

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE

Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme de Master en Électronique

Thème :

**Évaluation des méthodes d'estimation du canal pour le système IEEE 802.11a**

Encadré par :

Pr. Adel BELOUHRANI

Réalisé par :

Ikram BOUKHEDIMI

**Promotion: Juin 2013**

## Remerciements

Au terme de ce projet réalisé à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mon encadrant Professeur Adel BELOUHRANI qui, grâce à sa disponibilité, aide et rigoureux conseils, j'ai pu mener à bien ce projet.

Mes remerciements s'adressent également aux membres du jury qui ont accepté de juger ce travail.

Je remercie également ma famille qui nous m'a soutenue tout au long de mon cursus, mes amis qui m'ont encouragée et à tous ceux qui m'ont aidée, de près ou de loin, à accomplir ce projet.

Ikram BOUKHEDIMI

## ملخص :

في هذه الأطروحة، ثلاث طرق لتقدير القناة تم تنفيذها وتقييمها في نموذج الطبقة الفيزيائية ل standard 802.11a المتواجد. الطرق المختارة تتركز على سلسلتين: سلسلة التمرين و الحوامل الجزئية التجريبية في الرموز. وقد أجريت دراسة مقارنة بين هذه الأساليب من خلال الأداة الإحصائية و معدل الخطأ الثنائي.

كلمات مفتاحية: OFDM ، a802.11 ، معادلة، AWGN ، المتعددة الطرق، MC ، RLS.

## **Résumé :**

Dans ce projet, trois méthodes d'estimation du canal ont été implémentées et évaluées dans un modèle de couche physique du standard 802.11a existant. Les méthodes choisies se basent sur deux supports : la séquence d'entraînement ou les pilotes présents dans les symboles. Une étude comparative entre ces méthodes a été menée par le biais de l'outil statistique, le taux d'erreurs binaire.

**Mots clés :** OFDM, 802.11a, égalisation, AWGN, multi-trajets, MC, RLS, interpolation.

## **Abstract:**

In this thesis work three channel estimation methods are implemented and evaluated in an existing 802.11a physical layer simulator. The selected methods are based whether on a training sequence or the pilots that are present in each OFDM symbol. A comparison between these three has been conducted based upon the calculus of the Bit Error Rate.

**Key words:** OFDM, 802.11a, equalization, AWGN, multipath, LS, RLS, interpolation.

## Liste des acronymes

AWGN : Additive White Gaussian Noise

BER : Bit Error Rate

BPSK : Bi-Phase Shift Keying

CP : Cyclic Prefix

DBPSK : Differential Bi-Phase Shift Keying

DFT : Discrete Fourier Transform

FFT : Fast Fourier Transform

ICI : Inter-Carrier Interference

iDFT: Inverse Discrete Fourier Transform

IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers

iFFT : Inverse Fast Fourier Transform

ISI : Inter-Symbol Interference

OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing PSK : Phase Shift Keying

