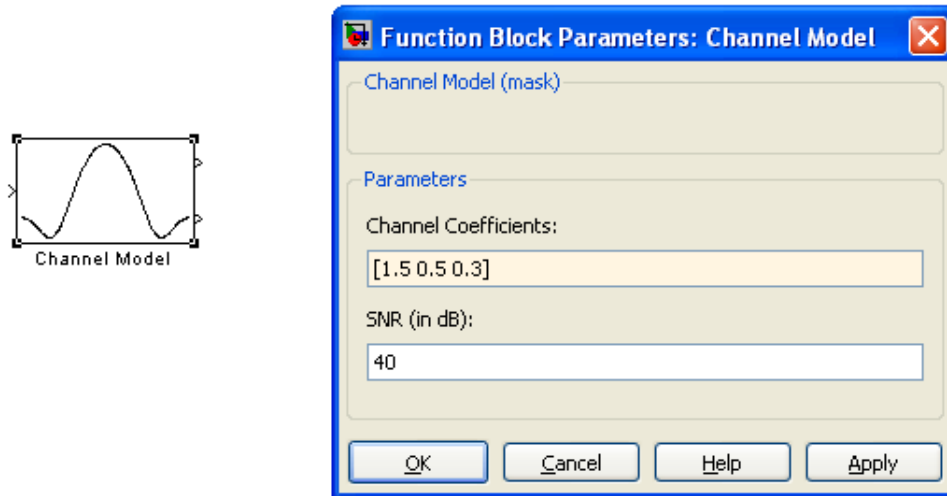


Figure 3.29: Modèle d'un canal invariant dans le temps avec ses paramètres

Ce modèle de canal présente deux paramètres :

- Les coefficients du canal : ce sont des coefficients constants donnés sous forme d'un vecteur. Pour notre simulation on a choisi les coefficients suivants: [1.5 0.5 0.3].
- Le rapport signal sur bruit SNR : on l'a fixé à 40 dB.

Nous avons exploité l'outil de visualisation appelé “**plot résultats**” (voir figure 3.30)[13]. Ce dernier permet de :

1. Calculer de la valeur théorique **MMSE**(Minimum Mean Square Error) à laquelle les algorithmes basés sur la minimisation de l'erreur quadratique devront converger. Elle est calculée à l'aide de la fonction MATLAB nommée « **commeqsim_mmseconverg** » présentée par le bloc « **MSE convergency** ».

2. Tracer les courbes instantanées de l'erreur des différents algorithmes dans la même figure avec la courbe de « **MMSE** » afin de simplifier la comparaison. Les courbes sont visualisées à l'aide du blockset nommé « **MSE Convergency Plot** ».
3. Tracer des réponses fréquentielles du canal, d'égaliseur et le combiné des deux. Il est possible de tracer les courbes des réponses impulsionnelles correspondantes seulement en changeant les paramètres du blockset nommé « **Equalizer Response** ».

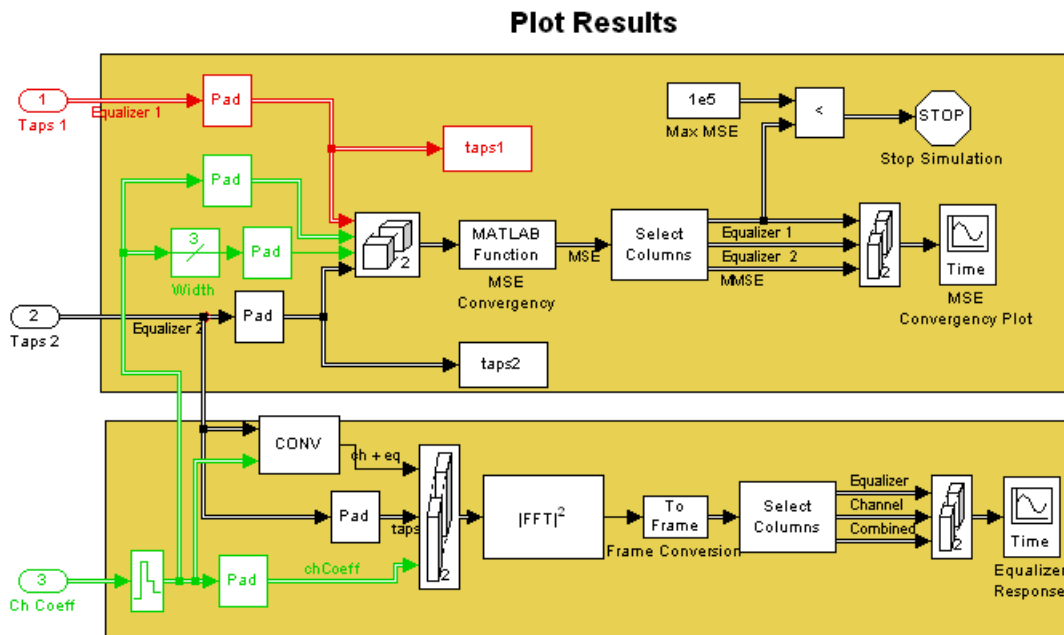


Figure 3.30: Le schéma bloc de “plot result”

Nous utilisons dans ce modèle deux structures d'égaliseurs traitées pour le cas du canal du type RAYLEIGH : l'égaliseur linéaire (*LE*) et l'égaliseur à retour de la décision (*DFE*). Ces égaliseurs sont basés sur les algorithmes adaptatifs suivants : *LMS*, *RLS* et *NLMS*.

3.6.1 Egalisation linéaire(LE)

Un égaliseur linéaire est un filtre numérique transversal permettant la compensation des effets perturbateurs du canal de propagation. Un modèle de simulation est représenté par la figure 3.31.

