

**UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA**  
**Faculté des Nouvelles technologies de l'information et de la**  
**communication**  
**Département D'Electronique et communication**



**Mémoire de**  
**MASTER ACADEMIQUE**  
**Domaine : Sciences et Technologies**  
**Filière : Electronique**  
**Spécialité : Signal et Communication**  
**Présenté par : Gaamour Ouafa / Regagda Khaoula**

**Thème**

**Égalisation d'un canal sans fil Nlos**

**Soutenu publiquement**

Le : 25/05/2017

**Devant le jury :**

M. .Chenina Hachemi	MAB	Président	UKM Ouargla
M. Moad Med Sayah	MAA	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
M. Benkrianah Sabra	MAA	Examineur	UKM Ouargla

**Année Universitaire : 2016 /2017**



## *Remerciements*

Nous remercions tout d'abords dieu de m'avoir aidé à  
compléter ce modeste travail,  
sans oublier toute fois de remercier mes chers parents pour  
leur soutien.

Nous remercions, également, et profondément,  
mon encadreur Monsieur **SAYEH MOUAD**  
et tout ceux qui ont participé de près ou de lion à la  
réalisation de ce travail.



## *Dédicaces*

Je dédie ce modeste travail à mes  
chers parents,  
Mes frères et sœurs,  
Mes amis et tout ceux qui connaissent  
Regagda Khaoula de près ou de lion.

***REGAGDA KHAOULA***

## *Dédicace*

Avec des doigts qui écrivent avec une plume épuisée et fatiguée,  
Qui n'arrive plus à écrire,

Qui repose sur des gouttes d'encre remplies de tristesse et de joie,

La tristesse car après l'union vient la séparation,

Et la joie car c'est une nouvelle aube pour ma vie : *le jour de  
ma graduation*, C'est le jour de ma renaissance,

Ici j'écris pour ceux qui ont laissé des traces dans ma vie,

Ceux qui ont changé le sens de mon existence,

Ceux qui ont approfondi mon savoir,

Je dédie mon travail à celui qui a planté dans mon âme l'ambition et la  
persévérance, mon cher père,

Je dédie ce travail à celle qui me caresse avec sa tendresse et sa bonté, ma  
chère mère,

Je dédie ce travail à ceux qui portent mes plus beaux souvenirs de mon  
enfance et de ma jeunesse, mes frères et mes sœurs,

Je dédie mon travail à celles que les lignes ne suffisent pas à les  
nommer, mes amies,

Je le dédie à ceux qui ont une valeur sacré dans nos cœurs, les  
martyrs algériens,

Je le dédie à tous mes enseignants et à toutes mes enseignantes qui  
ont éclairci mon chemin vers la connaissance,

A la fin, je le dédie à ceux qui m'ont encouragé pour arriver à ma  
destination : la réussite.

**GAAMOUR OUAFA**

Tableau Des Matières

<b>Titre</b>	<b>Page</b>
<i>Remerciements</i>	I
<i>Dédicaces</i>	II
<i>Table des matières</i>	IV
<i>Liste des Tableaux</i>	VI
<i>Liste des Figure</i>	VII
<i>Abréviations</i>	VIII
<i>Introduction général</i>	1
<b><i>Chapitre I Canal Sans Fil</i></b>	
I. Introduction	3
I.1. Propagation dans le canal sans fil	3
I.1.1. Réflexion	3
I.1.2. Diffraction	3
I.1.3. Dispersion (scattering)	3
I.1.3.1. Évanouissement à large échelle	4
I.1.3.2. Évanouissement à petite échelle	4
I.2. Évanouissement à large échelle	6
I.2.1. Modèle à affaiblissement générale: (General Path Loss Model)	6
I.2.2. Modèle Okumura /Hata	8
I.2.2.1. Milieu urbain	8
I.2.2.2. Milieu suburbain :	9
I.2.2.3. Milieu ouvert	9
I.2.3. Modèle IEEE 802.16d	9
I.3. Évanouissement à petit échelle (small scal fading)	10
I.3.1. Paramètres de l'évanouissement à petite échelle	10
I.3.1.1. Power delay profile (PDP)	10
I.3.1.2. Mean excess delay (retard moyen)	11
I.3.1.3. RMS delay spread (étalement du retard)	11
I.3.1.4. Bande de cohérence	11
I.3.2. Évanouissement par dispersion temporelle et fréquentielle	12
I.3.2.1. Dispersion temporelle (multi trajet)	12
I.3.2.2. Dispersion fréquentielle (Doppler)	13
I.3.2.2.1. Canal à évanouissement rapide	13
I.3.2.2.2. Canal à évanouissement lent	13
I.4. Caractérisation statistique d'un canal sans fil	14
I.4.1. Dans un environnement NLOS	14
I.4.2. Dans un environnement LOS	14
I.4.3. Modèles de canaux Indoor	15
I.4.3.1. Modèles généraux	15
I.4.3.1.1. Modèle à deux raies	16
I.4.3.1.2. Modèle exponentiel	16

I.4.3.2. Modèle IEEE 802.11	18
I.4.3.3. Modèle Saleh - Valenzuela (S-V)	18
I.5. Conclusion	19
<b>Chapitre II : Les différents types d'égalisations</b>	
II. Introduction	21
II.1. Principaux égaliseur	22
II.1.1. Structures classiques d'égalisation	22
II.1.2. Fonction de coût	22
II.1.3. Algorithme d'adaptation	22
II.2. Différentes étapes	22
II.3. Rappels sur les filtres numériques	23
II.4. Types d'égalisations	23
II.4.1. Algorithme maximum de vraisemblance	24
II.4.1.1. Fonction de vraisemblance	24
II.4.1.2. Inégalité de Cramer-Rao	26
II.4.1.3. Quelques propriétés remarquables	26
II.4.2. Egalisation linéaire	27
II.4.2.1. Égaliseur transverse	28
II.4.2.2. L'égaliseur par << zéro forcing >>	28
II.4.2.3. Égaliseur à erreur quadratique minimale	29
II.4.2.4. Égaliseur MMSE (Wiener)	30
II.4.3. Égaliseur non linéaire	31
II.4.3.1. Égaliseur récursif à retour de décision	33
II.4.4. Égaliseur autodidacte (aveugle)	33
II.4.4.1. Critère de Module Constant (Constant Modulus criterion)	34
II.5. Algorithmes d'égalisation	34
II.5.1. Algorithme LMS	34
II.5.2. Algorithme RLS (Recursive Least Square)	35
II.5.3. Algorithme du Module Constant (CMA)	35
I.6. Conclusion	37
<b>Chapitre III : Résultats et Discussions</b>	
III. Introduction	39
III.1. Simulations et résultats	40
III.1.1. Comparaisons entre égaliseurs	40
III.2.2. Diagrammes de constellation	44
III-3 Conclusion	46
Conclusion Générale	49
Références Bibliographiques	50
Résumé	51

*Liste Des Tableaux*

<b>Tableau I.1:</b> Path loss exponent	07
<b>Tableau I.2 :</b> Distance de référence $d_0$	07
<b>Tableau I.3:</b> Les différents types du modèle IEEE802.16d path loss.	09
<b>Tableau I.4 :</b> Paramètres modèle IEEE802.16d type A, B et C.	10
<b>Tableau I.5:</b> Power Delay Profile: example (ITU-R Pedestrian A Model).	11
<b>Tableau.II.1 :</b> L'Algorithme du Module Constant (CMA)	36

Liste des Figures

<b>Figure I.1</b> : Classification des évanouissements du canal	04
<b>Figure I.2</b> : Evanouissement large échelle contre petite échelle	05
<b>Figure I.3</b> : Budgets de liaison pour le canal fading	06
<b>Figure I.4</b> : Modèle à deux raies	16
<b>Figure I.5</b> : Modèle exponentiel	17
<b>Figure I.6</b> : Modèle IEEE 802.11	18
<b>Figure I.7</b> : Modèle Saleh - Valenzuela (S-V)	19
<b>Figure II.1</b> : Egaliseur linéaire (LE).	27
<b>Figure II.2</b> : structure d'un égaliseur transverse	28
<b>Figure II.3</b> : structure d'égalisation avec période d'apprentissage.	30
<b>Figure II.4</b> : Structure du DFE	32
<b>Figure II.5</b> : Egaliseur récursif à retour de décision	32
<b>Figure III.1</b> : BER pour le troisième canal de Proakis.	41
<b>Figure III.2</b> : BER pour le première canal de Proakis.	42
<b>Figure III.3</b> : BER pour le deuxième canal de Proakis.	43
<b>Figure III.4</b> : l'égaliseur linéaire utilisant l'algorithme LMS avec $M=4$	44
<b>Figure III.5</b> : diagramme de constellation QPSK avec l'égaliseur linéaire	45
<b>Figure III.6</b> : diagramme de constellation PSK-8 avec l'égaliseur non linéaire.	45
<b>Figure III.7</b> : diagramme de constellation QAM-16 avec l'égaliseur linéaire	46



**ABREVIATIONS**

LOS	line –of –sight.
NLOS	Non line –of –sight.
PDP	Power Delay Profile.
RMS	Etalement du Retard (Delay spread).
IES	Interférence Entre Symbole .
RIF	Réponse Impulsionnelle Finie .
LE	Egaliseur linéaire .
DFE	Décision Feedback Equaliser.
MMSE	Minimal Mean Square Error(Erreur quadratique Minimale).
LMS	Least Mean square(Moindres carrés Moyens).
RLS	Recurcive least square.
BER	Bit Error Rate (Taux d’erreur bit).
CMA	Constant Module Algorithme
SNR	Signal ti Noise Ratio(Rapport Signal sur bruit).
MLSE	Maximuax Likelhode Sequance Estimaton
EQM	Erreur Quadratique Moyenne

# *Introduction générale*

## ***Introduction Générale***

Les systèmes de communications ont beaucoup évolué surtout les systèmes sans fil. Ces dernières années, de plus en plus la nécessité d'utilisation d'une grande vitesse de transmission de données s'impose. La technologie existante doit alors suivre la progression de la vitesse de transmission nécessaire. Dans un environnement à trajets multiples, où les conditions de propagation sont médiocres, les systèmes de transmission numérique sans fil subissent une dégradation des performances due au phénomène d'interférence entre symboles IES. Pour traiter ce problème plusieurs techniques d'égalisations ont vu le jour. Le principe de l'égalisation est de compenser l'effet du canal à distorsion sur le signal émis. On trouve dans la littérature plusieurs techniques d'égalisation, à savoir, l'égalisation optimale, l'égalisation adaptative linéaire et non linéaire, l'égalisation autodidacte ou aveugle... . L'utilisation de la technique d'égalisation dépend essentiellement de la nature du canal de propagation et de la connaissance de ses paramètres.

Le but de ce mémoire est d'étudier les différentes techniques d'égalisation pour un canal sans fils et de développer un programme sous l'environnement Matlab pour simuler l'égalisation d'une transmission numérique. La simulation réalisée dans ce travail a permis de mettre en relief l'intérêt de l'égalisation d'un canal sans fil du point de vue du taux d'erreur binaire BER, d'une part. D'autre part, elle illustre l'influence des paramètres des égaliseurs sur la qualité de la transmission. Le manuscrit est structuré en trois chapitres :

Le premier chapitre présente les modes de propagation dans les canaux sans fil, à savoir, l'évanouissement à large échelle et à petite échelle, ainsi que les caractéristiques statistiques et les modèles des canaux à trajets multiples en "Indoor" et "Outdoor".

Le deuxième chapitre, présente les techniques d'égalisation, à savoir, l'égalisation optimale, l'égalisation adaptative linéaire et non linéaire, l'égalisation autodidacte, leurs avantages et leurs inconvénients.

Le troisième chapitre décrit la simulation d'une transmission numérique modélisé sous Matlab. Nous présentons l'égalisation des trois types de canaux de Proakis. Nous comparons les résultats des simulations obtenues en variant les différents paramètres de l'égaliseur, à savoir, le type d'égaliseur, l'algorithme d'adaptation et le nombre de coefficients de l'égaliseur.

*Chapitre I*  
*Canal Sans Fil*

## **I. Introduction**

L'accroissement rapide des systèmes de communication mobile, impose le l'optimisation des technologies de transmission sans fil. Les performances des systèmes de transmission sans fil dépendent principalement de l'environnement du canal sans fil utilisé. Le canal sans fil est généralement dynamique et imprévisible. La compréhension des canaux sans fil dessine les fondements pour le développement de technologie de transmission sans fil plus performantes en débit et plus efficaces en largeur de bande utilisée.

### **I.1.Propagation dans le canal sans fil**

La propagation des ondes radio de l'émetteur vers le récepteur est affectée par trois phénomènes physiques: réflexion, diffraction et dispersion.

#### **I.1.1 Réflexion**

C'est la réflexion de l'onde EM(Électromagnétique) sur des objets dont les dimensions sont plus grands que la longueur d'onde (terre, bâtiment,...). La puissance du signal est renvoyée à l'émetteur et ne parvient pas au récepteur.

#### **I.1.2. Diffraction**

Apparait lorsque l'onde EM rencontre des obstacles avec des formes irrégulières ou lorsque l'OEM passe à travers des petites ouvertures. Il en résulte une courbure de l'OEM autour de l'obstacle ou dispersion de l'OEM à travers les petites ouvertures. L'OEM ainsi obtenue est très utile. Elle permet de générer un trajet entre l'émetteur et le récepteur quand ils ne sont pas en visibilité directe.

#### **I.1.3. Dispersion (scattering)**

C'est le phénomène de la déviation du trajet direct par des petits obstacles dont les dimensions sont petites par rapport à la longueur d'onde (feuillages, panneaux de signalisation, .....).

Ces phénomènes génèrent l'évanouissement du signal (fading) et l'apparition de zones d'ombre (Shadowing).

Le phénomène d'évanouissement, qui est la variation de l'amplitude du signal en fonction du temps et de la fréquence, peut être classé en deux types. L'évanouissement à large échelle et l'évanouissement à petite échelle :

### I.1.3.1. L'évanouissement à large échelle

L'évanouissement à large échelle est caractérisé par l'atténuation du signal en fonction de la distance et par le shadowing (zone d'ombre causée par les grands obstacles comme les bâtiments, les arbres...).

### I.1.3.2. L'évanouissement à petite échelle

L'évanouissement à petite échelle est la variation rapide du niveau du signal, due aux interférences constructives ou destructives des trajets multiples du signal, quand la station mobile se déplace sur de petites distances. Il en résulte une atténuation sélective ou non sélective en fréquence. Dépendant de la variation temporelle du canal, due au déplacement du mobile (phénomène Doppler), l'évanouissement à petite échelle peut être classé en évanouissement rapide ou évanouissement lent. La Figure I.1 classe les types des canaux à évanouissement.