QAM : Quadrature Amplitude Modulation

QPSK : Quadrature Phase Shift Keying

RF : Radio Frequency

RLS : Recursive Least Squares

SFN : Single Frequency Network

SNR : Signal to Noise Ratio

UER : Union Européenne de Radiodiffusion

WiFi : Wireless Fidelity

# Liste des figures

Fig.1.Sous-porteuses dans un symbole OFDM – standard 802.11a.....	4
Fig.2.Structure d'une trame 802.11 a.....	5
Fig.3.Structure des symboles pilotes dans une trame OFDM 802.11a.....	8
Fig.4.Masque spectral 802.11a.....	9
Fig.5.Émetteur d'un système 802.11a.....	10
Fig.6 Récepteur d'un système 802.11a.....	10
Fig.7.Modèle implémenté sur Matlab.....	12
Fig.8. Réponse fréquentielle du canal estimée par la méthode LS (AWGN).....	14
Fig.9.a.Constellation reçue avant correction (AWGN).....	15
Fig.9.b. Constellation reçue après correction (AWGN).....	15
Fig.10.a. Partie réelle de la réponse fréquentielle du canal estimée par la méthode LS (AWGN + Rayleigh).....	15
Fig.10.b.Partie imaginaire de la réponse fréquentielle du canal estimée par la méthode LS (AWGN + Rayleigh).....	15
Fig.11.a.Constellation reçue avant correction (AWGN + Rayleigh).....	16
Fig.11.b.Constellation reçue correction (AWGN + Rayleigh).....	16
Fig.12. Principe de l'interpolation spline cubique.....	17
Fig.13.Réponse fréquentielle estimée par interpolation (AWGN).....	17
Fig.14.a. Constellation reçue avant correction .....	18
Fig.14.b. Constellation corrigée par l'interpolation.....	18
Fig.15. Réponse fréquentielle estimée par la méthode d'interpolation spline cubique.....	18
Fig.16.a. Constellation reçue avant correction.....	19
Fig.16.b. Constellation reçue après correction.....	19
Fig.17. Estimateur RLS.....	20
Fig.18.a. Constellation reçue avant correction.....	23
Fig.18.b. Constellation corrigée.....	23
Fig.19.a Constellation reçue avant correction .....	23
Fig.19.b. Constellation reçue après correction.....	23
Fig.20.Tracés du BER pour les trois méthodes d'estimation du canal (AWGN).....	24
Fig.21.Tracés du BER pour les trois méthodes d'estimation du canal.....	25

# Table des matières

Remerciements .....	i
Résumé : .....	ii
Liste des acronymes.....	iii
Liste des figures.....	iv
INTRODUCTION : .....	2
1. LES STANDARDS 802.11 : .....	3
<b>1.1. La norme 802.11a :</b> .....	3
<b>1.2. La norme 802.11b :</b> .....	3
<b>1.3. La norme 802.11g :</b> .....	3
<b>1.4. La norme 802.11e :</b> .....	3
<b>1.5. La norme 802.11i :</b> .....	3
2. SYSTEME IEEE 802.11a : .....	4
<b>2.1. Description du 802.11a :</b> .....	4
<b>2.2. Structure de la trame 802.11a :</b> .....	5
<b>2.3. Expression mathématique du signal :</b> .....	5
<b>2.4. Préambule court :</b> .....	6
<b>2.5. Préambule long :</b> .....	6
<b>2.6. Champ SIGNAL :</b> .....	7
<b>2.7. Sous-porteuses pilotes :</b> .....	7
<b>2.8. Disposition des porteuses :</b> .....	7
<b>2.9. Spectre 802.11a :</b> .....	8
<b>2.10. ÉMETTEUR ET RÉCEPTEUR 802.11a</b> .....	9
<b>2.10.1. Chaîne d'émission :</b> .....	9
<b>2.10.2. Chaîne de réception :</b> .....	10
3. Modèle appliqué : .....	12
4. Méthodes d'estimation du canal : .....	12
<b>4.1. Estimateur à Moindres Carrées, MC :</b> .....	13
<b>4.1.1. Cas 1 : canal AWGN (SNR= 17dB)</b> .....	14
<b>4.1.2. Cas 2 : canal AWGN + Trajets multiples.</b> .....	15
<b>4.2. Interpolation Spline Cubique</b> .....	16
<b>4.2.1. Cas 1 : canal AWGN (17dB)</b> .....	17
<b>4.2.2. Cas 2: canal à trajets multiples + AWGN (17dB)</b> .....	18
<b>4.3. Algorithme « Recursive Least Squares » :</b> .....	19
<b>4.4. Comparaison entre les différentes techniques d'estimation du canal :</b> .....	23
5. Conclusion: .....	25

## INTRODUCTION :

La connectivité sans fil pour les ordinateurs est maintenant bien établie et pratiquement tous les nouveaux ordinateurs portables contiennent une fonctionnalité Wi-Fi gratuite. Souvent appelée Wi-Fi, la norme IEEE 802.11 est devenue le standard de facto, parmi les solutions WLAN disponibles.

Avec des vitesses de fonctionnement pouvant atteindre 54 Mb/s, le Wi-Fi est en mesure de rivaliser avec les systèmes câblés en support de cuivre. De plus, la flexibilité et la performance des systèmes basés sur les standards IEEE 802.11 ont fait que le Wi-Fi devienne très répandu et d'usage courant. Par exemple, les gens peuvent connecter leurs ordinateurs portables quand ils attendent dans les hôtels, les salons des aéroports, des cafés, et de nombreux autres endroits en utilisant un lien sans-fil plutôt que de devoir utiliser un câble.