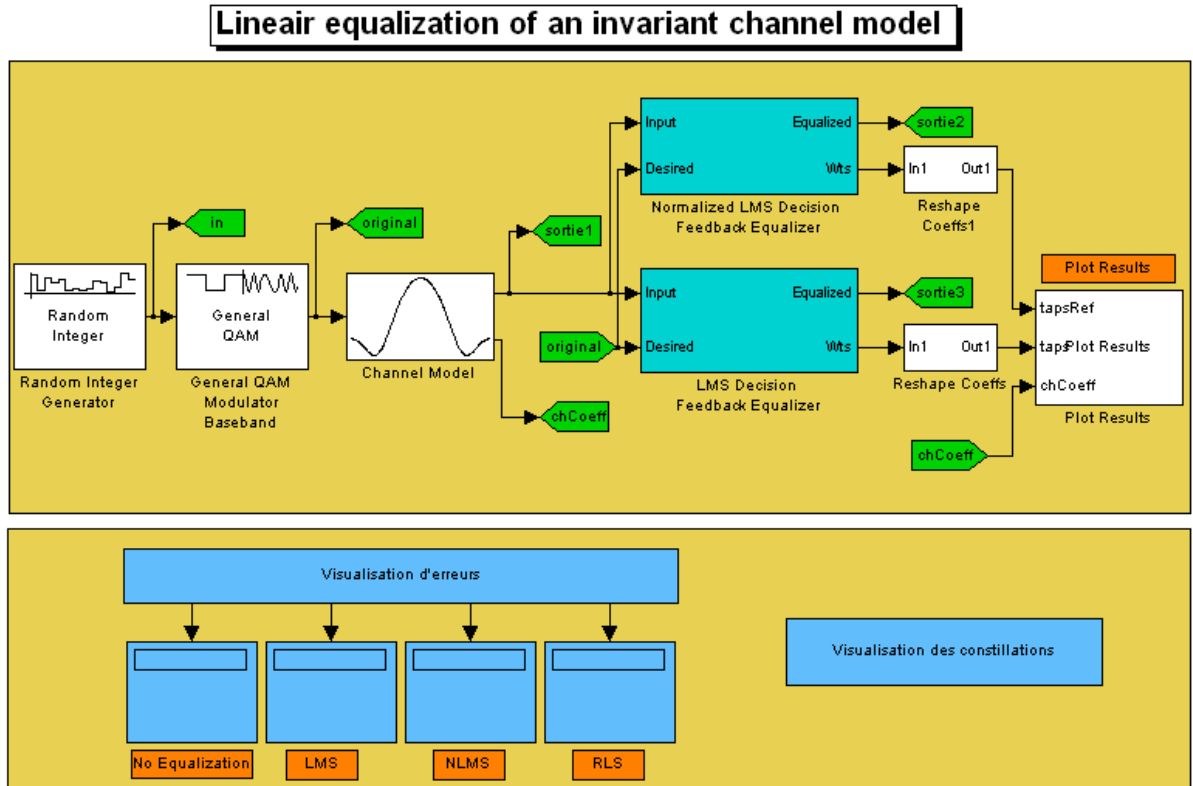


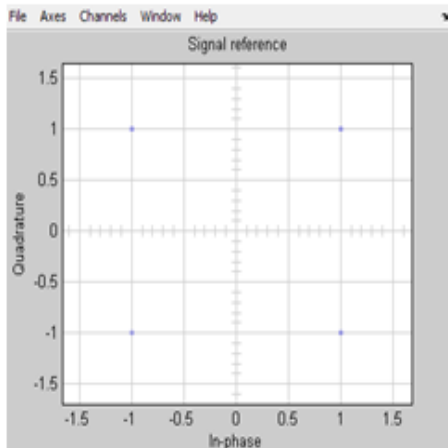
Figure 3.31: Schéma bloc du modèle d'égalisation linéaire d'un canal invariant dans le temps.

3.6.1.1 Résultats de la simulation

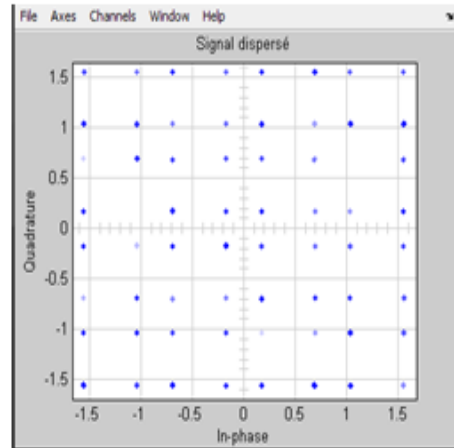
L'exécution du modèle donné par la figure 3.31, nous utilisons même les paramètres des égaliseurs linéaires dans la section 3.5.1.1 (voir tableau 3.1) . Les résultats de cette égalisation par l'utilisation des algorithmes proposés sont exprimés par les dispositifs de visualisation cités dans la section 3.2 : le Mapping et le taux d'erreur binaire(SEB) .De plus, on visualisera les courbes de convergence des algorithmes et les réponses fréquentielles du canal ,d'égaliseur et du l'ensemble (canal/égaliseur) à l'aide du l'outil "**plot result**".

- Mapping :

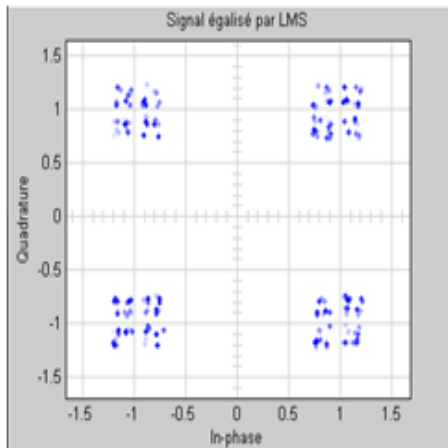
Le Mapping permet la visualisation des signaux modulés dans l'espace des signaux. Les résultats obtenus des égalisations par ces algorithmes sont illustrés dans la figure 3.32.