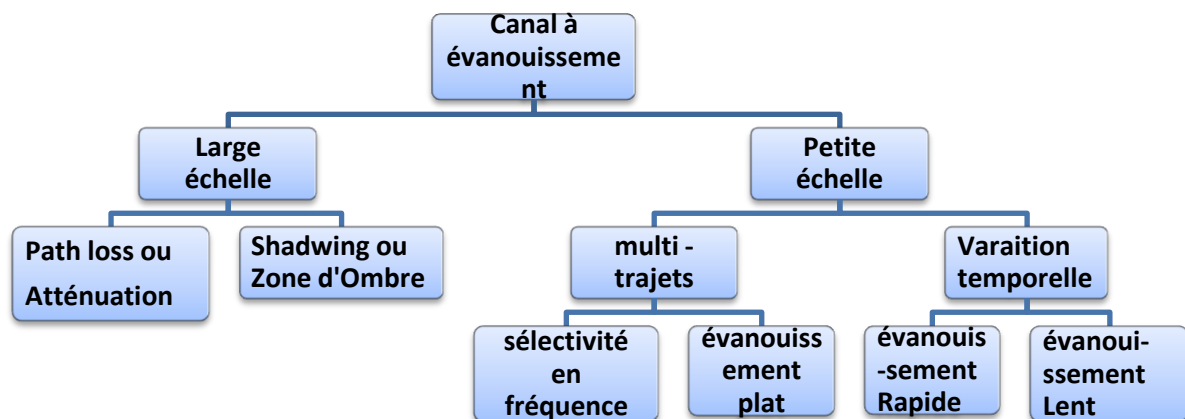
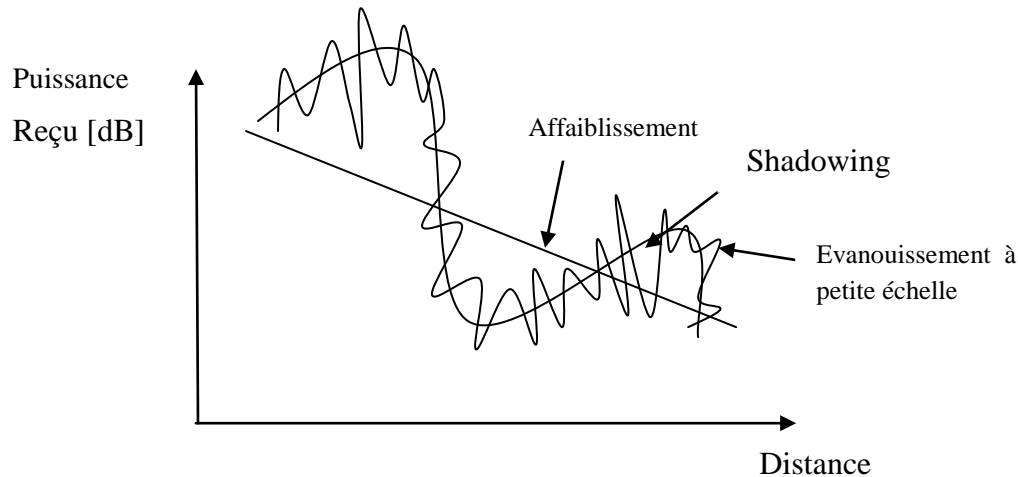


Figure I.1 : Classification des évanouissements du canal

La relation entre l'évanouissement à large échelle et celui à petite échelle est illustrée par la Figure I.2. L'évanouissement à large échelle est représenté par l'atténuation moyenne qui décroît en fonction de la distance, et aussi par le Shadowing qui varie autour de cette

moyenne. La puissance du signal reçu peut être différente à une distance égale de l'émetteur à cause du Shadowing. De plus, l'évanouissement à petite échelle induit de courtes variations de la puissance du signal déjà affecté par le Shadowing.



**Figure I.2 :** *Evanouissement large échelle contre petite échelle*

Le bilan de liaison est un outil important dans la conception de systèmes de communication radio. Tenant en compte tous les gains et les pertes à travers le canal sans fil jusqu'au récepteur, il permet de prédire l'intensité du signal reçu ainsi que la marge de puissance requise. L'affaiblissement et l'évanouissement sont les deux plus importants facteurs à prendre en compte dans le bilan de liaison.

L'affaiblissement moyen est un facteur déterministe qui peut être prédit avec la distance entre l'émetteur et le récepteur. Par contre, le Shadowing et l'évanouissement à petite échelle sont des phénomènes aléatoires, ce qui signifie que leurs effets ne peuvent être prédits que par leurs distributions probabilistes. Par exemple, le Shadowing est généralement modélisé par une distribution log-normale.

En raison de la nature aléatoire de l'évanouissement, une marge de puissance doit être ajoutée pour assurer le niveau désiré de l'intensité du signal reçu. En d'autres termes, nous devons déterminer la marge qui garantit que la puissance du signal reçu soit au-dessus (par exemple, à 98 ou 99 % des cas) du seuil conceptuel désiré. Tel qu'illustré à la Figure I.3, les marges pour l'évanouissement à grande échelle et à petite échelle doivent être définies afin que la puissance du signal reçu soit inférieure au seuil conceptuel ciblé avec une probabilité de 0,02 ou moins [1] Par conséquent, il est essentiel de déterminer la nature probabiliste du Shadowing et de l'affaiblissement.

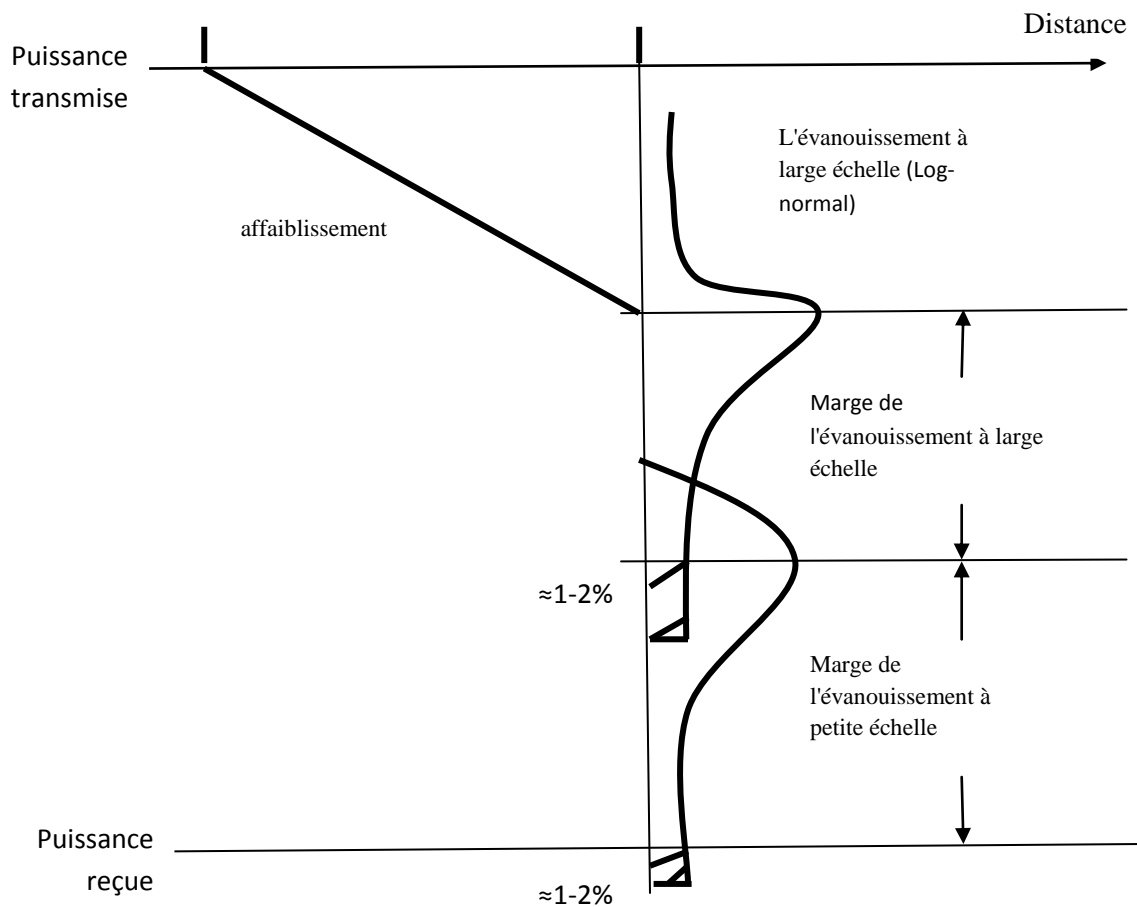


Figure I.3 : Bilan de liaison pour le canal fading [1]

Dans ce qui suit, nous présentons les modèles spécifiques de canaux sans fil pour les évanouissements à grande échelle et à petite échelle qui sont requis pour l’analyse du bilan de liaison.

## I.2. Evanouissement à large échelle

### I.2.1. Modèle à affaiblissement générale: (General Path Loss Model)

La puissance reçue dans une transmission en visibilité directe (line-of-sight LOS), est (équation de Friis) [2]

$$P_r(t) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \tag{I.1}$$

$P_t$  : Puissance émise (w);  $\lambda$ : Longueur d'onde (m)

$G_t, G_r$  : Gains des antennes.



$d$ : Distance (m);  $L$ : Facteur de perte dû au système ( $L > 1$ ) L'atténuation dans l'espace libre (pour  $L=1$ ):

$$PL_F(d)(dB) = 10 \log\left(\frac{P_t}{P_r}\right) = -10 \log\left(\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}\right) \quad (I.2)$$

Pour  $G_t = G_r = 1$

$$PL_F(d)(dB) = 20 \log\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right) \quad (I.3)$$

Une variante de ce modèle est le log-distance Path Loss Model.

$$P_{LD}(d)(dB) = PL_F(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (I.4)$$

$n$ : exposant du Path Loss qui varie selon l'environnement.

$d_0$ : distance de référence qui correspond à la distance pour la quelle l'atténuation est égal à l'atténuation en espace libre. En général  $n$  et  $d_0$  varient selon l'environnement.

Environnement	Facteur d'affaiblissement (n)
Espace libre	2
Cellule urbaine	2,7 – 3,5
Cellule urbaine avec Shadowing	3–5
Dans les bâtiments LOS	1,6 – 1,8
Dans les bâtiments avec obstacles	4–6
Dans les usines avec obstacles	2–3

**Tableau I.1:** Path loss exponent

$d_0$	Environnement
1Km	Système cellulaire a rayon de 10Km
100m	Macro cellule de 1Km de rayon
10 m	Micro cellule

**Tableau I.2 :** Distance de référence  $d_0$

En tenant compte du Shadowing, qui est généralement représenté par un modèle log-normal, l'atténuation devient alors :

$$P_L(d)(db) = \overline{P_L}(d) + X_0 = PL_F(d_0) + 10 \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (I.5)$$

$X_\sigma$ : Variable aléatoire gaussienne à moyenne nulle et variance  $\sigma$ .

### I.2.2. Modèle Okumura /Hata

C'est un modèle empirique adopté pour la prédiction du Path Loss dans des zones urbaines. Il est typiquement utilisé pour la bande 500-1500 MHz, rayon de cellule de 1 à 100 Km, hauteurs des antennes de 30 à 1000 m. L'atténuation est donnée par [2]:

$$PL_{Ok}(d)(db) = PL_F + A_{Mu}(f, d) - G_{Rx} - G_{Tx} + G_{Area} \quad (I.6)$$

$A_{Mu}(f, d)$ : Facteur d'atténuation du milieu à la fréquence  $f$ .

$G_{Rx}, G_{Tx}$ : Gain des antennes qui dépend de la hauteur.

$G_{Area}$ : Gain pour l'environnement de propagation dans une zone spécifique.

$A_{Mu}(f, d)$  et  $G_{Area}$  : sont obtenus empiriquement par des mesures de Okumura[3].

Le modèle de Hata qui est une extension de celui de Okumura couvre plusieurs environnements (urbain, suburbain et zone ouverte).

#### I.2.2.1. Milieu urbain

$$PL_{hata,U}(d)[dB] = 69,55 + 26,16 \log f_c - 13,82 \log h_{Tx} - C_{Rx} (44,3 - 6,55 \log h_{Tx}) \log(d) \quad (I.7)$$

$h_{Tx}$  : Hauteur de l'antenne d'émission.

$f_c$  : [MHz] fréquence de la porteuse.

$C_{Rx}$ : est le coefficient de corrélation de l'antenne de réception qui dépend de la superficie à couvrir.

Pour de petites à moyenne superficies

$$C_{Rx} = 0,8 + (1,1 \log f_c - 0,7) h_{Rx} - 1,56 \log f_c \quad (I.8)$$

$h_{Rx}$  : hauteur de l'antenne de réception.

Pour une couverture plus large  $C_{Rx}$  dépend de la fréquence de la porteuse.

$$\begin{cases} C_{Rx} = 8.29(\log(1.54h_{Rx}))^2 - 1.1, Si 150MHz \leq f_e \leq 200MHz \\ C_{Rx} = 3.2(\log 11.75h_{Rx})^2 - 4.97, Si 200MHz \leq f_e \leq 150MHz \end{cases} \quad (I.9)$$

### I.2.2.2. Milieu suburbain :

$$PL_{Hata,SU5}(d)[dB] = PL_{Hata,U}(d) - 2(\log \frac{f_c}{28})^2 - 5,4 \quad (I.10)$$

### I.2.2.3. Milieu ouvert

$$PL_{Hata,O}(d)[dB] = PL_{Hata,U}(d) - 4,78(\log f_c)^2 + 18,33 \log f_c - 40,97 \quad (I.11)$$

### I.2.3. Modèle IEEE 802.16d

Le modèle IEEE802.16d est basé sur un modèle log-normal (atténuation et shadowing). Dans une zone macro-cellule suburbain, Il ya trois différents types des modèles (Type A, B et C), en fonction de la densité d'obstacle entre l'émetteur et le récepteur (en termes de densité d'arbres). Tableau (I.3) décrit ces trois type des modèles dans les quels ART et BRT représente Above-Roof-Top et Below-Roof-Top en dessus et dessous du niveau du toit).

En se référant à [4-5]. le modèle IEEE802.16d Path Loss est donné par :

$$Pl_{802.16d}(d)[dB] = Pl_F(d_0) + 10 \log_{10} \gamma \left( \frac{d}{d_0} \right) + C_f + C_{Rx} \quad \text{pour } d > d_0 \quad (I.12)$$

**Tableau I.3:** Les différents types du modèle IEEE802.16d path loss.

Type	description
A	macro-cellule suburbaine, ART to BRT pour un terrain élevé avec une densité d'arbre modérée à forte
B	macro-cellule suburbaine, ART to BRT pour des conditions d'atténuation intermédiaire.
C	macro-cellule suburbaine, ART to BRT pour un terrain plat avec une légère densité d'arbre

Dans l'équation (I.12)  $d_0 = 100 \text{ m}$  et  $\gamma = a - bh_{TX} + c/h_{TX}$  où  $a, b$  et  $c$  sont des constantes qui varient selon les types de modèle de canaux indiqués dans tableau (I.4).  $h_{TX}$  est la hauteur de l'antenne de transmission (généralement variant entre 10 à 80 m).  $C_f$  Coefficient de corrélation pour la fréquence porteuse  $f_c$  [MHz], qui est donnée :

$$C_f = 6 \log_{10}(f_c/200) \quad (\text{I.13})$$

**Tableau I.4 :** Paramètres modèle IEEE802.16d type A,B et C.

Paramètres	Type A	Type B	Type C
<b>a</b>	4.6	4	3.6
<b>b</b>	0.0075	0.0065	0.005
<b>c</b>	12.6	17.1	20

$C_{Rx}$  est le coefficient de corrélation pour l'antenne de réception qui est donnée:

$$C_{Rx} = \begin{cases} -10.8 \log_{10} \left( \frac{h_{Rx}}{2} \right) & \text{pour type A et B} \\ -20 \log_{10} \left( \frac{h_{Rx}}{2} \right) & \text{pour type C} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Ou

$$C_{Rx} = \begin{cases} -10 \log_{10} \left( \frac{h_{Rx}}{3} \right) & \text{pour } h_{Rx} \leq 3 \text{ m} \\ -20 \log_{10} \left( \frac{h_{Rx}}{2} \right) & \text{pour } h_{Rx} \geq 3 \text{ m} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

### I.3. Evanouissement à petit échelle (small scale fading)

L'évanouissement à petit échelle est la variation rapide de signal reçu quand le mobile se déplace dans de petites distances. Il dépend essentiellement du Multi trajet, la vitesse du mobile, la vitesse des objets de l'environnement et la bande du signal à transmettre.