Hormis le fait que les standards 802.11 sont utilisés pour des connections et des applications WLAN temporaires, ils peuvent aussi offrir des fonctions et des installations permanentes. L'utilisation d'équipements WLAN dans les bureaux permet à ceux-ci d'être mis en place sans avoir recours à des câblages permanents. Ainsi, les installations seront flexibles et leurs évolutivités simples à réaliser.

Ainsi, la norme IEEE 802.11 est l'une des normes les plus largement utilisés pour les communications sans fil et est régulièrement mise à jour pour répondre aux besoins futurs. Elle précise les paramètres des couches inférieures du modèle OSI comme des schémas de modulation et les formats de trames ce qui donne aux vendeurs la liberté de choisir leur méthode préférée pour l'estimation de canal.

Ce mémoire s'organise essentiellement sur deux sections. Dans la première, nous allons détailler les aspects techniques relatifs à ce système notamment la structure d'une trame 802.11a, l'utilisation de l'OFDM, et aussi la méthode de synchronisation adoptée. La deuxième section quant à elle traite les méthodes d'estimation du canal les plus utilisées en pratique. Des comparaisons en termes de BER vont démontrer la performance de chacune.

Le simulateur de la couche physique sur lequel on s'est basé a été réalisé pour une autre étude. Il sera détaillé dans les sections à venir.

## **1. LES STANDARDS 802.11 :**

Le Wi-Fi est un regroupement de plusieurs normes IEEE 802.11 (802.11a, b, g, e, h,...). Celles-ci se différencient principalement par la bande passante, la distance d'émission, ainsi que le débit de données qu'elles peuvent atteindre. Les principales extensions sont les suivantes [1] :

### **1.1.La norme 802.11a :**

La norme IEEE 802.11a ou Wi-Fi 5 est définie en 2001. Elle permet d'obtenir un haut débit (54 Mbps théoriques, 30 Mbps réels). Son avantage par rapport aux autres normes 802.11 est qu'elle dispose d'une plus grande bande passante (5 GHz) donc peu encombrée, et offre des débits plus importants que 802.11 b (11 Mbps). L'IEEE 802.11a utilise une technique de modulation OFDM. Les inconvénients de cette norme sont sa faible portée (15m) et son incompatibilité avec 802.11b. [1]

### **1.2.La norme 802.11b :**

Le terme Wi-Fi, fait référence à cette norme qui fut la première norme des WLAN utilisée par un grand nombre d'utilisateurs, elle a été approuvée le 16 Décembre 1999 par l'IEEE. La norme Wi-Fi permet l'interopérabilité entre les différents matériels existants et offre des débits de 11 Mb/sec, avec une portée de 300m dans un environnement dégagé. Elle fonctionne dans la bande des 2,4GHz, séparée en plusieurs canaux. Son inconvénient est le risque d'interférence avec les appareils fonctionnant aux mêmes fréquences (four à microonde, matériel sans fils, ...). [1]

### **1.3.La norme 802.11g :**

Cette norme a été développée en 2003. Elle étend la norme 802.11b, en augmentant le débit jusqu'à 54Mbps théorique (30 Mbps réel). Elle fonctionne aussi à 2,4GHz, ce qui rend les deux normes parfaitement compatibles. Grâce à cela, les équipements 802.11b sont utilisables avec les points d'accès 802.11g et vice versa. Cependant, 802.11g utilise la technique de modulation OFDM [1].