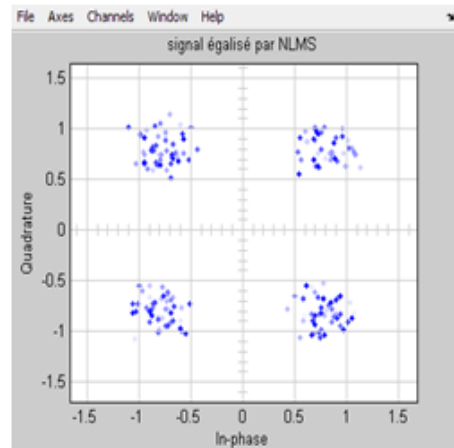
(a)



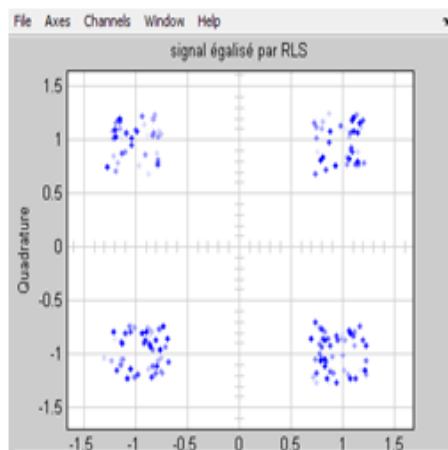
(b)



(c)



(d)



(e)

Figure 3.32: Le Mapping des signaux: a). signal émis , b). signal dispersé par canal de type RAYLEIGH c).signal après égalisation LMS, d).signal après égalisation NLMS, e).signal après égalisation RLS,

La figure 3.32a représente la constellation d'un signal informatif. Ce dernier sert comme référence pour comparer avec le signal dispersif et les signaux égalisés par ces algorithmes. On constate une dispersion dans la phase et l'amplitude, les points sont étalés sur tout l'espace des signaux dans la figure 3.32b. Cette dispersion est due au retard temporel et aux effets DOPPLER par trajets multiples dans le canal de propagation. On remarque que le signal égalisé par l'algorithme *LMS* dans la figure 3.32c est bien égalisé par comparaison avec le signal original (presque le même) juste il y a peu de nuages au niveau des quatre points de la constellation. Ceci est causé par le bruit. Dans le cas du signal égalisé par *RLS* (figure 3.32e), on constate qu'il est bien égalisé presque comme le cas du *LMS*, mais du bruit est important. Le signal égalisé par *NLMS* (figure 3.32d) subit des faibles dispersions dans l'amplitude du signal reçu par comparaison avec le signal original, l'effet du bruit est faible.

- **Représentation fréquentielle :**

Cette visualisation est assurée à l'aide du sous système bloc « **Plot Results** », la figure 3.33 montre le résultat obtenu pour le cas de l'égaliseur à retour de décision *LMS*.

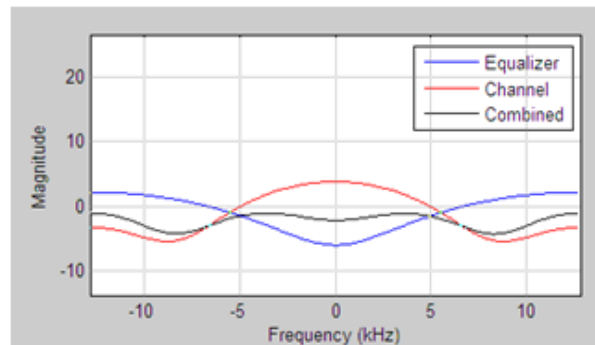


Figure 3.33: Traçage des réponses fréquentielles du canal, du l'égaliseur linéaire *LMS* et du combiné (canal/égaliseur).

Remarques :

- Au niveau spectral, la réponse fréquentielle d'un égaliseur se rapproche à l'inverse de celle du canal afin de donner une réponse fréquentielle de l'ensemble canal/égaliseur constante (forme plate).
- Ce qui est remarquable de plus et qui n'apparaît pas dans ces figures est la dynamique des courbes pendant la simulation. On trouve que, la réponse fréquentielle du canal est quasi stable car c'est un filtre à coefficients constants invariants dans le temps, alors que la réponse d'égaliseur n'est plus stationnaire dans le temps, il existe une certaine dynamique.

- **Le calcul des TEB:**

Le bloc *SER*, de notre modèle, affiche la valeur du taux d'erreur *TEB*, le nombre des symboles erronés, et le nombre de symboles transmis (figure 3.34)