#### I.3.1. Paramètres de l'évanouissement à petite échelle

##### I.3.1.1. Power delay profile (PDP)

Les caractéristiques d'un canal à multi-trajet sont toujours spécifiées par la PDP. La PDP spécifie la puissance moyenne et le retard de chaque trajet considéré.

Exemple: la PDP du "Pedestrian Channel model" de L'ITU-R est constituée par quatre différents trajets, le retard relatif est comptabilisé par rapport au premier trajet et la puissance moyenne est normalisée par celle du premier trajet [6]:

Tab	Retard relative (ns)	Puissance moyenne(dB)
1	0	0
2	110	-9.7
3	190	19.2
4	410	-22.8

**Tableau I.5:** Power Delay Profile: exemple (ITU-R Pedestrian A Model).

### I.3.1.2. Mean excess delay (retard Moyen)

Représente la moyenne des retards, il est donné par le 1<sup>er</sup> moment de la PDP :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k \tau_k P(\tau_k)}{\sum_k p(\tau_k)} \quad (\text{I.16})$$

$\tau_k$  : Retard du k<sup>ème</sup> trajet

$a_k$  : Amplitude du k<sup>ème</sup> trajet.

$P(\tau_k)$  : Puissance du k<sup>ème</sup> trajet.

### I.3.1.3. RMS delay spread (étalement du retard)

Représente l'écart par rapport à la moyenne des retards, il est donné par la racine du second moment de la PDP :

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad \text{Avec} \quad \overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k \tau_k^2 P(\tau_k)}{\sum_k p(\tau_k)} \quad (\text{I.17})$$

### I.3.1.4. Bande de cohérence

Représente la bande pour laquelle le canal présente la même atténuation, elle est donnée par :

$$B_c \approx \frac{1}{\sigma_\tau} \quad (\text{I.18})$$

$$\begin{cases} B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} & \text{si } B_c \text{ est définie comme la bande avec une corrélation } \geq 0.9 \\ B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} & \text{si } B_c \text{ est défini comme la bande avec une corrélation } \geq 0.5 \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

### I.3. 2. Evanouissement par dispersion temporelle et fréquentielle

Le canal sans fil peut être caractérisé par deux paramètres. L'étalement du retard des trajets et l'étalement Doppler qui causent, respectivement, la dispersion temporelle et la dispersion fréquentielle.

La dispersion temporelle induit un évanouissement sélectif en fréquence alors que la dispersion fréquentielle induit un évanouissement sélectif en temps.

#### I.3.2.1. Dispersion temporelle (multi-trajet)

La dispersion temporelle induit un évanouissement dans le domaine fréquentiel. Cet évanouissement est soit sélectif en fréquence ou non sélectif en fréquence.

Le signal reçu subit un évanouissement non sélectif en fréquence si la bande passante du canal est plus large que la bande du signal, tout en ayant une amplitude constante et une phase linéaire. C'est l'évanouissement plat (flat fading).

Une bande étroite, implique une période de symbole  $T_s$  plus grande que l'étalement  $\tau$  du canal  $h(t, \tau)$ . Par conséquent, le symbole en cours n'affecte pas les autres symboles, alors l'IES est peu significatif. Ce canal est dit canal étroite (Narrow band channel) même si l'amplitude varie lentement en fonction de temps.

En résumé: un signal transmit subit un évanouissement non sélectif en fréquence si :

$$B_s \ll B_c \text{ et } T_s \gg \sigma_\tau .$$

$B_s$  et  $T_s$  : Bande et période du signal émis.

$B_c$  et  $\sigma_\tau$  : Bande de cohérence et RMS delay spread (étalement de retard).

Un signal transmit subit un évanouissement sélectif en fréquence quand la bande passante du canal est constante en amplitude et linéaire en phase sur une bande inférieure à celle du signal. Dans ce cas, la réponse impulsionnelle du canal à un étalement de retard (Delay spread) est plus large que la durée symbole du signal émis. Par conséquent, le

symbole en cours se recouvre avec les autres symboles, d'où l'apparition d'IES. Un canal sélectif en

fréquence possède une réponse fréquentielle dont l'amplitude varie en fonction de la fréquence.

Tant que la bande de signal est plus large que la bande passante du canal, c.a.d. sélectivité en fréquence, le canal est dit large bande (wide band channel).

En résumé: un signal émis subit un évanouissement sélectif en fréquence si :

$$B_s > B_c \text{ et } T_s < \sigma_\tau.$$

### I.3.2.2. Dispersion fréquentielle (Doppler)

Le mouvement de l'émetteur ou de récepteur introduit un étalement dans le domaine fréquentielle appelé déplacement Doppler ou Doppler shift. Si  $f_m$  est le déplacement Doppler maximum, la bande du spectre Doppler est :  $B_d = 2f_m$ . Dans le domaine temporel, la réponse impulsionnelle varie alors en fonction de temps.

On définit le temps de cohérence  $T_c$  (cohérence time) comme la durée pendant laquelle la réponse impulsionnelle ne change pas. Il est donné par [7]:

$$T_c \approx \frac{1}{f_m} \quad (\text{I.20})$$

On distingue alors deux types de canaux à évanouissement sélectif en temps.

#### I.3.2.2.1. le canal à évanouissement rapide

Dans ce cas, le temps de cohérence est très petit par rapport à la période du symbole, alors la réponse impulsionnelle varie rapidement durant une période symbole.

Un signal émis subit alors un évanouissement rapide si :

$$T_s > T_c \text{ et } B_s < B_d$$

#### I.3.2.2.2. Le canal à évanouissement lent

Dans ce cas, la réponse impulsionnelle du canal varie lentement durant une ou plusieurs périodes du symbole (canal statique). Ceci implique que l'étalement Doppler est très petit par

rapport à la bande du signal émis. Par conséquent un signal émis subit un évanouissement lent si :

$$T_s \ll T_c \text{ et } B_s \gg B_d$$

Dans le cas où  $T_c$  est défini comme ayant une bande avec une cohérence égal à 0.5 ou plus [1], et pour les deux canaux à évanouissement lent et rapide, le temps de cohérence est défini communément par:

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m} \quad (\text{I.21})$$

**NB** : il est important de noter que l'évanouissement rapide ou lent (causé par le mouvement du Mobile) n'a rien à voir avec la dispersion temporelle (causé par les multi trajets).

#### I.4. Caractérisation statistique d'un canal sans fil

L'environnement de propagation pour un canal sans fil, que ce soit en "Indoor" ou en "outdoor", peut être LOS (visibilité directe) ou NLOS (Non line-of-sight)

##### I.4.1. Dans un environnement NLOS

L'amplitude de signal reçu à travers un canal multi-trajets suit une distribution de Rayleigh. Le canal sans fil à évanouissement peut alors être représenté par une variable aléatoire Gaussienne complexe:  $W_1 + jW_2$  où  $W_1$  et  $W_2$  sont des variables aléatoires Gaussiennes iid, à moyenne nulle et variance  $\sigma^2$ . Si  $X$  est l'amplitude de la variable complexe.

iid : independent and identically distributed .

$$X = \sqrt{W_1^2 + W_2^2} \quad (\text{I.22})$$

Alors  $X$  est une variable aléatoire Rayleigh dont la fonction densité de probabilité (PDF) est :

$$f_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{I.23})$$

Avec l'espérance:  $\mathbb{E}\{X^2\} = 2\sigma^2$ .



### I.4.2. Dans un environnement LOS

Il existe alors un trajet direct ne subissant aucun affaiblissement, l'amplitude de signal reçu et donnée par:

$$X = C + W_1 + jW_2 \quad (\text{I.24})$$

Avec  $C$  représente le composant direct.

$W_1 W_2$  : Variables aléatoires Gaussiennes complexes de moyenne nulle et de variance  $\sigma^2$ .

La variable  $X$  suit alors une distribution de Rice dont la PDF est :

$$f_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2+c^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{xc}{\sigma^2}\right) \quad (\text{I.25})$$

$I_0(\cdot)$  : est la fonction de Bessel modifiée de premier espèce et d'ordre zéro.

On définit le facteur de Rice,  $K$  :

$$K = \frac{c^2}{2\sigma^2} \quad (\text{I.26})$$

Remarque :

si  $K=0$  ( $\sim -40\text{dB}$  en pratique)  $f_X(x)$  tend vers une PDF de Rayleigh, comme dans un environnement LOS.

Si  $K$  augmente ( $15\text{dB}$  en pratique)  $f_X(x)$  tend vers une PDF Gaussienne.

### I.4.3. Modèles de canaux Indoor

#### I.4.3.1. Modèles généraux

Les deux Modèles les plus populaires sont: le modèle à deux raies (2-ray model) et le modèle exponentiel (exponential model)

### I.4.3.1.1. Modèle à deux raies

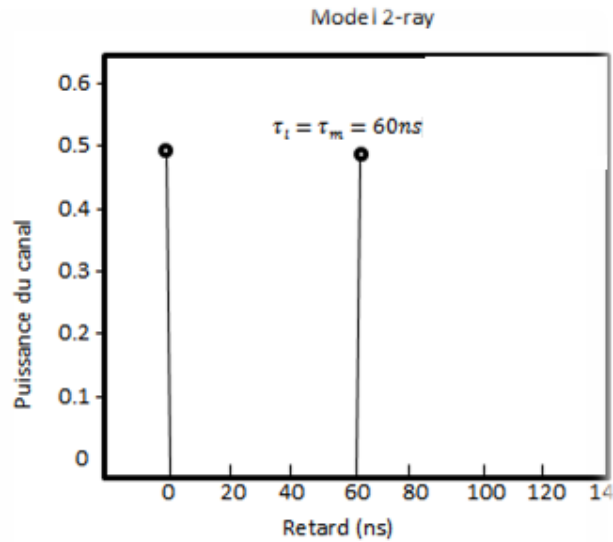


Figure I.4 : Modèle à deux raies

- Max excess delay:  $\tau_m = \tau_1 = 60ns$
- Mean excess delay:  $\bar{\tau} = \tau_{1/2} = 30ns$
- RMS delay spread:  $\sigma = \bar{\tau} = \tau_{1/2} = 30ns$

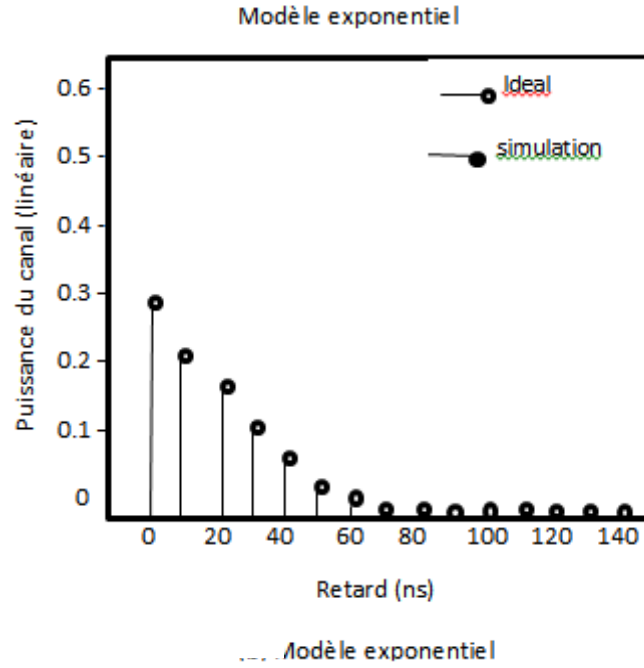
Ce modèle est caractérisé donc par le retard du second trajet  $\tau_1$

### I.4.3.1.2. Modèle exponentiel

La puissance moyenne du canal décroît exponentiellement en fonction du retard:

$$P(\tau) = \frac{1}{\tau_d} e^{-\frac{\tau}{\tau_d}} \quad (I.27)$$

$\tau_d$ : Paramètre de la PDP



**Figure I.5 :** *Modèle exponentiel*

Le mean excess delay et le RMS delay spread sont égaux:

$$\bar{\tau} = \sigma_{\tau} = \tau_d \quad (\text{I.28})$$

Le retard maximal (maximum excess delay):  $\bar{\tau}_m = \tau_d/nA$  correspond aux trajets dont la puissance n'est pas négligeable.

Avec 
$$A = P(\tau_m)/P(0) = e^{-\frac{\tau_m}{\tau_d}} \quad (\text{I.29})$$

Si on pose  $\tau = pT_s$  ( $T_s$ : période d'échantillonnage), on obtient la puissance :

$$P(p) = \frac{1}{\sigma_{\tau}} e^{-\frac{pT_s}{\sigma_{\tau}}} \quad P = 0, 1, \dots, P_{max}; (P_{max} = \tau_m/T_s) \quad (\text{I.30})$$

La puissance totale de la PDP est alors :

$$P_{total} = \sum_{p=0}^{P_{max}} P(p) = \frac{1}{\sigma_{\tau}} \cdot \frac{1 - e^{-(P_{max} + 1)T_s/\sigma_{\tau}}}{1 - e^{-T_s/\sigma_{\tau}}} \quad (\text{I.31})$$

Si on normalise la puissance totale à 1; la puissance moyenne du canal devient :

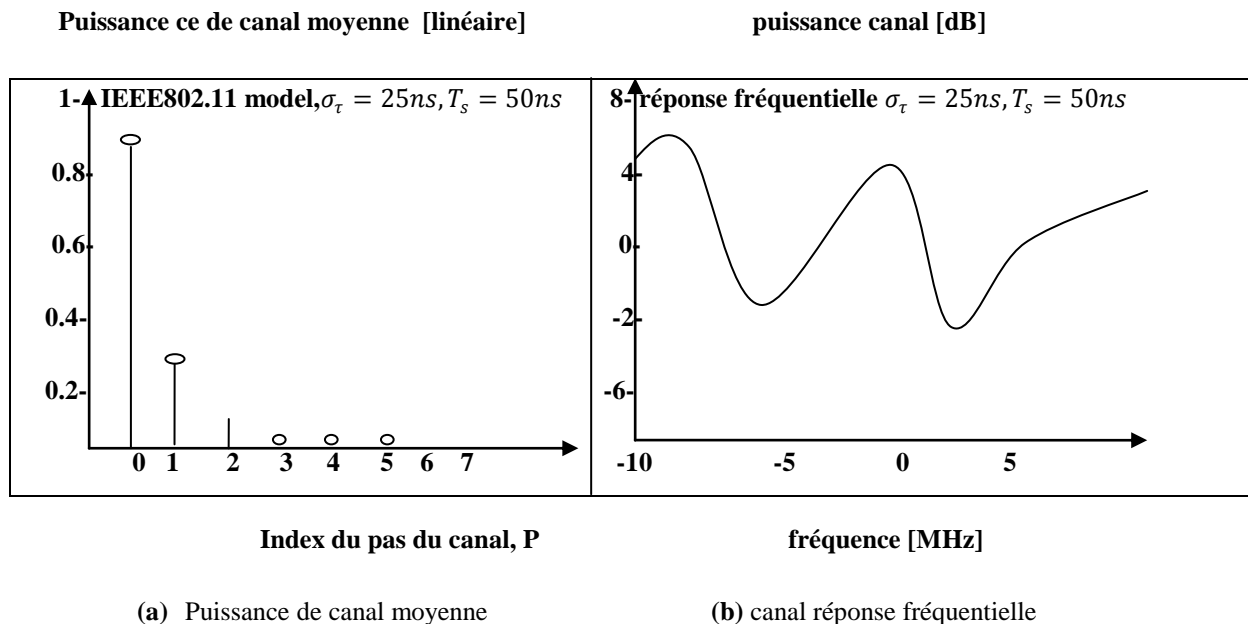
$$P(p) = P(0)e^{\frac{-pT_s}{\sigma_\tau}} \quad p = 0, 1, \dots, P_{max} \quad (I.32)$$

$P(0) = (1/\sigma_\tau \cdot P_{total})$  Étant la puissance du premier trajet.