### **1.4.La norme 802.11e :**

Disponible depuis 2005. Elle vise à donner des possibilités en matière de qualité de service (QoS) au niveau de la couche liaison de données. Ainsi, cette norme a pour but de définir les besoins des différents paquets en termes de bande passante et de délai de transmission de telle manière à permettre notamment une meilleure transmission de la voix et de la vidéo. [1]

### **1.5.La norme 802.11i :**

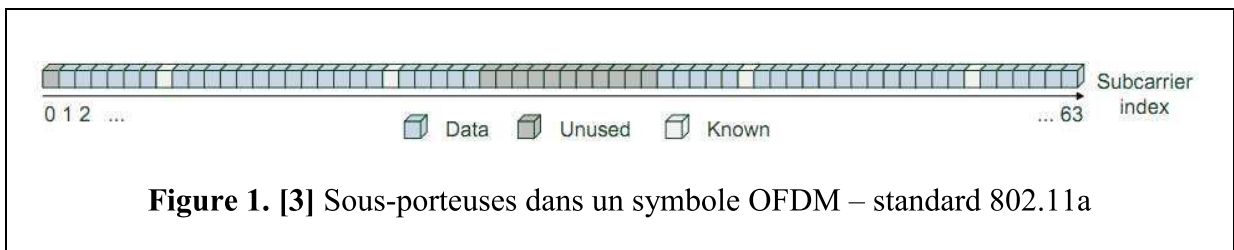
Ratifiée en juin 2004, cette norme décrit des mécanismes de sécurité des transmissions. Elle propose un chiffrement des communications pour les transmissions utilisant les technologies 802.11a, 802.11b et 802.11g. De plus, la 802.11i agit en interaction avec les normes 802.11b et 802.11g. Ainsi, le débit théorique est inchangé, à savoir 11 Mb/s pour la 802.11b et 45 Mb/s pour la 802.11g.[1]



## 2. SYSTEME IEEE 802.11a :

### 2.1.Description du 802.11a :

Les systèmes basés sur le standard 802.11a utilisent le mode transmission OFDM avec  $N_{FFT}= 64$  sous-porteuses. Cependant, seulement  $N_{ST}= 52$  des 64 sous-porteuses sont actives et utilisées pour la transmission d'informations utiles. Les autres porteuses sont mises à zéro. C'est-à-dire que l'on présente une valeur nulle devant les entrées correspondantes de l'iFFT. Parmi les 52 porteuses utilisées, 4 d'entre elles vont servir à véhiculer des signaux connus appelés pilotes. En définitive il restera 48 porteuses utiles. On adjoint un intervalle de garde sous la forme d'un préfixe cyclique afin de prendre en compte les multi-trajets du canal. Une illustration du format d'un symbole OFDM est donnée dans la figure 1. [2]



#### ➤ Paramètres d'un symbole OFDM :

La durée d'un symbole OFDM est  $T_{FFT} = 3.2 \mu s$  et un préfixe cyclique d'une durée  $T_{CP} = 0.8 \mu s$  ajouté pour chaque symbole OFDM. Donc, après insertion de celui-ci, le symbole OFDM émis dure  $4 \mu s$ . [4]

La norme WiFi 802.11a occupe un canal  $B = 20 \text{ MHz}$  (donc une durée  $T = 50 \mu s$ ) dans la bande des 5 GHz. Les paramètres essentiels sont résumés dans le tableau 1.