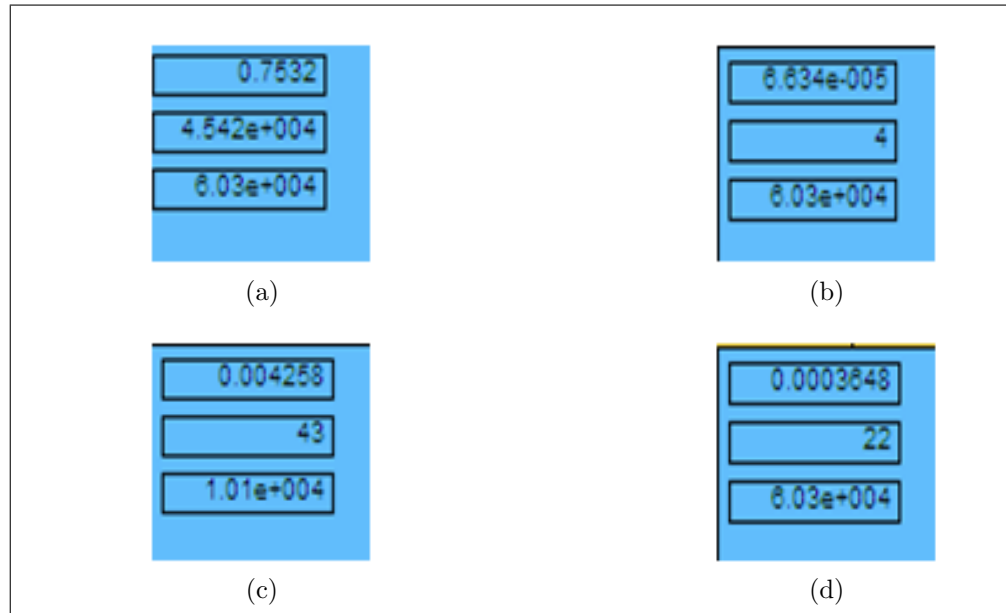


Figure 3.34: Indicateur d'erreurs: a). Sans égalisation, b). Egalisation *LMS*, c). Egalisation *NLMS*, d). Egalisation *RLS*

Les résultats obtenus pour chaque algorithme d'égalisation sont résumés dans le tableau 3.4.

L' algorithme d'égalisation	Nombre de symboles envoyés	Nombre de symbole erroné	TEB
Sortie du canal(sans égalisation)	6.03 e+ 004	4.542 e+004	0.7532
Sortie d'égaliseur LMS	6.03 e+ 004	4	3.634e-005
Sortie d'égaliseur RLS	6.03 e+ 004	22	3.468 e -004
Sortie d'égaliseur NLMS	1.01e+004	43	4.258e-003

Table 3.4: Les résultats du calcul d'erreurs obtenus pour chaque algorithme d'égalisation

On constate que le *TEB* donné par l'utilisation du l'égaliseur *LMS* est largement inferieur à celui d'un canal non égalisé. La comparaison des *TEBs* avec des égaliseurs *LMS*, *RLS* et *NLMS*, montre que l'égaliseur *LMS* offre le minimum taux d'erreurs et donc la meilleure performance.

- **Les vitesses de convergence des algorithmes :**

L'outil "**plot results**" permet de tracer la valeur théorique de l'erreur *MMSE* et les courbes de convergence des algorithmes dans une seule figure. Donc,il nous permet de comparer la vitesse de convergence des algorithmes deux à deux (figure 3.35).

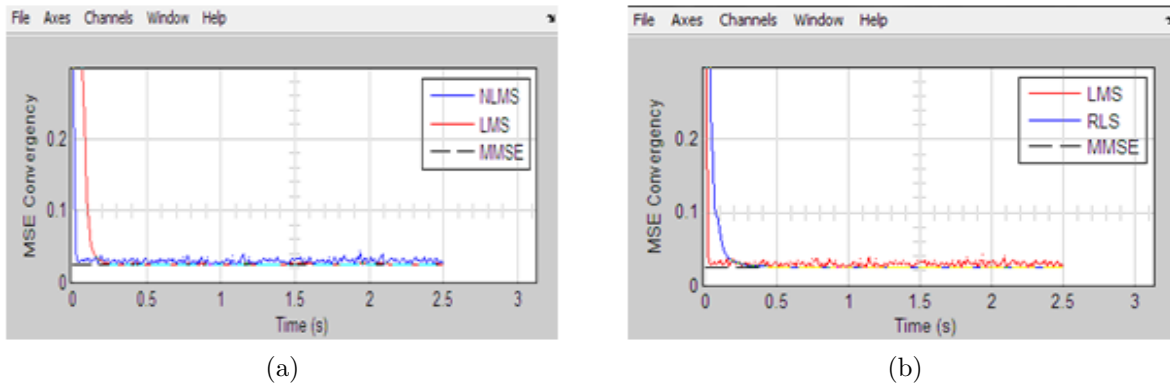


Figure 3.35: Comparaison des vitesses de convergence des algorithmes : a).comparaison de LMS avec $NLMS$,b).comparaison de LMS avec RLS

La figure 3.35 représente la convergence des algorithmes LMS , $NLMS$ et RLS . Le $MMSE$ (minimum mean square error) est une valeur théorique indiquant le minimum de l'erreur quadratique moyenne. Cette valeur est utilisée comme une référence pour comparer les convergences des algorithmes LMS , $NLMS$ et RLS .

D'après La figure 3.35a, on remarque que l'algorithme $NLMS$ converge plus rapidement que LMS au début , mais la valeur finale à laquelle converge LMS est la plus proche de la valeur théorique $MMSE$ (les deux courbes de $MMSE$ et de LMS sont confondues , pas de fluctuations dans la courbe).Au contraire, la valeur finale à laquelle converge $NLMS$ est un peu loin de la valeur théorique $MMSE$,et la courbe possède des fluctuations.

Pour le cas de la figure 3.35b, on remarque que l'algorithme LMS converge plus rapidement que RLS au début , mais la valeur finale à laquelle converge RLS est la plus proche de la valeur théorique $MMSE$ (les deux courbes de $MMSE$ et de LMS sont confondues , pas de fluctuations dans la courbe).Au contraire, la valeur finale à laquelle converge LMS est un peu loin de la valeur théorique $MMSE$,et la courbe possède des fluctuations.

- D'après les résultats obtenus, nous concluons que l'égaliseur linéaire LMS est plus performant que les autres égaliseurs linéaire RLS et $NLMS$ car l'algorithme $NLMS$ converge peu rapidement que LMS mais au niveau du taux d'erreur LMS offre le minimum d'erreurs .