### I.4.3.2. Modèle IEEE 802.11

L'IEEE 802.11b Task Group à adopter le modèle exponentiel pour représenter le canal Indoor à 2.4 GHz. Dans ce modèle le nombre maximal de trajet est déterminé par le RMS delay spread  $\sigma_\tau$  et la période d'échantillonnage  $T_s$  :

$$P_{max} = 10 \cdot (\sigma_\tau / T_s) \quad (I.33)$$



**Figure I.6 :** *Modèle IEEE 802.11*

### I.4.3.3. Modèle Saleh - Valenzuela (S-V)

La PDP du modèle S-V est formée de plusieurs clusters (bouquets), chaque cluster est formé de plusieurs raies retardées. Les temps d'arrivé de chaque cluster ainsi que les temps d'arrivé des raies dans chaque cluster suivent un processus de Poisson Figure I.7.

La grandeur chemin

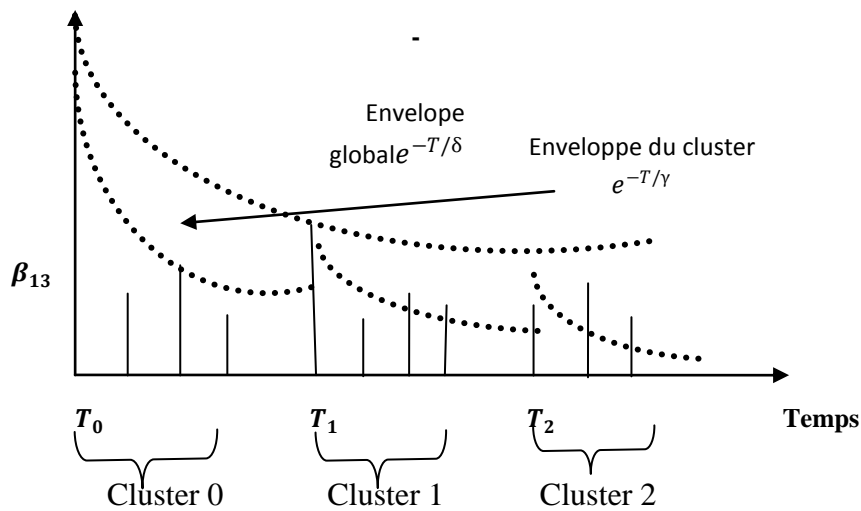


Figure I.7 : Modèle Saleh - Valenzuela (S-V)

## I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, il était question d'une description du canal sans fil. Nous avons examiné les caractéristiques générales de l'évanouissement à grande échelle des canaux sans fil, y compris l'atténuation et le Shadowing.

En outre, nous avons introduit les caractéristiques essentielles des canaux sans fil, tels que l'étalement du retard de propagation, la bande de cohérence et le temps de cohérence, qui sont très utiles pour caractériser les propriétés de l'évanouissement à petite échelle. D'autre part, la caractérisation précise du canal sans fil n'est pas possible en réalité, à cause de la nature aléatoire de la puissance du signal, nous avons recouru à des modèles spécifiques qui peuvent représenter un canal typique dans un environnement donné.

## *Chapitre II*

### *Les différents types d'égalisations*

## II. Introduction

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

$$\sum_n S(f + T_S)C(f + T_S)H(f + T_S) = T_S \quad (\text{II.1})$$

$S(f)$  : Filtre de émission ;  $C(f)$ :fonction transfert de canal ;  $H(f)$ : filtre de réception

C'est-à-dire que la chaîne complète vérifie le critère de Nyquist (le filtre global  $S(f)C(f)H(f)$  est un filtre de Nyquist). En pratique, cependant, on ne connaît que très rarement les caractéristiques exactes du canal, et tout au plus des valeurs moyennes. Par ailleurs, il subsiste des erreurs dans la correction de l'interférence entre symboles, en raison des imperfections sur l'implantation des filtres  $S$  et  $H$ . Enfin, le canal peut ne pas être stationnaire, c'est-à-dire que ses caractéristiques varient au cours du temps. L'effet de ces différents facteurs est une interférence entre symboles (éventuellement résiduelle), qu'il faut compenser, à l'aide d'un dispositif appelé *égaliseur*, ce dispositif pouvant également être variable dans le temps.

En bande de base, si les filtres d'émission et de réception sont fixés (et forment ensemble un filtre de Nyquist) [8].

$$\sum_m G_{em}(f)C_m(f)G_{rm}(f)L_m(f) = T \quad (\text{II.2})$$

Avec :  $F_m(f) = F(f + m/T)$  : fonction périodifier. Cette condition de Nyquist peut être réalisée en prenant comme égaliseur un filtre transverse au pas  $T$  dont sa fonction de transfert est :

$$L(f) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} l_k e^{-2j\pi k f T} \quad (\text{II.3})$$

## II.1. Principaux égaliseur

Un égaliseur est caractérisé par trois composants principaux:

### II.1.1. Structures classiques d'égalisation

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

- La séquence des symboles  $a_n$  est stationnaire, centré et blanche.
- Le bruit d'observation  $b(n)$  est centré, décorrélé (ou indépendant) des symboles  $a_n$  et blanc.
- La réponse du canal est  $c(t)$ .

### II.1.2. Fonction de coût

Les différentes fonctions de coût réalisent différents buts. Un exemple de fonction de coût est la minimisation de l'Erreur Quadratique moyenne (EQM).

### II.1.3. Algorithme d'adaptation

Certains algorithmes d'adaptation incluent l'algorithme (RLS) des moindres carrés récursif, et le minimum des moyennes carrés (LMS), etc... L'algorithme RLS converge relativement rapidement, mais il a besoins de beaucoup de calculs. L'algorithme LMS met à jour les coefficients du filtre (par exemple, coefficients d'un filtre transversal) tels que la fonction de coût est réduite au minimum. Il est simple (L'algorithme LMS) à employer, il implique peu de calculs par symbole et permet la poursuite d'un canal dynamique.

## II.2. Différentes étapes

Pour déterminer quelle structure utilisée pour l'égalisation du signal aux niveaux récepteurs, il y a trois étapes à franchir.

D'abord, il est impératif de se fixer un critère de qualité de transmission que l'on souhaite réaliser. En effet, étant donné qu'il est impossible de supprimer totalement toutes les perturbations du canal à cause du caractère aléatoire qu'elles peuvent avoir, il serait donc judicieux de choisir un modèle d'égaliseur capable d'optimiser particulièrement un certain critère de qualité de transmission.

La deuxième étape après le choix du critère, est la détermination du moyen utilisé pour l'optimisation du critère.



Enfin la dernière étape consiste au choix de l'architecture même d'égaliseur ce choix est déterminé à la fois par le critère et l'algorithme d'optimisation utilisé pour l'égalisation. Deux catégories d'architecture existent dans la littérature. On a des architectures de type linéaire construite à base de filtres uniquement, et des architectures de type non-linéaire [9].

### II.3. Rappels sur les filtres numériques

Le problème de l'égalisation nécessite la définition des structures de filtres numériques stables ayant un nombre de coefficients fini afin d'approcher les solutions optimales au sens de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne.

#### II.3.1. Les filtres à réponse impulsionnelle finie (FIR)

La fonction de transfert d'un filtre à réponse impulsionnelle finie FIR,  $H(z)$  ayant  $L$  racines  $z_i$  dans le plan complexe peut s'écrire sous la forme du produit de facteurs suivant :

$$H(z) = h(0) \prod_{i=0}^L (1 - z_i z^{-1}) \quad (\text{II.4})$$

Le filtre de réponse  $H(z)$  défini par l'équation de type (II.4) est causal.  $H(z)$  est un polynôme en  $z^{-1}$  de degré  $L$  et la réponse impulsionnelle du filtre est définie par les coefficients  $h(k)$ . Un filtre FIR est toujours stable à condition que les coefficients de sa réponse impulsionnelle soient bornés. Moyennant un retard, les filtres FIR peuvent être rendus causaux, réalisables physiquement. De plus, leur stabilité inconditionnelle explique leur utilisation très répandue dans les systèmes d'égalisation.

### II.4. Les types d'égalisations

L'objet de la fonction d'égalisation est de permettre de retrouver à partir de la séquence reçue  $\omega_n$ , présentant de l'interférence entre symboles (IES), introduite par la sélectivité du canal, la séquence émise  $c_n$ .

Pour combattre l'effet de cette interférence entre symboles, plusieurs techniques peuvent être employées :

Une première technique, appelée détection suivant la séquence la plus Vraisemblable (Maximum Likelihood Séquence Estimation (MLSE)) donne d'excellents résultats sous réserve que le canal soit connu ou bien estimé. La mise en œuvre de cette technique est généralement réalisée en utilisant l'algorithme de Viterbi. Toutefois, lorsque la durée de la

réponse impulsionnelle du canal est importante, et/ou lorsque l'on utilise des modulations à grand nombre d'états, cette technique nécessite un volume de calcul qui devient rapidement prohibitif.

Une seconde technique, appelée égalisation, consiste à inverser la réponse du canal. Les égaliseurs linéaires (Linear Equalizers (LE)) et les égaliseurs, non linéaires, à retour de décisions (Decision-Feedback Equalizers (DFE)) sont les plus régulièrement employés. L'égalisation linéaire est largement utilisée pour les canaux de type téléphonique. Cependant sur les canaux présentant de sévères distorsions d'amplitude, un égaliseur linéaire donne des résultats assez médiocres du fait qu'il rehausse le bruit aux fréquences présentant de fortes atténuations. Au contraire, le DFE possède des performances proches du récepteur optimal (MLSE) pour une large classe de canaux lorsque le bruit est faible.

Les égaliseurs de type LE, DFE possèdent l'avantage d'être assez simples à mettre en œuvre car ils sont composés de filtres numériques à coefficients complexes. Deux critères sont souvent retenus pour déterminer les paramètres optimaux de ces égaliseurs (de ces filtres). Le premier critère est le critère de forçage à zéro (Zero Forcing (ZF)). Le second critère est celui de la minimisation de l'Erreur Quadratique Moyenne (EQM).

De nombreuses structures d'égaliseurs linéaires ou non linéaires peuvent être envisagées à partir des solutions optimales. On se propose dans ce qui suit de définir leurs principales structures et d'indiquer leurs caractéristiques.

#### **II.4.1. Algorithme de maximum de vraisemblance**

Le problème de l'égalisation est un cas particulier de la théorie de l'estimation. Celle-ci traite la manière d'estimer des paramètres d'un modèle à partir de données issues d'un processus stochastique. La grandeur importante dans ce problème est la moyenne du paramètre estimé. On dira qu'un estimateur est non biaisé si sa moyenne est égale au paramètre vrai.

D'autre part, il est clair que nous désirons obtenir un estimateur dont la variance est minimale. Dans ce cadre, il est bon d'introduire le critère du maximum de vraisemblance et de montrer pour quoi il est le critère optimal. Nous introduirons également la borne de Cramer-Rao, qui donne la variance minimale d'un estimateur non-biaisé (dont la moyenne est le paramètre à estimer).

##### **II.4.1.1. Fonction de vraisemblance**

Le principe du maximum de vraisemblance est assez simple : étant donné un ensemble de données, on désire trouver le paramètre le plus probable.

Soit  $f_U(u/\theta)$ , la densité de probabilité conditionnelle du vecteur aléatoire  $U$  dont le vecteur  $U = [u_1 u_2 \dots u_n]$  est une réalisation et  $\theta$  est le vecteur de paramètres  $[\theta_1 \theta_2 \dots \theta_k]$ . L'objectif étant de sélectionner les valeurs de  $\theta$  qui sont les plus probables étant donné les mesures  $u$ , cela conduit tout naturellement à choisir le vecteur  $\theta$  qui maximise la densité de probabilité conditionnelle  $f_U(u/\theta)$ .

On donne le nom de fonction de vraisemblance (likelihood function), que l'on note  $l(\theta)$  à la densité de probabilité conditionnelle  $f_U(u/\theta)$ . Même si ces deux fonctions recouvrent la même réalité, dans le premier cas, (fonction de vraisemblance) on considère que c'est une fonction de  $\theta$ ,  $U$  étant fixé (il s'agit bien de trouver  $\theta$  pour une observation donnée), alors que dans le second cas,  $\theta$  est un paramètre fixé et  $U$  est variable. Habituellement, on travaille avec le logarithme de la fonction de vraisemblance :

$$L(\theta) = \ln[l(\theta)] = \ln[f_U(u/\theta)] \quad (\text{II.5})$$

Le logarithme de  $l(\theta)$  étant une transformation monotone de  $l(\theta)$ , il est équivalent de maximiser  $l(\theta)$  ou de maximiser  $L(\theta)$ .

La procédure est alors (théoriquement) simple, il suffit de déterminer :

$$\frac{\partial l}{\partial \theta} = \begin{bmatrix} \frac{\partial l}{\partial \theta_1} \\ \frac{\partial l}{\partial \theta_2} \\ \frac{\partial l}{\partial \theta_k} \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{II.6})$$

On suppose ici que la fonction de vraisemblance ne présente qu'un seul maximum, dans le cas contraire, il suffit de prendre les précautions d'usage. On appelle  $s(\theta) = \frac{\partial l}{\partial \theta}$  la fonction de coût.

Pour caractériser la qualité de l'estimateur, il faudrait déterminer sa moyenne et sa variance. Cependant, ce calcul n'est pas toujours évident, on introduit donc une borne inférieure pour les estimateurs non biaisés, par rapport à laquelle tout estimateur peut être comparé. L'estimateur ML (maximum-likelihood) s'approche asymptotiquement de cette borne.