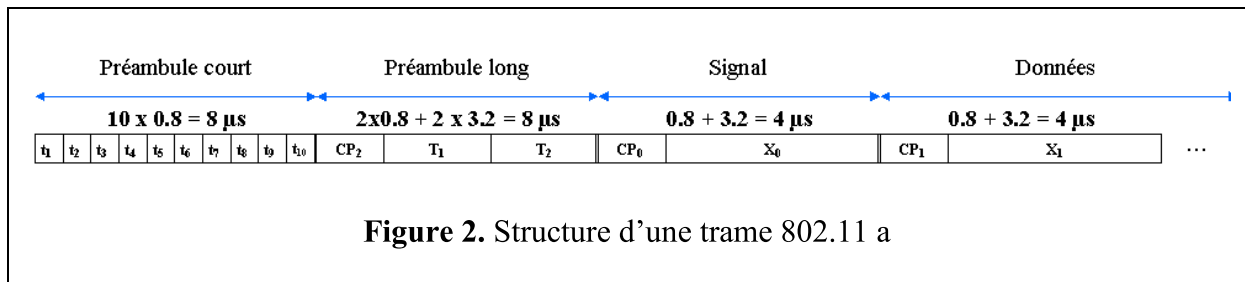
**Tableau 1– Paramètres temporels [4]**

Paramètres	Valeurs
$N_{FFT}$ : Nombre de sous-porteuses total	64
$N_{SP}$ : Nombre de sous-porteuses pilotes	4
$N_{SD}$ : Nombre de sous-porteuses données	48
$N_{ST}$ : Nombre de sous-porteuses actives	52 ( $N_{SD} + N_{SP}$ )
$\Delta f$ : Espacement fréquentiel entre sous-porteuses	0.3125 MHz (=20 MHz/64)
$T_{FFT}$ : Période iFFT/FFT	3.2 $\mu s$ ( $1/\Delta f$ )
$T_{Preamble}$ : Durée totale du préambule	16 $\mu s$ ( $T_{court} + T_{long}$ )
$T_{SIGNAL}$ : Durée du champ SIGNAL	4.0 $\mu s$ ( $T_{CP} + T_{FFT}$ )
$T_{CP}$ : Durée du préfixe cyclique	0.8 $\mu s$ ( $T_{FFT}/4$ )
$T_{CP2}$ : Durée du CP de la séquence d'entraînement	1.6 $\mu s$ ( $T_{FFT}/2$ )
$T_{SYM}$ : Durée du symbole.	4 $\mu s$ ( $T_{CP} + T_{FFT}$ )
$T_{court}$ : Durée du préambule court	8 $\mu s$ ( $10 \times T_{FFT} / 4$ )
$T_{long}$ : Durée du préambule long	8 $\mu s$ ( $T_{CP2} + 2 \times T_{FFT}$ )

## 2.2. Structure de la trame 802.11a :

Le signal 802.11a est émis sous forme de trames OFDM. Celles-ci consistent en plusieurs symboles OFDM concaténés. Une trame débute par un préambule court qui est constitué de dix symboles courts identiques ( $t_1, t_2, \dots, t_{10}$ ), chacun de durée égale à  $0.8\mu s$ . Ce préambule est utilisé principalement pour la détection du signal, l'estimation du décalage fréquentiel et pour la synchronisation temporelle. Un préambule long s'ensuit. Également appelé « séquence d'entraînement », ce préambule comprend deux symboles ( $T_1, T_2$ ), chacun de durée  $3.2\mu s$ . Ceux-ci sont utilisés essentiellement pour l'estimation du canal. Il faut noter que comme les dix symboles courts ( $t_1, t_2, \dots, t_{10}$ ) sont identiques, ils agissent comme préfixe cyclique les uns pour les autres. C'est-à-dire que  $t_1$  est un préfixe cyclique pour  $t_2$  qui est lui-même un préfixe cyclique pour  $t_3$  et ainsi de suite. Ceci est valable également pour les symboles  $T_1$  et  $T_2$ . [3]

Après la séquence d'entraînement, la trame OFDM contient un symbole OFDM appelé « SIGNAL OFDM » qui contient des informations sur la longueur de la trame OFDM, le type de modulation et les débits de codage. Les symboles subséquents ne contiennent que les données utiles à transmettre. (Figure 2).



Avec  $CP_2$  préfixe cyclique de longueur  $T_{CP2} = 2$ .  $T_{CP} = 1.6\mu s$ . (Tableau 1)

## 2.3. Expression mathématique du signal :

Les signaux transmis seront décrits dans les équations sous une notation complexe d'un signal en bande de base. Cependant, le signal réel transmis est donné par :

$$r_{RF}(t) = Re\{r(t) \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (1)$$

Où  $Re$  : partie réelle d'une variable complexe ;

$f_c$  : Fréquence de la porteuse centrale.

Le signal en bande de base transmis est formé par une concaténation de plusieurs symboles OFDM, sous-trames :

$$r_{trame}(t) = r_{Préambule}(t) + r_{SIGNAL}(t - t_{SIGNAL}) + r_{Données}(t - t_{Données}) \quad (2)$$

Les signaux qui constituent l'équation (2) sont détaillés dans 4, 3.5 et 3.6. La valeur  $t_i$  correspond à la durée d'une sous-trame ; par exemple :  $t_{SIGNAL} = 16\mu s$  (tableau 1).