3.6.2 Egalisation à retour de décision (DFE)

Nous procédons à la simulation d'un égaliseur à retour de décision de la même manière faite dans le cas d'égalisation linéaire ,il suffit de changer les structures des égaliseurs de linéaires aux feedback.Les coefficients de cet égaliseur sont optimisés par les algorithmes LMS , RLS

et *NLMS*. Le schéma bloc de ce modèle est donné dans la figure 3.36.

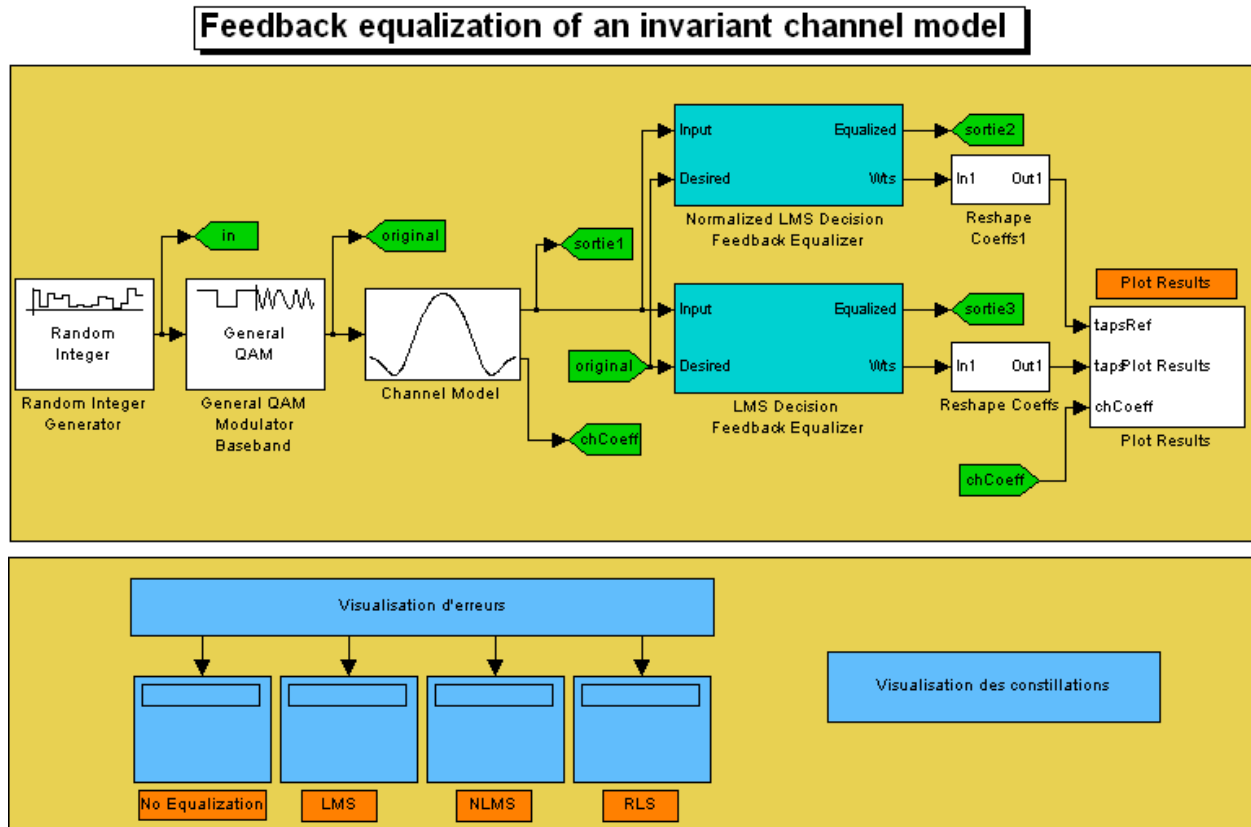


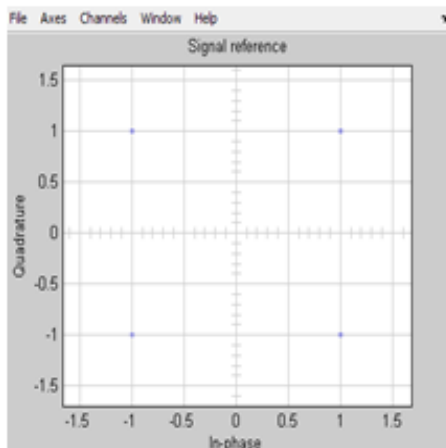
Figure 3.36: Schéma bloc du modèle de simulation d'égalisation feedback d'un canal invariant dans le temps

3.6.2.1 Résultats de simulation

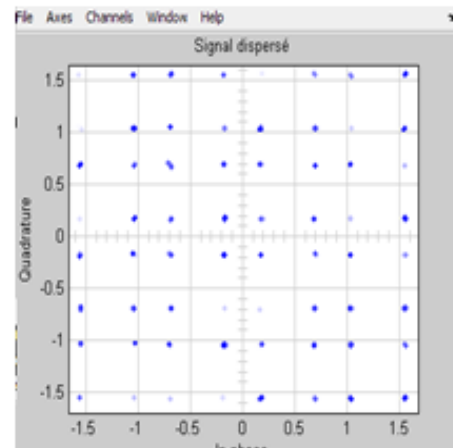
L'exécution du modèle donné par la figure 3.36, permet l'obtention des résultats d'égalisation par différentes méthodes d'égalisation feedback : *LMS*, *RLS* et *NLMS*. Ces résultats sont représentés les dispositifs suivants : le Mapping et le taux d'erreur binaire (SER). De plus, on visualisera les courbes de convergence des algorithmes et les réponses fréquentielles du canal, d'égaliseur et du l'ensemble (canal/égaliseur) à l'aide de l'outil "plot result".