**II.4.1.2. Inégalité de Cramer-Rao**

On introduit la matrice d'information de Fisher :

$$J(\theta) = E\{s(\theta)s^T(\theta)\} = -E\left\{\frac{\partial}{\partial\theta}\left(\frac{\partial}{\partial\theta}L(\theta)\right)^T\right\} \quad (\text{II.7})$$

Où chaque élément de cette matrice peut s'écrire :

$$J_{ij} = -E\left\{\frac{\partial^2}{\partial\theta_i\partial\theta_j}L(\theta)\right\} \quad (\text{II.8})$$

Alors, la covariance de l'erreur d'estimation est bornée par l'inverse de la matrice de Fisher

$$C = E\left\{(\hat{\theta} - \theta)((\hat{\theta} - \theta))^T\right\} \geq J^{-1} \quad (\text{II.9})$$

En particulier,

$$E\{(\hat{\theta}_i - \theta_i)^2\} \geq J^{-1}_{ii} \quad (\text{II.10})$$

Si on peut trouver un estimateur non biaisé qui atteint la borne de Cramer-Rao, il est l'estimateur non biaisé de variance minimale et on dit qu'il est efficace (efficient estimator).

**II.4.1.3. Quelques propriétés remarquables**

- L'estimateur ML est consistant, c'est-à-dire que si la fonction de score est nulle,  $\hat{\theta}$  converge vers  $\theta$  en probabilité si la taille du vecteur d'observation  $M$  tend vers l'infini.
- L'estimateur ML est asymptotiquement efficace, i.e.

$$\lim_{M \rightarrow \infty} C = J^{-1} \quad (\text{II.11})$$

- L'estimateur ML est asymptotiquement gaussien [10].

### II.4.2. Egalisation linéaire

L'égaliseur linéaire est le plus simple à mettre en œuvre. En effet, il s'agit tout simplement d'utiliser un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie, pour lequel les méthodes de calcul et d'implantation sont bien connues. La figure (II.1), illustre le principe de l'égaliseur linéaire. Pour optimisation des coefficients de l'égaliseur, nous adoptons le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne entre la séquence d'entrée et la séquence estimée à la sortie de l'égaliseur  $\hat{x}_k$ . Cette erreur est donnée par :

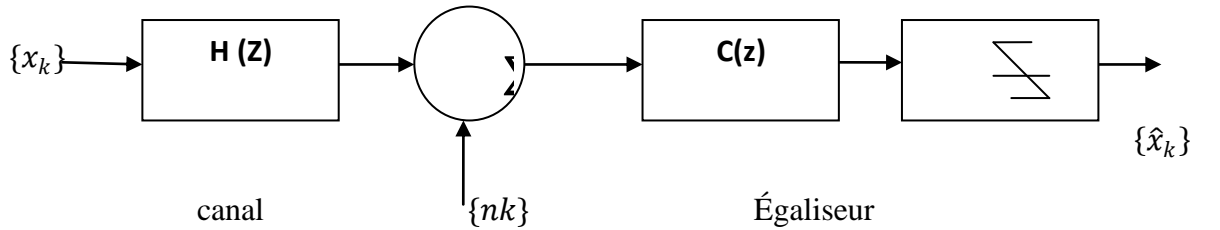
$$e_k = x_k - \hat{x}_k \quad (\text{II.12})$$

L'erreur quadratique moyenne (EQM) s'exprime par :

$$J = E[|e_k|^2] \quad (\text{II.13})$$

Le signal à la sortie de l'égaliseur LE est donné par :

$$\hat{x}_k = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j u_{k-j} \quad (\text{II.14})$$



**Figure II.1 :** Egaliseur linéaire (LE).

L'erreur quadratique moyenne minimale de l'égaliseur linéaire est donnée par [8]. :

$$J_{min,LE} = T \int_{-1/2T}^{1/2T} \frac{\sigma_x^2 \sigma_n^2}{\sigma_x^2 |H(f)|^2 + \sigma_n^2} df \quad (\text{II.15})$$

Où  $\sigma_x^2$  et  $\sigma_n^2$  sont respectivement les variances des données  $\{x_k\}$  et du bruit  $\{n_k\}$ .

### II.4.2.1. Égaliseur transverse

Les égaliseurs transverses sont les plus simples à mettre en œuvre. En effet, il s'agit simplement d'utiliser un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie, pour les quels les méthodes de calcul et d'implantation sont bien connues. La structure du filtre est donnée sur la Figure (II.2) et correspond à la relation entrée-sortie suivante:

$$z(n) = \sum_{i=0}^{M-1} e(i)y(n - i) \quad (\text{II.16})$$

$e(n)$  : la réponse impulsionnelle de l'égaliseur;

$M$  : la longueur de l'égaliseur;

$y(n)$ : la séquence d'observation;

$z(n)$  : la sortie égaliseur;

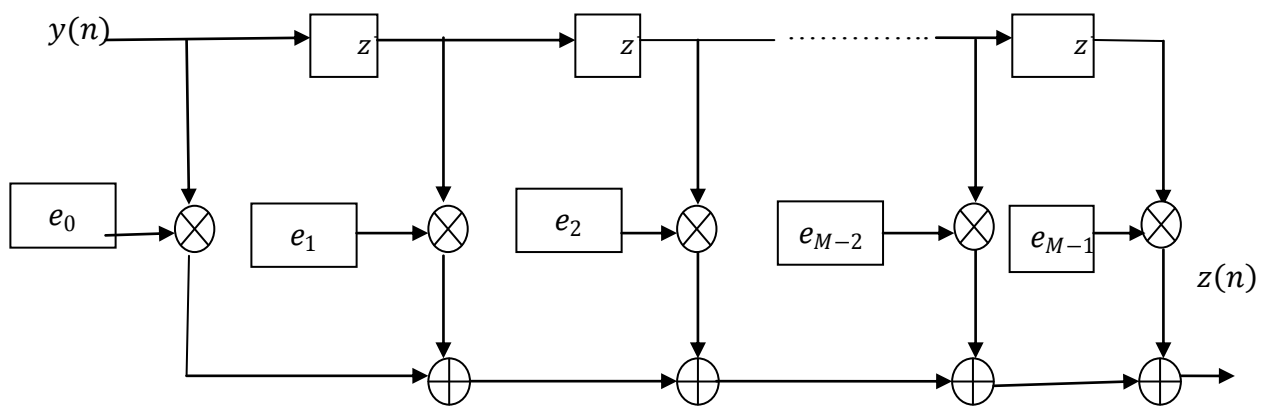


Figure II.2 : structure d'un égaliseur transverse [8]

### II.4.2.2. L'égaliseur par << zéro forcing >>

Le zéro forcing est un filtre qui tente d'inverser exactement la fonction de transfert du canal, ce qui est à priori précisément le but recherché, idéalement, par l'égalisation. Ce faisant, l'interférence entre symboles est exactement compensée (pourvu que l'ensemble des filtres d'émission et de réception soit Nyquist), et l'on dit que l'interférence entre symboles est forcée à zéro. On a ainsi :

$$E(z) = \frac{1}{C(z)} \quad (\text{II.17})$$

Dés maintenant, on peut s'apercevoir que cette démarche souffre de deux défauts : d'abord,  $C(z)$  peut posséder des zéro de module supérieure à 1, ce qui induit des pôles instables pour  $E(z)$ , si celui-ci doit être causal; d'autre part, si  $c(n)$  est une réponse

impulsionnelle finie, alors  $e(n)$  est à réponse impulsionnelle infinie. On peut tourner partiellement la première difficulté en introduisant un retard  $R$  lors de la résolution, ce qui permet de prendre en compte une éventuelle partie non causale (mais retardée), et tient compte du nécessaire retard lié à la mise en œuvre des filtres. Le choix de ce retard et à la fois difficile.

On peut écrire l'équation de convolution correspondant à l'inversion du canal :

$$\sum_{i=0}^{M-1} e(i)c(n-i) = \delta(n-R) \quad (\text{II.18})$$

A' la sortie de l'égaliseur, on obtient alors :

$$z(n) = a_{n-R} + b'(n) \quad (\text{II.19})$$

Ou'  $b'(n)$  est le bruit d'observation filtré par l'égaliseur .L' annulation des interférences entre symboles se fait généralement au prix d'une augmentation sensible du niveau de bruit. En effet, la fonction de transfert du canal est en général de type passe-bas, et son inverse est de type passe-haut. Lorsque le bruit est large bande, il s'ensuit une forte augmentation du bruit en haut fréquence et une dégradation du rapport signal-à-bruit. Ainsi, en dehors du cas ou' l'on est assuré d'un faible niveau de bruit d'observation, cette solution n'est pas à retenir. On notera en outre que le canal est supposé parfaitement connu; dans cette méthode supervisée, les erreurs d'estimation de la réponse impulsionnelle se répercuteront alors sur les coefficients de égaliseur et entraîneront une dégradation des performances [8].

### III.4.2.3. Égaliseur à erreur quadratique minimale

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

$$E(e) = E[|z(n) - a_{n-R}|^2] \quad (\text{II.20})$$

Avec

$$z(n) = \sum_{i=0}^{M-1} e(i)y(n-i) = e^T y(n) \quad (\text{II.21})$$

Ou'  $R_{yy}$  est la matrice de corrélation de  $y(n)$  et  $R_{ya}(R)$  est le vecteur d'intercorrélacion entre  $y(n)$  et  $a(n-R)$ . Le nombre de coefficients du filtre est nécessairement limité. Si l'égalisation obtenue est clairement de meilleure qualité que celle fournie par un zéro forcing,

en raison de la prise en compte effective du bruit, elle rester souvent de qualité médiocre, en particulier en présence d'évanouissements sélectifs (non stationnarités). Cela est également lié à la structure transverse (pas de pôles) qui limite la capacité de représentation de réponse quelconque. Par ailleurs, pour la mise en œuvre pratique, il est nécessaire de connaître  $a(n - R)$ . Pour ce faire, on utilise une séquence connue du récepteur, une séquence d'apprentissage, pour calculer les coefficients du filtre, voire Figure (II.3). La nécessité d'inclure dans l'émission une séquence d'apprentissage, limite en outre le débit de données utiles.

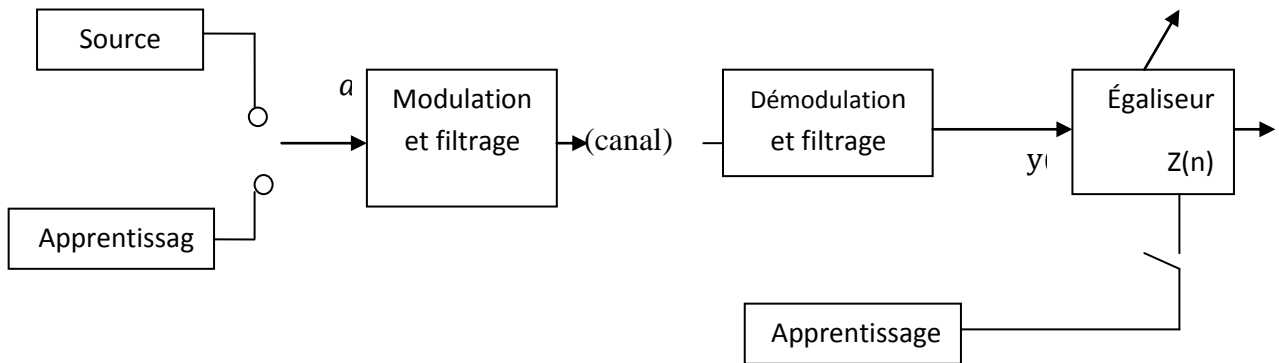


Figure II.3 : Structure d'égalisation avec période d'apprentissage.

**II.4.2.4 Egaliseur MMSE (Wiener)**

Alors que l'égaliseur à zero forcing résoud le problème en faisant abstraction du bruit d'observation, l'idée de l'égaliseur à erreur quadratique minimale (égaliseur MMSE) est de minimiser l'erreur quadratique moyenne entre la séquence de symboles ( $a_n$ ) et la sortie de l'égaliseur ( $y_n$ ). Le bruit est ainsi pris en compte dans le critère. On cherche ainsi à minimiser l'erreur quadratique moyenne :

$$J(w) = E[|a(n - \Delta)y(n)|^2] \tag{II.22}$$

Avec

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w_i^* x(n - i) = w^H x(n) \tag{II.23}$$

Où  $X(n) = [x(n)x(n - 1)... x(n - L + 1)]^T$

C'est à nouveau le problème du filtre optimal qui a comme solution les équations Wiener

Hopf :  $R_x W = P_{ax}(\Delta) \tag{II.24}$

Où  $R_x$  est la matrice de autocorrélation de  $x(n)$  et  $P_{ax}(\Delta)$  est le vecteur d'intercorrélacion entre  $x(n)$  et  $a(n - \Delta)$ .



En appliquant la transformée en  $Z$  à l'équation (II.27), on obtient la fonction de transfert du filtre égaliseur qui minimise l'erreur quadratique moyenne:

$$G_{mmse}(z, \mathbf{W}) = \frac{H^*(z^{-1})z^{-\Delta}}{H(z)H^*(z^{-1})+N_0} \quad (\text{II.25})$$

Où  $N_0$  est la densité spectrale de pouvoir du bruit blanc additif.

Si la fonction de transfert (II-25) n'est pas en général physiquement réalisable, on préfère la résolution du système Wiener-Hopf (II-27) pour obtenir le filtre FIR comme égaliseur MMSE. Si l'égalisation obtenue est clairement de meilleure qualité que celle fournie par un égaliseur zero forcing, en raison de la prise en compte effective du bruit, elle reste souvent de qualité médiocre, en particulier en présence d'évanouissements sélectifs (non stationnarités). Ceci est également lié à la structure transverse (pas de pôles) qui limite la capacité de représentation d'une réponse quelconque. Par ailleurs, pour la mise en œuvre pratique, il est nécessaire de connaître  $a(n - \Delta)$ . Pour ce faire, on utilise une séquence connue du récepteur, une *séquence d'apprentissage*, pour calculer les coefficients du filtre. La nécessité d'inclure dans l'émission une séquence d'apprentissage, éventuellement répétée périodiquement si le système est non stationnaire, limite en outre le débit en données utiles. Pour une séquence d'apprentissage de longueur  $N$ , les quantités survenant dans la formule Wiener-Hopf sont établis par

$$\widehat{R}_x = \sum_{L+\Delta-1}^N x(n)X(n)^H \text{ et } \widehat{P}_{ax}(\Delta) = \sum_{L+\Delta-1}^N a^*(n - \Delta)x(n) \quad (\text{II-26})$$

où  $L$  est la longueur du filtre égaliseur.