Toutes les sous-trames sont construites au biais d'une iFFT d'un ensemble de coefficients,  $C_k$ , qui seront définis plus tard comme données, pilotes ou symboles d'entraînement (de 3.4 à 3.6).

$$r_{\text{sous-trame}}(t) = w_{T_{\text{sous-trame}}}(t) \sum_{k=-N_{ST}/2}^{N_{ST}/2} C_k \exp(2j\pi \cdot k \cdot \Delta f)(t - t_{\text{garde}}) \quad (3)$$

Les paramètres  $\Delta f$  et  $N_{ST}$  sont décrits dans le tableau 1. La forme d'onde ainsi obtenue est périodique de période  $T_{FFT} = 1/\Delta f$ . Le fait d'introduire  $t_{\text{garde}}$  crée un 'préfixe circulaire' qui est utilisé pour faire face à l'ISI. Trois types de  $t_{\text{garde}}$  sont utilisés dans le 802.11a : pour le préambule court (=  $0\mu\text{s}$ ), pour la séquence d'entraînement (=  $T_{CP2}$ ) et pour les symboles de données (=  $T_{CP}$ ). (Tableau 1).

La sous-trame est limitée par la multiplication par une fonction fenêtre dans le domaine temporel,  $w_{T_{\text{sous-trame}}}(t)$ . Celle-ci est définie comme une impulsion rectangulaire,  $w_T(t)$  d'une durée  $T$  correspondant à  $T_{\text{sous-trame}}$ . [4]

#### 2.4. Préambule court :

Comme on l'a vu plus haut, le préambule court se constitue de dix symboles courts. Chacun de ces derniers est constitué de 12 sous-porteuses qui sont modulées par les éléments de la séquence  $S$ , donnée par :

$$S_{-26,26} = \sqrt{\frac{13}{6}} [ 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0 ]$$

Le signal du préambule,  $r_{\text{court}}(t)$  sera généré par l'équation :

$$r_{\text{court}}(t) = w_{T_{\text{court}}}(t) \sum_{k=-N_{ST}/2}^{N_{ST}/2} S_k \exp(2j\pi \cdot k \cdot \Delta f \cdot t) \quad (4)$$

Le fait que seulement les porteuses d'indice multiple à 4 dans la séquence  $S_{-26,26}$  sont d'amplitudes non nulles implique une périodicité du signal égale à  $T_{FFT}/4 = 0.8 \mu\text{s}$ . Ainsi,  $T_{\text{court}}$  est égale à dix périodes de  $0.8\mu$  (c.à.d.  $8\mu\text{s}$ ).

La génération des symboles courts du préambule court est illustrée dans l'annexe A.1. [4]