- **Mapping :**

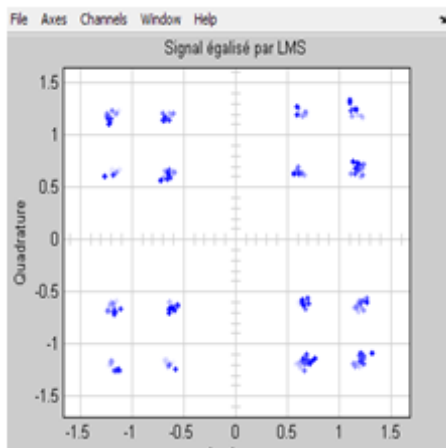
Le Mapping permet la visualisation des signaux modulés dans l'espace des signaux. Les résultats obtenus des égalisations par ces algorithmes sont illustrés dans la figure 3.37.



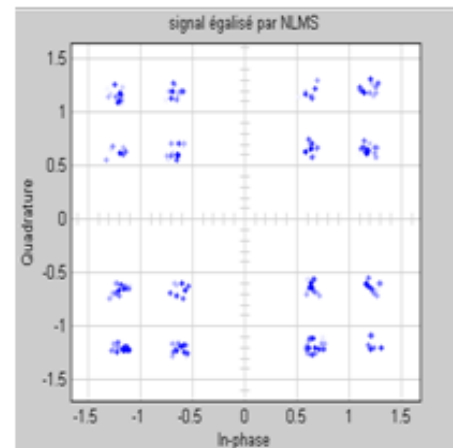
(a)



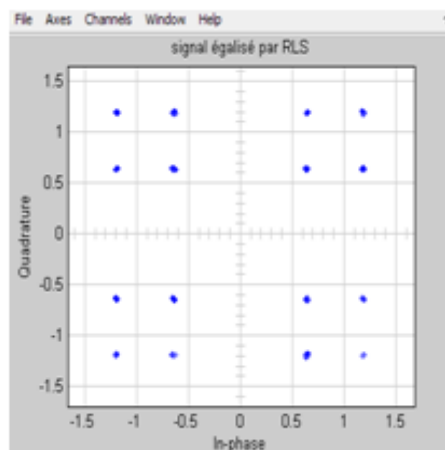
(b)



(c)



(d)



(e)

Figure 3.37: Le Mapping des signaux: a). signal émis , b). signal dispersé par canal de type RAYLEIGH c).signal après égalisation LMS, d).signal après égalisation NLMS, e).signal après égalisation RLS,

La figure 3.37a représente la constellation d'un signal informatif. Ce dernier sert comme référence pour comparer avec le signal dispersif et les signaux égalisés par ces algorithmes. Dans figure 3.37b, on remarque que les points sont étalés sur tout l'espace des signaux à cause des effets perturbateurs du canal. On remarque, le signal égalisé par l'algorithme *LMS* dans la figure 3.37c, est bien égalisé mais il y des nuages au niveau des points représentant les signaux originaux toujours à cause du bruit. Dans la figure 3.37e on constate que le signal égalisé par *RLS* est bien égalisé presque comme *LMS* juste il y a peu de nuages causées par le bruit. Le signal égalisé par *NLMS* dans la figure 3.37d possède un effet de nuages plus important que les deux autre égaliseurs.

- **Représentation fréquentielle :**

Cette visualisation est assurée à l'aide du sous système bloc « **Plot Results** », la figure 3.38 montre le résultat obtenu pour le cas de l'égaliseur à retour de décision *LMS*.

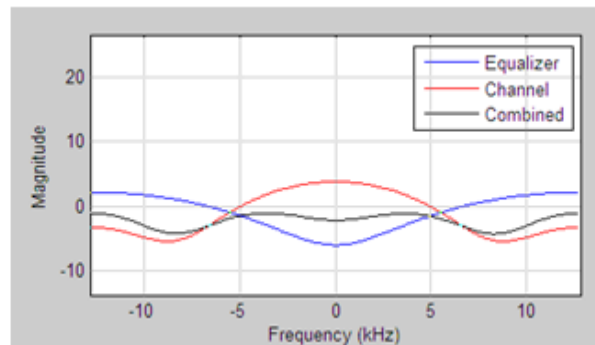


Figure 3.38: Traçage des réponses fréquentielles du canal, du l'égaliseur à retour de décision *LMS* et du combiné (canal/égaliseur).

La même remarque pour ce qui concerne le cas de l'égaliseur feedback *LMS* à l'exception de la dynamique de la courbe qui augmente.

- **Calcul d'erreur TEB :**

Le bloc *SER*, de notre modèle affiche la valeur du taux d'erreur *TEB*, le nombre de symboles erronés, et le nombre de symboles transmis (figure 3.39).