### II.4.3. Égaliseur non linéaire

Le plus connu est l'égaliseur à retour de décision (ou DFE : Decision Feedback Equalizers) dont la particularité est d'utiliser les données décidées  $\hat{c}_n$  pour diminuer ou

annuler l'interférence entre symboles introduite par le canal de transmission. La structure fonctionnelle du DFE est donnée par la figure (II.5) suivante :

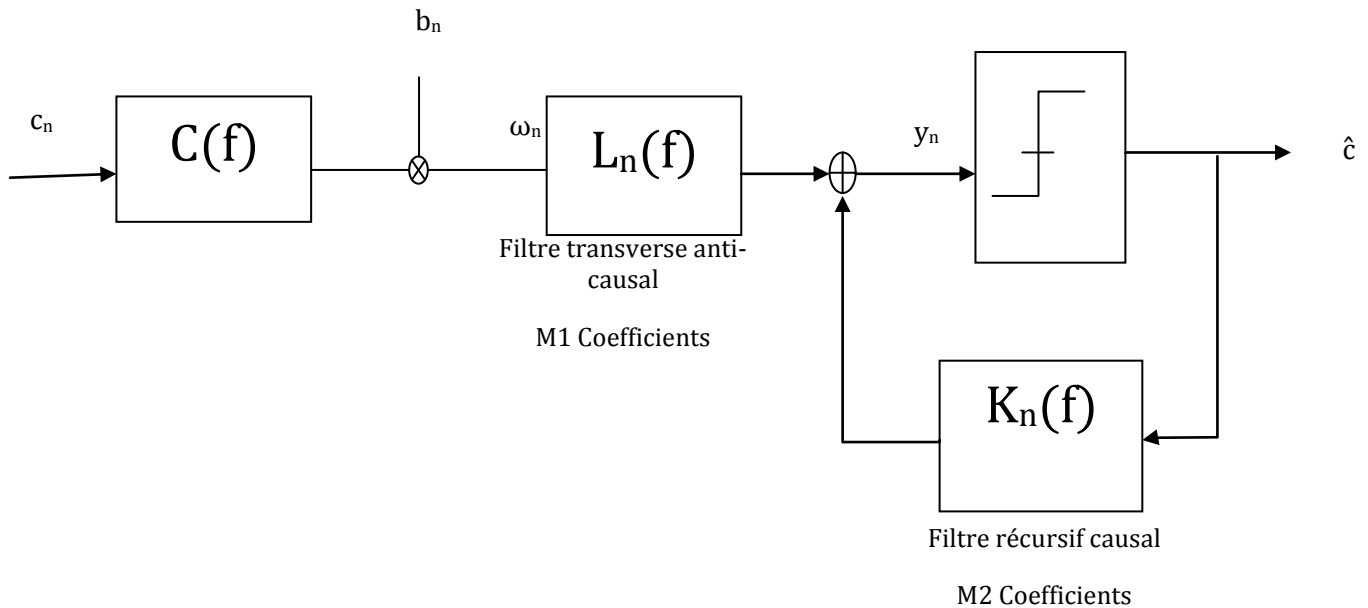


Figure II.4 : Structure d'un égaliseur DFE

II.4.3.1. Égaliseur récuratif à retour de décision

Il s'agit ici de prolonge l'idée d'avoir un égaliseur piloté par les décisions, ce qui permet d'éviter une répétition de séquences d'apprentissage, tout en utilisant une structure récurative. Cette structure récurative permet d'obtenir des filtres de réponse impulsionnelle longue à laide d'un petit nombre de coefficients. Un tel égaliseur est représenté sur la Figure(II.5).

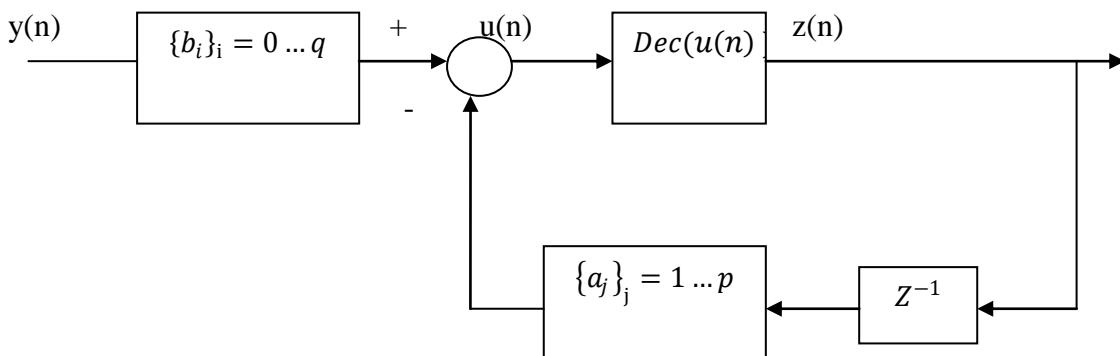


Figure II.5 : Egaliseur récuratif à retour de décision

Dans le cas optimal, la décision sur  $u(n)$  est égale la séquence d'entrée, à un retard prés  $\hat{a}_{n-R} = z(n) = dec(u(n))$ , c'est-à-dire que le signal est parfaitement égalisé. On par ailleurs  $(n) = \sum_{i=0}^q b_i y(n - i) + \sum_{j=1}^p a_j z(n - j)$ , ou' les  $b_i$  et  $a_j$  sont les coefficients du filtre. Afin de calculer ces coefficients, on peut utiliser un critère d'erreur quadratique moyenne. On peut, en outre, utiliser une approche de type gradient stochastique, ou LMS. Pour LMS, pour profiter de capacités adaptatives et alléger la charge en calcul. Posons ainsi :

$$e(n) = [b_0(n) \dots b_q(n) a_1(n) \dots a_p(n)]^T = [b(n)^T a(n)^T]^T \quad (\text{II.27})$$

$$u(n) = a_{n-R} - u(n) = [y(n)^T z(n)^T]^T \quad (\text{II.28})$$

A l'aide de ces notations, l'erreur  $e(n) = [y(n) \dots y(n-q) z(n-1) \dots z(n-p)]^T$ , en mode apprentissage,  $e(n) = z(n) - u(n)$  en mode piloté par les décisions, l'algorithme LMS s'écrit alors :

$$e(n) = e(n-1) + \mu v(n)e(n) \quad (\text{II.29})$$

Lors de mise en œuvre, on utilisera une période d'apprentissage, au cours de laquelle on prendra les symboles connus pour  $z(n)$ ,  $z(n) = a_{n-R}$ , puis on basculera en mode opérationnel, en remplaçant la séquence d'apprentissage par les décisions,  $z(n) = \text{dec}(u(n))$

#### II.4.4. Égaliseur autodidacte (aveugle)

La clé de l'égalisation autodidacte réside dans le choix d'une méthode d'adaptation des coefficients de l'égaliseur, qui permette de pallier l'absence d'apprentissage. Pour cela, on utilise des fonctions de coût non quadratique, qui permettent de prendre en compte les statistiques d'ordre élevé du signal observé  $y(n)$ . L'égaliseur est donc défini par une certaine gradient stochastique, ou une méthode du second ordre, conduit à un égaliseur adaptatif. Les algorithmes de Godard utilisent la fonction de coût :

$$\psi(z(n)) = (|z(n)|^q - \frac{E[|a_n|^{2q}]}{E[|a_n|^q]})^p, \text{ pour } p, q = 1, 2, \dots \quad (\text{II.30})$$

Sous l'hypothèse que les symboles  $a_n$  soit circulaires,  $E[a_n^2] = 0$ , et que le Kurtosis<sup>3</sup> soit négatif, Godard a montré que le minimum de la fonction de coût conduit à l'égaliseur optimal. Pour  $p, q$  égaux à deux, on a une erreur  $e(n) = |z(n)|^2 - E\left[\frac{|a_n|^4}{E[|a_n|^2]}\right]$ , et le carré de cette erreur conduit à la fonction de coût de Godard pour  $p, q = 2$ . L'algorithme du gradient stochastique correspondant s'écrit :

$$e(n) = e(n-1) + uz(n)y(n) \quad (\text{II.31})$$

Cet algorithme tendant à annuler l'erreur  $\epsilon(n)$ , il est clair qu'il privilégie les solutions de module constant. Il a été développé dans cet esprit, ainsi différentes variantes, sous le nom de constant modulus algorithm (CMA). Cet algorithme s'implante très simplement.

**II.4.4.1. Critère de Module Constant (Constant Modulus criterion)**

Soit  $\{c_n\}$  iid centrée, circulaire  $E(c_n^2) = 0$ , de Kurtosis  $E(|c_n|^4) - 2E(|c_n|^2)^2 < 0$ .

Soit le critère du module constant

$$\varepsilon(L_n) = E[(|y_n|^2 - 1)^2] \quad (\text{II.32})$$

Dans le cas non bruité  $b_n = 0$ , Godard a montré que  $\varepsilon(L_n)$  est minimum si :

$$\forall n, y_n = \lambda c_{n-K} \quad (\text{II.33})$$

Où  $K$  est un retard (inconnu) et  $\lambda$  un coefficient complexe (inconnu).

Minimiser  $\varepsilon(L_n)$  permet de retrouver la suite  $c_n$  à un filtre trivial  $\lambda z^{-K}$  près.

**II.5. Algorithmes d'égalisation**

Dans la section précédente, nous avons défini plusieurs structures d'égalisation linéaires et non linéaires sans présenter les méthodes de calcul des coefficients d'égaliseurs. Dans cette section, nous présentons les algorithmes adaptatifs qui assurent l'ajustement automatique des coefficients d'égaliseurs par minimisation de l'erreur quadratique moyenne. Il existe deux grandes familles d'algorithmes d'adaptation : l'algorithme des moindres carrés moyens (LMS) et l'algorithme des moindres carrés récursifs (RLS). Le premier algorithme est largement utilisé pour sa simplicité de mise en œuvre et pour sa stabilité numérique. Le deuxième algorithme est connu par sa rapidité de convergence. Ces erreurs sont déterminées par la comparaison de la sortie de l'égaliseurs  $\hat{x}_k$  avec la valeur désirée  $x_k$  à chaque itération de l'algorithme. Cette erreur est donnée par :

$$e_k = x_k - \hat{x}_k \quad (\text{II.34})$$

Le symbole désire,  $x_k$  doit être connu au récepteur. Malheureusement, dans les situations pratique, la séquence émise  $\{x_k\}$  est inconnue (c'est ce qu'on cherche à obtenir)[11].

**II.5.1. Algorithme LMS**

L'algorithme LMS est une procédure itérative d'ajustement du vecteur des coefficients de la fonction de coût qui dépend de la sortie estimée et la sortie égalisée. L'équation récursive utilisée par l'algorithme LMS est donnée par :

$$c_{k+1} = c_k + \Delta(x_k - \hat{x}_k)v_k^* \quad (\text{II.35})$$

Où  $[\cdot]^*$  désigne le conjugué de  $[\cdot]$ .  $c_k$  est le vecteur des coefficients d'égaliseurs de longueur  $K$ ,  $v_k$  est valeur des échantillons du signal reçu de longueur  $K$  et  $\Delta$  est le pas

d'adaptation de l'algorithme LMS : il contrôle la stabilité et la convergence de l'algorithme. L'algorithme très simple : il nécessite  $2k + 1$  opération par itération ( $k$  étant le nombre de coefficients d'égalisation)[11].

### II.5.2. Algorithme RLS (Recursive Least Square)

L'algorithme RLS converge plus rapidement mais il est plus complexe que l'algorithme LMS. Il commence par une initialisation des coefficients du vecteur d'égaliseur à zéro :

$$c_{-1} = 0 \quad (\text{II.36})$$

$$p_{-1} = \mu I \quad (\text{II.37})$$

Où  $p$  est la matrice d'adaptation de dimension  $k \times k$ ,  $I$  est la matrice identité et  $\mu$  un entier positif généralement élevé. L'algorithme commence au temps  $k = 0$ . Il fonctionne de la manière suivante [12] :

$$\hat{x}_k = c_{k-1} v_k \quad (\text{II.38})$$

Une fois l'erreur est calculé la constante de kalman  $k_k$  et la matrice d'adaptation  $p_k$  pour ajuster les coefficients d'égaliseur :

$$k_k = \frac{p_{k-1} v_k}{\lambda + v_k^t p_{k-1} v_k} \quad (\text{II.39})$$

$$p_k = \frac{1}{\lambda} (p_{k-1} - k_k p_{k-1} v_k) \quad (\text{II.40})$$

La mise à jour des coefficients de l'égaliseur est donnée par la relation suivante :

$$\hat{c}_k = \hat{c}_{k-1} + p_k v_k^* (x_k - \hat{x}_k) = \hat{c}_{k-1} + k_k (x_k - \hat{x}_k) \quad (\text{II.41})$$

Où  $[.]^t$  désigne le transposé de  $[.]$ .  $\lambda$  est un facteur d'oubli : il contrôle les variations des propriétés de l'algorithme RLS. Chaque itération de l'algorithme RLS nécessite  $2.5k^2 + 4.5k$  opérations de calcul.

### II.5.3. Algorithme du Module Constant (CMA)

L'algorithme à module constant (noté souvent CMA pour Constant Modulus Algorithm) est un cas particulier de l'algorithme de Godard pour  $p = 2$ . La fonction de coût qui résulte de

$$\Psi_2[y(n)] = [R_2 |y(n)|^2]^2 \quad (\text{II.42})$$

Dépend de l'amplitude de ISI plus bruit à la sortie l'égaliseur. En conséquence, l'adaptation de l'algorithme CMA peut avoir lieu indépendamment et simultanément avec le fonctionnement du système de récupération de la porteuse.

L'algorithme CMA est résumée dans le Tableau II.1. Toutefois, en choisissant une valeur non raisonnable peut causer des problèmes lorsque l'égaliseur passe dans le mode Décision directe [12].

opération	Equation
égaliseur	$y(n) = \sum_{k=-L}^L W_k^* (n-1)x(n-k)$
Erreur	$e(n) = y(n)[R_2 y(n) ^2]$
Mise à jour	$W(n) = W(n-1) + \mu X(n)e^*(n)$
La constante de Godard	$R_2 \triangleq \frac{E[ a(n) ^4]}{E[ a(n) ^2]}$

**Tableau II.1 :** L'Algorithme du Module Constant (CMA)

En raison de sa réussite pratique et sa simplicité de calcul, l'algorithme CMA est largement utilisé dans l'égalisation aveugle et les systèmes réseau de traitement aveugle du signal.

L'algorithme CMA dans le Tableau II.1 effectue une minimisation du gradient stochastique de la surface d'erreur de module constant. En contraste avec la surface unimodale de l'EQM d'égaliseurs avec apprentissage, la surface d'erreur de module constant d'égaliseurs aveugles est multimodale. La multimodalité de la surface d'erreur et l'absence d'un signal de réponse désiré peut avoir des effets profonds sur les propriétés de convergence de CMA.

Puisque la surface d'erreur CMA est non-convexe, l'algorithme peut converger vers des minima indésirables, ce qui indique l'importance de la procédure d'initialisation. Dans la pratique, presque tous les égaliseurs aveugles sont initialisés en utilisant une procédure de centrage des coefficients: Tous les coefficients sont fixés à zéro, sauf pour le coefficient central (de référence), qui est fixé à une valeur supérieure à une certaine constante [13].

## I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé les conséquences d'un canal de transmission imparfait qui entraîne l'apparition d'interférence entre symboles. Le critère de Nyquist

spécifie des conditions sur la fonction de transfert globale pour pallier à cette interférence entre symboles. Cependant, dans le cas d'un canal imparfaitement connu, ou variable dans le temps, le critère de Nyquist ne peut être parfaitement vérifié, et l'interférence résiduelle ne peut être compensée que par un dispositif d'égalisation. Nous avons présenté les méthodes et les structures d'égalisation avec apprentissage, puis, nous avons présenté la méthode d'égalisation autodidacte (Aveugle). Nous avons supposé ici que le récepteur était synchrone avec l'émetteur. Le problème de synchronisation numérique n'est pas abordé dans ce mémoire.

*Chapitre III*  
*Résultats et discussion*



### III. Introduction

Dans ce chapitre nous allons étudier les performances de quelques techniques d'égalisation pour une transmission dans un système communication numérique. Nous allons utiliser le taux d'erreur binaire, (BER : Bit Erreur Rate) comme une mesure de performance. le comportement du BER sera illustré de deux façons. La première, par le tracé de la variation du BER en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) ou de façon équivalente du rapport énergie binaire sur densité spectrale du bruit  $E_b/N_0$ . La deuxième, est le tracé du diagramme de constellation des différents types de modulation à l'émission et à la réception.