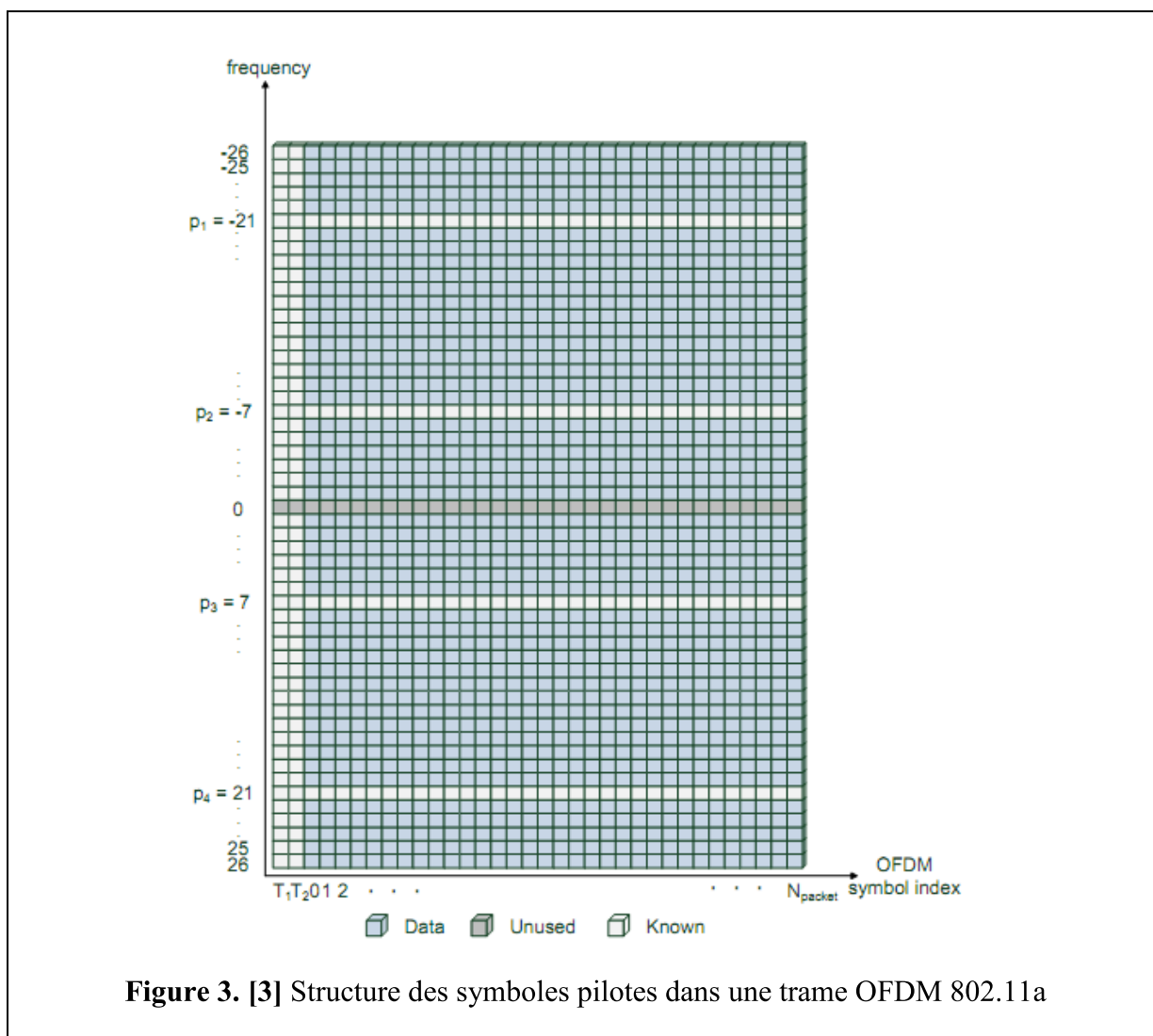
#### 2.5. Préambule long :

Un symbole de la séquence d'entraînement consiste en 53 sous-porteuses (52 actives plus la porteuse d'indice 0), qui sont modulées par les éléments de la séquence  $L$ , donnée par :

$$L_{-26,26} = [ 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 0,$$



La figure 3 montre les pilotes et les porteuses données. Les sous-porteuses ayant pour indices  $-26 \rightarrow -1$  dans la figure 3 correspondent aux indices  $38 \rightarrow 63$  dans la figure 1. Les deux symboles OFDM ( $T_1, T_2$ ) de la figure 3 correspondent au préambule long qui consiste en 52 sous-porteuses. Le 'SIGNAL OFDM' correspond à l'indice 0 et les symboles données aux indices  $1, \dots, N_{\text{frame}}$ . Le champ « SIGNAL » est identique à un symbole de données ordinaire. Tous les deux contiennent 4 pilotes d'indices respectifs :  $-21, -7, 7$  et  $21$ . Les sous-porteuses restantes constituent les données réelles. [3]



### 2.9.Spectre 802.11a :

Tout spectre d'un signal 802.11a transmis doit être conforme au masque spectral exigé par la norme IEEE 802.11a-1999, section 17.3.9.2. Le spectre transmis doit avoir les spécifications suivantes :

- Une bande passante qui ne dépasse pas **18 MHz** centrée à  $f_c$ ;
- **0 dBr** de  $f_c$  jusqu'à  $f_c \pm 9\text{MHz}$  ;
- **-20 dBr** à un écart en fréquence égale à **11MHz** de  $f_c$  ;
- **-28 dBr** à un écart en fréquence égale à **20 MHz** de  $f_c$  ;
- **-40 dBr** à un écart en fréquence à partir de **30 MHz** de  $f_c$  ;