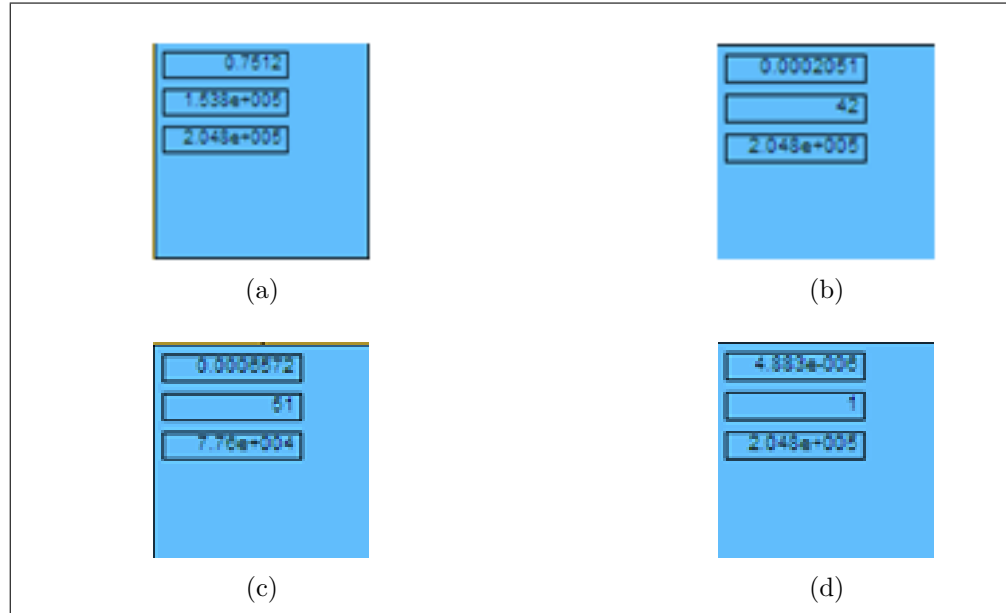


Figure 3.39: Indicateur d'erreurs: a). Sans égalisation, b). Egalisation *LMS*, c). Egalisation *NLMS*, d). Egalisation *RLS*

Ces résultats sont résumés dans le tableau 3.5.

L' algorithme d'égalisation	Nombre de symboles envoyés	Nombre de symbole erroné	TEB
Sortie du canal(sans égalisation)	2.048 e+ 005	4.542 e+004	0.7532
Sortie d'égaliseur LMS	2.048 e+ 005	42	2.051e-004
Sortie d'égaliseur RLS	2.048 e+ 005	1	4.883 e -006
Sortie d'égaliseur NLMS	7.76 e +004	51	4.258e-003

Table 3.5: Les résultats du calcul d'erreurs obtenus pour chaque algorithme d'égalisation

D'après le tableau 3.5, on remarque que le *TEB* obtenu par l'égalisation par *RLS* est largement inférieur au *TEB* sans égalisation. Par comparaison des *TEBs* obtenus par les égalisations utilisant les autres algorithmes *LMS* et *NLMS*, on conclure que l'égalisation par *RLS* offre la meilleure performance d'égalisation au niveau du taux d'erreurs pour la structure feedback.

- **Vitesses de convergence des algorithmes :**

Les courbes de convergences des algorithmes simulés sont représentées par la figure 3.40.

La figure 3.40 représente les courbes des convergences des algorithmes *LMS*, *NLMS* et *RLS*. D'après La figure 3.40a, on remarque que l'algorithme *NLMS* converge plus rapidement au démarrage du processus d'égalisation mais la valeur finale à laquelle *LMS* converge est la plus proche de la valeur théorique *MMSE*. D'après La figure 3.40b, on

constate que l'algorithme RLS converge plus rapidement que l'algorithme LMS , de plus la courbe de convergence de RLS ne possède pas des fluctuations comme le cas de la courbe de LMS .

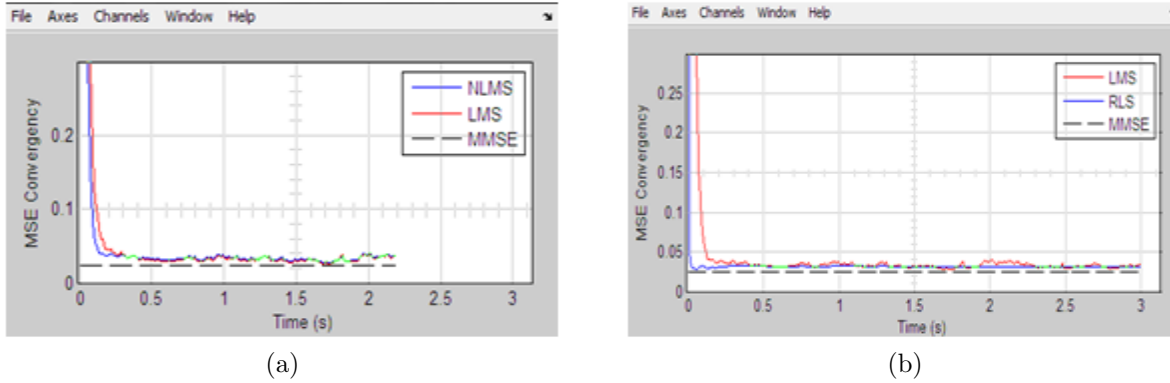


Figure 3.40: Comparaison des vitesses de convergence des algorithmes : a).comparaison de LMS avec $NLMS$, b).comparaison de LMS avec RLS

D'après les résultats obtenus, nous concluons que l'égaliseur à retour décision qui utilise l'algorithme adaptatif RLS donne la meilleure performance d'égalisation d'un canal stationnaire que les autres égaliseurs à retour décision basés sur les algorithmes LMS et $NLMS$.

Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les simulations des deux méthodes d'égalisation (linéaire et à retour de par décision) par l'utilisation du SIMULINK MATLAB afin de la correction des effets perturbateurs du canal de propagation multi trajet de Rayleigh (un canal variant dans le temps) et d'un modèle d'un canal stationnaire.

Nous avons exploité les différentes bibliothèques disponibles au niveau du "communication blocksets" qui nous ont permis la visualisation des différentes caractéristiques des canaux simulés ainsi, les influences de ces derniers sur le signal reçu. Pour cela, on a proposé des modèles de simulation d'égalisation de ces deux types de canal.