Pour étudier ces performances, nous avons développé un programme sous l'environnement Matlab, ce qui représente l'essentiel de notre contribution dans ce mémoire, qui permet de simuler l'égalisation d'une transmission numérique.

Pour réaliser la simulation de la transmission, nous avons considéré l'approche suivante :

- Simuler les performances de quatre types d'égaliseur pour trois types de canaux.
- Simuler les performances des égaliseurs linéaires pour différents nombre de coefficients.
- Comparer les performances des égaliseurs linéaires et non linéaires.
- Simuler les performances pour différents ordres de modulation.

### III.1. Simulations et résultats

#### III.1.1. Comparaisons entre les égaliseurs

Nous allons comparer les performances de trois types d'égaliseurs. Nous allons considérer l'égaliseur MLSE, l'égaliseur linéaire, l'égaliseur non linéaire DFE. Pour l'égaliseur MLSE on va présenter le cas d'une connaissance parfaite du canal et le cas d'une connaissance imparfaite du canal. Nous allons utiliser un égaliseur linéaire à 31 coefficients avec l'algorithme LMS. Nous allons présenter aussi un égaliseur non linéaire DFE avec 15 coefficients directs et 15 coefficients en retour avec l'algorithme LMS. Pendant la simulation, nous avons utilisé l'algorithme RLS pour le premier block de donné afin d'assurer une convergence rapide des coefficients, puis, l'algorithme LMS afin d'assurer une exécution rapide. Le pas de progression est égale à 0.00001 pour le LMS et 0.999999 pour le RLS

Nous avons considère une modulation BPSK et les canaux de Proakis [14] suivants:

Le premier : [0.04 -0.05 0.07 -0.21 -0.5 0.72 0.36 0.21 0.03 0.07]

Le deuxième : [0.407 0.815 0.407]

Le troisième : [0.227 0.460 0.688 0.460 0.227]

La Figure III.1 montre les résultats de simulation du BER pour le troisième canal de Proakis. On remarque que les égaliseurs MLSE sont les plus performants. L'égaliseur linéaire est le moins performant, surtout lorsque le SNR augmente. Le BER diminue pour l'égaliseur DFE et MLSE mais diminue très lentement pour l'égaliseur linéaire.

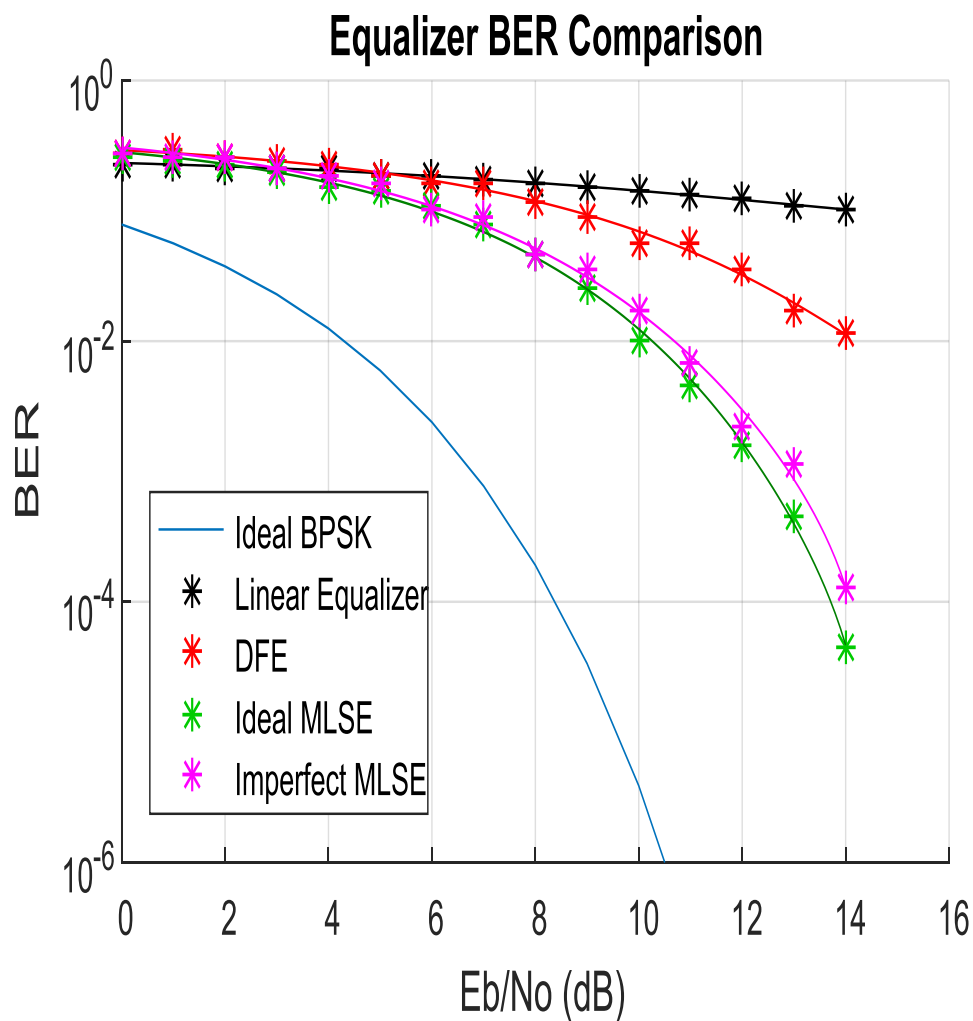
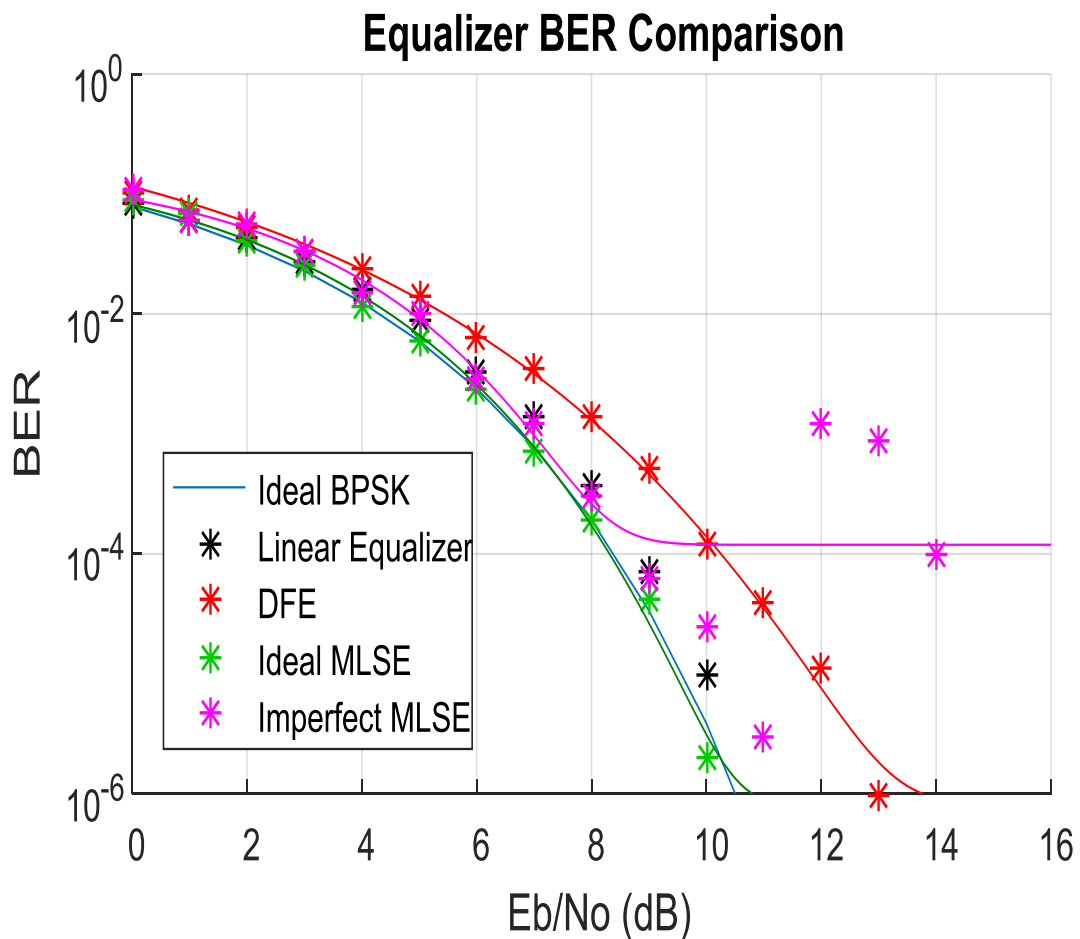


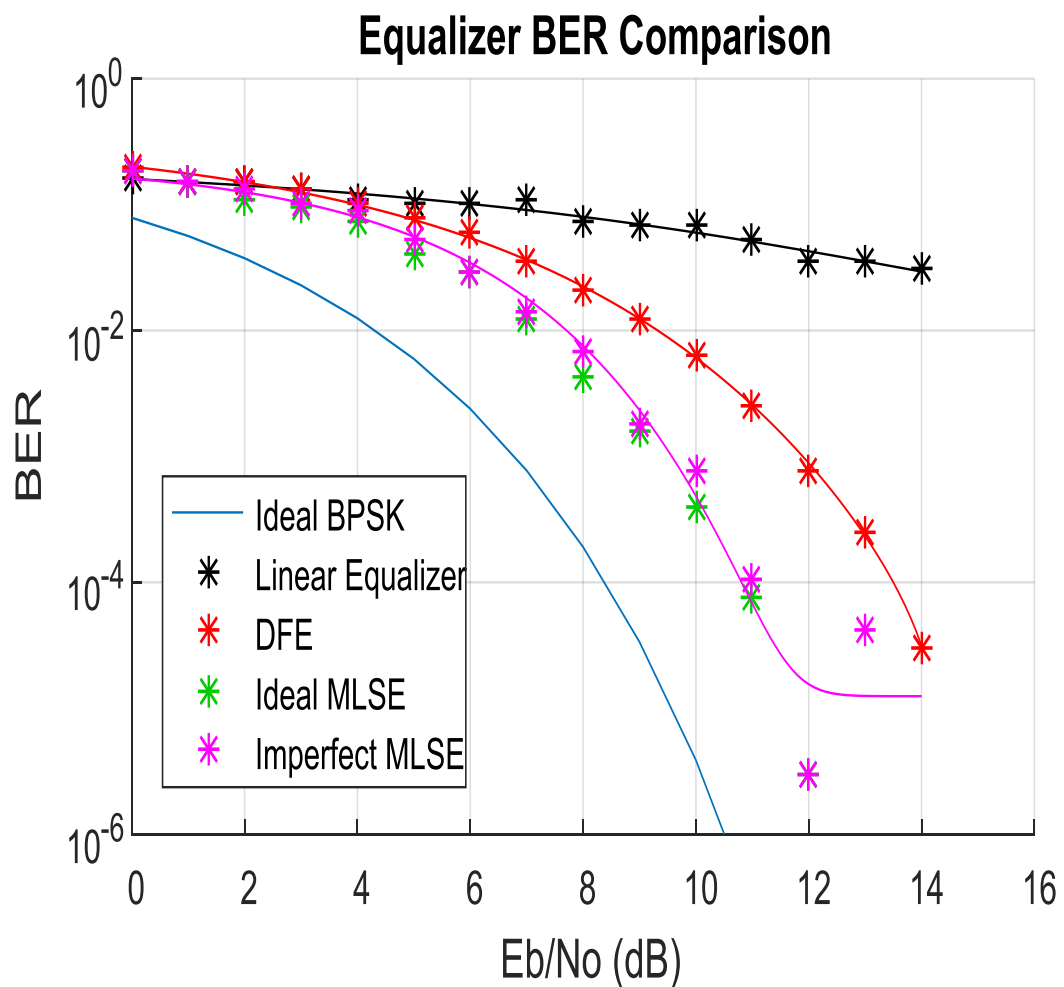
Figure III.1 : BER pour le troisième canal de Proakis.

La Figure III.2 montre les résultats de simulation du BER pour le premier canal de Proakis. On remarque que les égaliseurs MLSE et l'égaliseur linéaire LE présente les mêmes performances qui sont très proches de celle d'une BPSK idéale (canal égale à 1), ils sont les plus performants. L'égaliseur DFE est moins performant que l'égaliseur linéaire surtout lorsque le SNR augmente. Par contre, la mauvaise estimation du canal rend l'égaliseur MLSE moins performant. Ce résultat est dû à la nature du canal qui est un canal sans interférence.



**Figure III.2 :** BER pour le première canal de Proakis.

La Figure III.3 montre les résultats de simulation du BER pour le deuxième canal de Proakis. On remarque que les égaliseurs MLSE sont les plus performants. L'égaliseur linéaire est le moins performant, surtout lorsque le SNR augmente. Le BER diminue pour l'égaliseur DFE et MLSE mais diminue très lentement pour l'égaliseur linéaire. Par contre, la mauvaise estimation du canal rend l'égaliseur MLSE moins performant, surtout lorsque le SNR augmente. Ce résultat est dû à la nature du canal qui est un canal sans interférence.



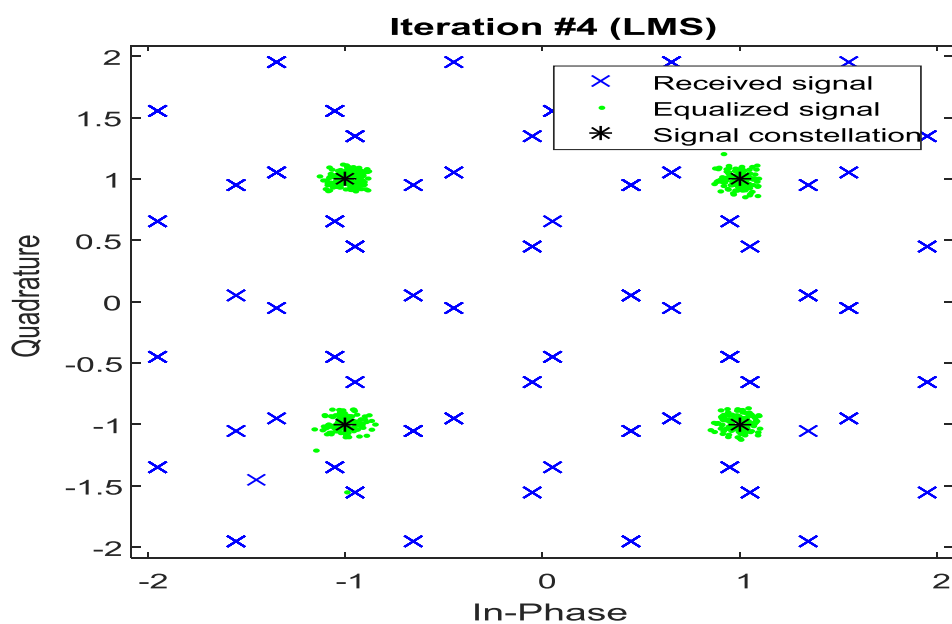
**Figure III.3** : BER pour le deuxième canal de Proakis.

### III.2.2. Diagrammes de constellation

#### Définition :

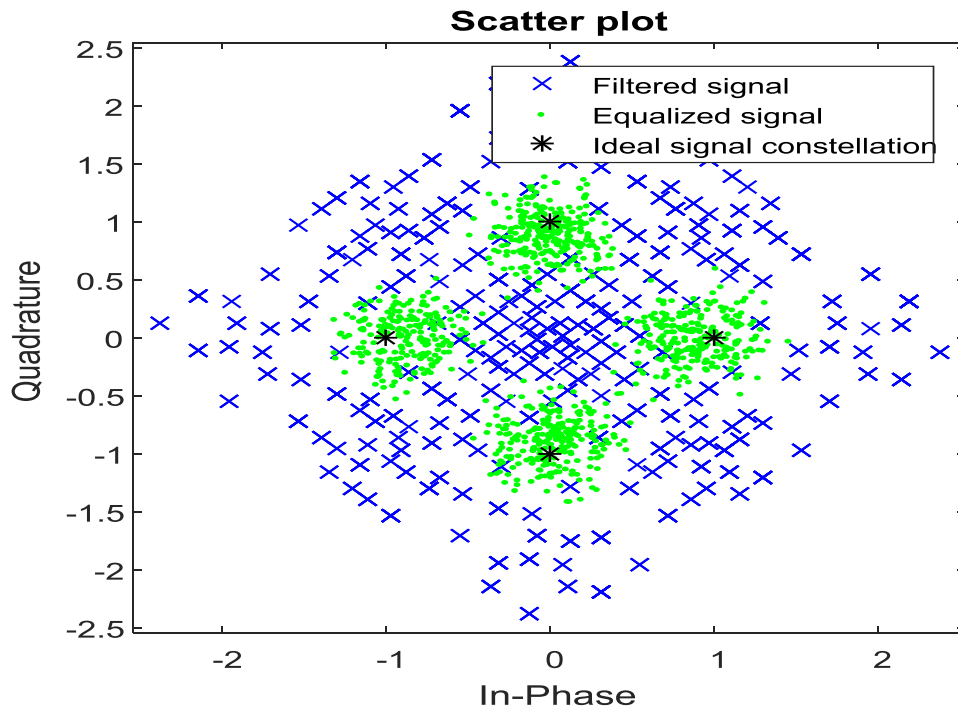
Un diagramme de constellation est la représentation d'un signal modulé par une modulation numérique comme la modulation d'amplitude en quadrature (QAM) ou la modulation par sauts de phase (PSK)... ; La représentation se situe dans un diagramme bidimensionnel dont les axes délimitent le plan complexe aux instants d'échantillonnage des symboles. Les points dans le plan complexe sont les images des symboles présents à cet instant donné, résultant de la modulation. Les diagrammes de constellation peuvent être utilisés pour identifier le type des interférences ou de la distorsion dans un signal.

Dans ce qui suit on va utiliser les Diagrammes de constellations pour une analyse comparative entre les différents types de modulations.



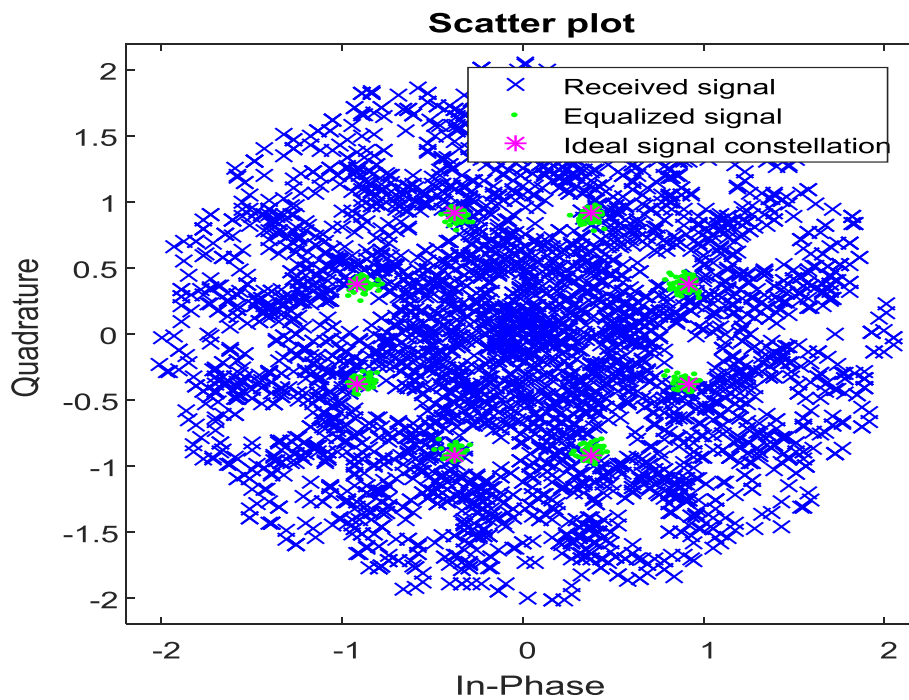
**Figure III.4 :** l'égaliseur linéaire utilisant l'algorithme LMS avec  $M=4$

Le figure ci-dessus illustrent l'égaliseur linéaire qui utilisant l'algorithme LMS avec  $M=4$ , on remarque que les symboles reçu sont très égalisé (IES presque nulle).



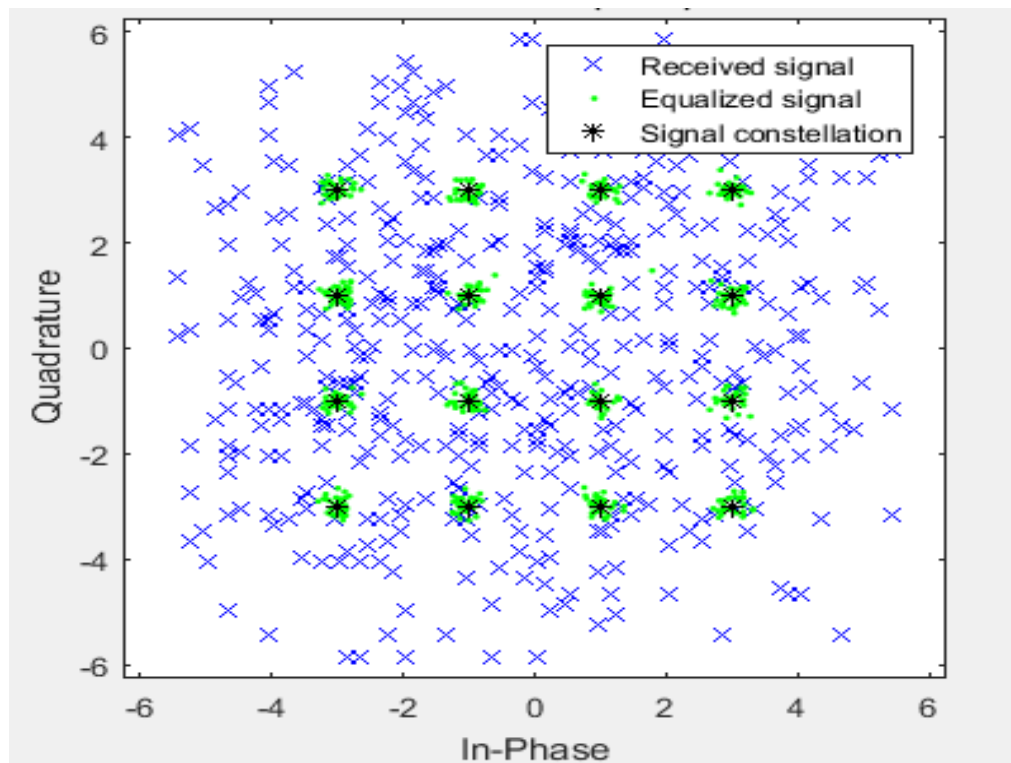
**Figure III.5:** diagramme de constellation QPSK avec l'égaliseur linéaire

Le figure ci-dessus illustrent diagramme de constellation QPSK avec l'égaliseur linéaire, on remarqué IES faible.



**Figure III.6 :** diagramme de constellation PSK-8 avec l'égaliseur non linéaire.

Le figure ci-dessus illustrent diagramme de constellation PSK -8 avec l'égaliseur non linéaire, on observé que la valeur de IES est très élevé .



**Figure III.7:** diagramme de constellation QAM-16 avec l'égaliseur linéaire.

Le figure ci-dessus illustrent diagramme de constellation QAM -16 avec l'égaliseur Linéaire, on observé que la valeur de IES est très élevé .

### III-3 Conclusion

D'après les figures précédentes, on peut conclure que l'égaliseur MLSE est l'égaliseur optimal qui permet de combattre l'IES dans les canaux à trajets multiple. Cependant, cet égaliseur nécessite des ressources et des temps de calcul importants.

Les égaliseurs linéaire LE et non linéaire DFE sont plus simple à mettre en œuvre. Les égaliseurs non linéaire DFE sont mieux adaptés aux canaux à distorsion, alors que les égaliseurs linéaires LE sont plus efficace pour des canaux a faible distorsion.



## *Conclusion générale*

## **CONCLUSION GENERALE**

Le travail que nous avons réalisé dans le cadre de ce mémoire nous a permis d'approfondir nos connaissances dans le domaine de l'égalisation des canaux sans fil. La compréhension des techniques d'égalisation permet de mieux combattre les effets de la sélectivité en fréquence des canaux et du phénomène de multiples trajets.

Tout au long de ce mémoire, nous avons introduit les caractéristiques essentielles des canaux sans fil, qui nous permettent de mieux comprendre les canaux à multi trajets.

Nous avons aussi présenté les techniques d'égalisation optimale, adaptatives et autodidactes.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté les résultats de la simulation d'une transmission numérique égalisée sur trois types de canaux sans fil.

L'analyse des résultats de simulation montre que :

L'égaliseur MLSE est l'égaliseur optimal qui permet de combattre l'IES dans les canaux à trajets multiples. Cependant, cet égaliseur nécessite des ressources et des temps de calcul importants. Les égaliseurs non linéaire DFE sont mieux adaptés aux canaux à distorsion alors que les égaliseurs linéaires LE sont plus efficace pour des canaux à faible distorsion.

Comme perspective à notre travail, on peut étudier l'égalisation des canaux à très haute fréquence (de l'ordre de dizaine de Giga Hertz) qui constituent les types de canaux candidats à la future génération de systèmes de communication sans fil 5G.

## *Références bibliographiques*

**Référence Bibliographies**

- [1]. Greenwood,D.and Hanzo ,L. caractérisation of mobile radio channels. Chapter 2,Mobile radio communication (ed. R. Steele ),Pentech Press-IEEE Press,London.1994.
- [2] . Friis, H.T.Anote on a simple transsmition formula. Prokc,IRE, 34(5), 254-256 1946.
- [3]. Okumura,Y.,Ohmori,E., Kawano, T., and Fukda,K. Field strength and its varaibility in VHF and UHF land mobile radio servies. Rev. Elec. Commun.Lab.16,825-873.1968.
- [4]. Erceg,V.,Greenstien, L.J.,Tjandra, S.Y.et al. An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments. IEEE J. Select. Areas Commun.,17(7),1205-1211.1997.
- [5]. IEEE (2007) 802.16j-06/013r3. Multi-Hop Relay System Evaluation Methodology (Channel Model and Performance Metric).
- [6]. Recommendation TTU-R M .1225. Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000.1997
- [7]. Sklar, B. (2002) Digital Communications: Fundamentals and Applications 2/E, Prentice Hall.(2002).
- [8]. Geneviève Baudoin . RADOI-COMMUNICATION.2<sup>e</sup> édition.DUNOD.LONDON .2007.
- [9]. Yvon Sosthène Yameogo. Etudes de nouvelles technique d'estimation et d'égalisation de canal adapté au système SC-FDMA, 2012.
- [10]. John G. Proakis, Charles M. Rader, Fuyun Ling, and C. L. Nikias. Advanced Digital Signal Processing. Mac Millan, 1992.
- [11]. ABDELLAH BERDA. Egalisation aveugle et turbo égalisation dans les canaux sélectifs en fréquence invariants et variants dans le temps,2006.
- [12]. S.Haykin.Adaptative-filter theory.prenlice Hall,1986.
- [13]. Manolkis, V. K.Ingle,et S.M.Kogon.statistique and adaptive signal Processing.Norwod,MA,U.S.A:Artech hose,2005.
- [14] Proakis J. G. – *Digital Communications*, 4<sup>e</sup>édition, New York, Mc Graw-Hill, 2000.

## Résumé

Dans les dernières années, on a enregistré une grande activité des recherches scientifiques concernant le domaine des communications sans fil. Pour répondre aux attentes des utilisateurs nécessitant des débits élevés notamment pour les transmissions multimédia, de nouvelles techniques ont été développées. Ces nouvelles techniques doivent résoudre les contraintes de propagation dans le canal sans fil, à savoir, l'interférence entre symboles et l'occupation spectrale.

Le but de cette étude est de savoir comment égaliser un canal sans fil dégradé par une sélectivité en fréquence et par le phénomène des trajets multiples. Trois types d'égaliseur sont présentés, l'égaliseur optimal, l'égaliseur adaptatif et l'égaliseur autodidacte, afin d'étudier la convenance de chacun d'entre eux à une transmission avec le minimum d'interférences.

**Mots clés:** Egaliseur, ISI, LMS, DFE, CMA

## Abstract

In recent years, there has been a great activity of scientific research in the field of wireless communications. To meet the expectations of users requiring higher throughput particularly for multimedia transmissions, new techniques have been developed. These new techniques must resolve constraints of propagation in the wireless channel, namely, the interference between symbols and the spectral occupation. The purpose of this study is to know how to equalise a wireless channel degraded by frequency selectivity and the multipath phenomenon. Three types of equalizer are presented, the optimal equalizer, the Adaptive equalizer and the blind equalizer, in order to study the suitability of each of them to a transmission with low interference.

**Keywords:** Equalizer, ISI, LMS, DFE, CMA.

## ملخص

في السنوات الأخيرة ، حدث توسع هائل في أنشطة البحثية في مجال الاتصالات السلكية ولاسلكية لتلبية الطلبات المتزايدة وخاصة مستخدمي الاتصالات الصوتية واتصالات البيانات إلى سعة أكبر . لنقل بيانات بسرعة تدفق عالية، فقد تم تطوير تقنيات جديدة لهذه الاحتياجات. حيث استخدمت فيها شبكات لاسلكية لتحل محل شبكات سلكية، لكن الحد من القدرة و ازدحام الطيف وتعدد مسار الإرسال وتداخل الرموز هو العقبة الرئيسية التي تقيد تكنولوجيات الترددات اللاسلكية و تمنعها من أن تكون حلا محتملا لتوليد اتصالات عالية السرعة. لهذا السبب قمنا بهذه الدراسة.

الهدف الرئيسي من عملنا هو كيف نعدل (égalisée) قناة لاسلكية انتقائية (sélectif). حيث استعملنا ثلاث تقنيات التعديل (égalisation)، التعديل الأمثل (optimale) ، التعديل المكيف (adaptative) و التعديل العصامي (autodidacte)، لمعرفة مدى ملائمة كل نوع للإرسال بأقل تداخل ممكنة.

**الكلمات المفتاحية:** المعدل، تداخل الرموز، خوارزمية LMS، معدل غير خطي، خوارزمية CMA.