Les résultats obtenus par les différentes simulations d'égalisation sont les suivants:

- Dans le cas du canal du type RAYLEIGH (canal variant dans le temps 'lentement variable'), l'algorithme *LMS* donne une meilleure performance dans le cas de la structure linéaire alors que le *RLS* est le préférable pour le cas de la structure feedback.
- Dans le cas du modèle du canal stationnaire (canal invariant dans le temps), l'algorithme *LMS* donne une meilleure performance dans le cas de la structure linéaire alors que le *RLS* est le préférable pour le cas de la structure feedback.
- Enfin, la comparaison des deux méthodes d'égalisation dans les différentes simulations faites, montre que la méthode d'égalisation la plus performante est celle à retour de la décision appliqués sur un canal variant dans le temps par l'algorithme *RLS*, car le taux erreur binaire est $TEB = 0.0199\%$, sa vitesse de convergence est très grande et cela malgré sa grande complexité informatique.

A partir de ces résultats cités, on conclut que la performance de l'opération d'égalisation d'un canal dépend de plusieurs facteurs : le type du canal radio mobile (les caractéristiques temporelles et fréquentielles du canal, effets des multitrajets, effet DOPPLER, ...), sa variation temporelle (lentement variable, rapidement variable), la structure du l'égaliseur adoptée (linéaire ou feedback), l'algorithme adaptatif utilisé pour l'optimisation des coefficients du l'égaliseur (*LMS*, *NLMS* ou *RLS*).

Conclusion générale

L'objectif de notre travail était l'étude et la simulation de quelques techniques d'égalisation des canaux radio mobiles. Nous avons donné les caractéristiques et les modèles de ces canaux à savoir les modèles du canal de type Rayleigh et Rice. Quatre types d'égalisation du canal radio mobile ont été étudiés. L'égalisation MLSE est basée sur le critère (MV), qui est optimale par l'utilisation de l'algorithme de viterbi. Les égalisations linéaire et à retour de décision sont optimisées par les algorithmes adaptatifs. La dernière technique étudiée est l'égalisation aveugle et son algorithme CMA.

Nous avons exploité les différentes bibliothèques disponibles dans les blocs sets du Simulink Matlab pour simuler les canaux radio mobile de types Rayleigh et Rice afin de quantifier les imperfections de ces milieux et leurs effets dispersifs sur le signal transmis.

Nous avons proposé également des modèles de simulation d'égalisation du canal de type Rayleigh pour les deux structures linéaire et à retour de décision basées sur les algorithmes adaptatifs LMS, NLMS et RLS. Ce dernier modèle de simulation a été appliqué au type de canal invariant dans le temps.

D'après la simulation, nous avons constaté pour les deux modèles simulés, dans le cas du canal du type Rayleigh lentement variable, que l'algorithme LMS donne une meilleure performance pour la structure linéaire, tandis que le RLS est plus performant pour le cas de la structure feedback. Dans le cas du modèle du canal stationnaire, les mêmes résultats ont été obtenus.

La comparaison des deux méthodes d'égalisation dans les différentes simulations faites, montre que la méthode d'égalisation à retour de décision appliquée à un canal variant dans le temps utilisant l'algorithme RLS est la plus performante, car le taux binaire d'erreur $TEB=1.99.10^{-4}$ est meilleur et sa vitesse de convergence est très grande.

Une bonne égalisation d'un canal radio mobile dépend essentiellement des caractéristiques de ce canal (lentement variable, rapidement variable) et de l'optimisation de plusieurs facteurs : le choix de la structure de l'égaliseur adoptée (linéaire ou feedback) et de l'algorithme adaptatif utilisé (vitesse de convergence et stabilité). Cette optimisation est

généralement difficile du fait que le canal n'est pas suffisamment connu et l'initialisation de ces algorithmes.

Notre travail était limité aux systèmes de communications monoporteuses (SISO). Il peut être considéré une introduction à l'égalisation dans les systèmes plus complexes multiporteurs à hauts débits tels que la technique OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

Bibliographie

- [1] H.Schulze et C.Lüders, «Theory and application of OFDM and CDMA», Wiley, G Bretagne, 2005.
- [2] S.Kaiser et K.Fazel, «Multi-carrier and spread spectrum systems», Wiley, G Bretagne,
- [3] J.G.Remy, J.Cueugnet et C.Siben, «Systèmes de radiocommunication avec les mobiles», Eyrolles, France, 1997.
- [4] METAL Khireddine, Thèse de magistère, Analyse des méthodes d'égalisation des techniques CDMA, université de Batna-Algérie, novembre 2008.
- [5] S.Nobilet, «Etude et optimisation des techniques MC-CDMA pour les futures génération de systèmes de communication hertziennes», INSAR, France, 2003.
- [6] J.G. Proakis, Digital Communications, Mac Graw-Hill.
- [7] Pascal Bianchi, Egalisation et Synchronisation en Communications Numériques, ESIEE 2005-2006.
- [8] J.-F. Bercher & P. Jardin, Introduction au filtrage adaptatif, I4-TTS 2003,ESIEE Paris.
- [9] Jacob Benesty, Traitement des signaux numériques – II , INRS-EMT.
- [10] P. Mathieu, Introduction au filtrage adaptatif et à l'égalisation, ENSI Caen année 2008-2009.
- [11] Simon Haykin, Adaptive filter theory,Fourth Edition,Communications Research Laboratory,McMaster University ,Hamilton, Ontario, Canada.
- [12] Paulo S.R.Diniz, Adaptive filtering Algorithms and Practical Implimentation,Third Edition, Federal University of Rio de Janeiro, Rio de Janeiro- Brazil.
- [13] Le site web : www.mathworks.com
- [14] Le help du SIMULINK MATLAB version 7.7.
- [15] S.A.Sounders, Modèle du canal de transmission pour les communications mobiles, Effet large bande, thèse doctorat, 1999.

- [16] Ronan Cosquer, Conception d'un sondeur de canal MIMO, Caractérisation du canal de propagation d'un point de vue directionnel et doublement directionnel, thèse de doctorat , Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 2004.
- [17] Najib FADLALLAH, Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage, thèse de doctorat , UNIVERSITE DE LIMOGES, 2005.