Où **dBr** est le niveau en **dB** relative au maximum de la densité spectrale de puissance du signal. Le spectre doit donc se situer à l'intérieur de ce masque, comme montré dans la figure 4. [5]

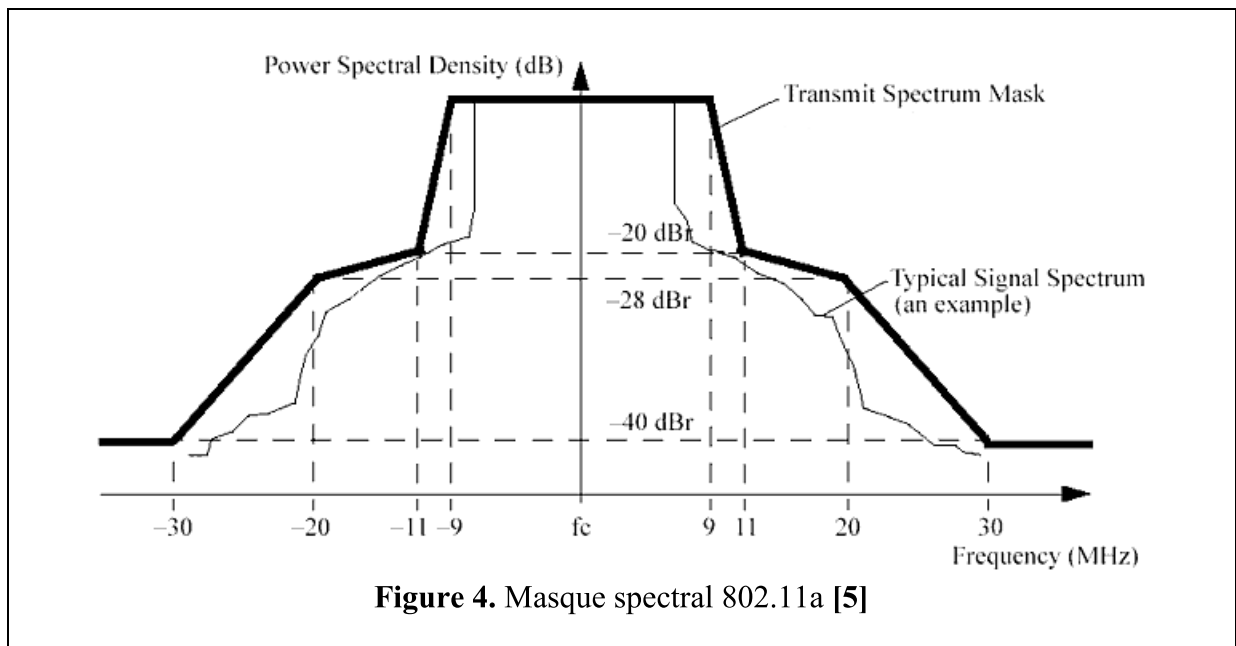


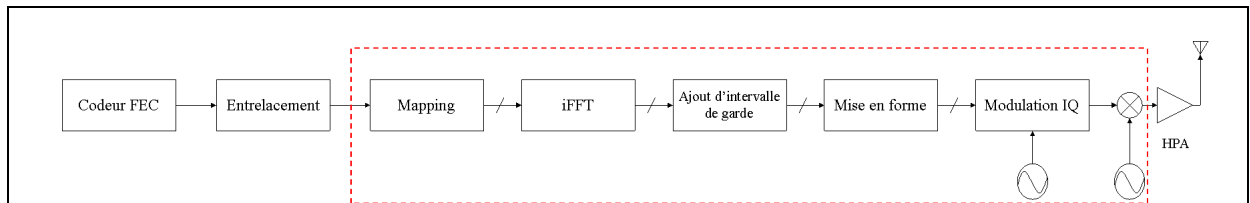
Figure 4. Masque spectral 802.11a [5]

## 2.10. ÉMETTEUR ET RÉCEPTEUR 802.11a

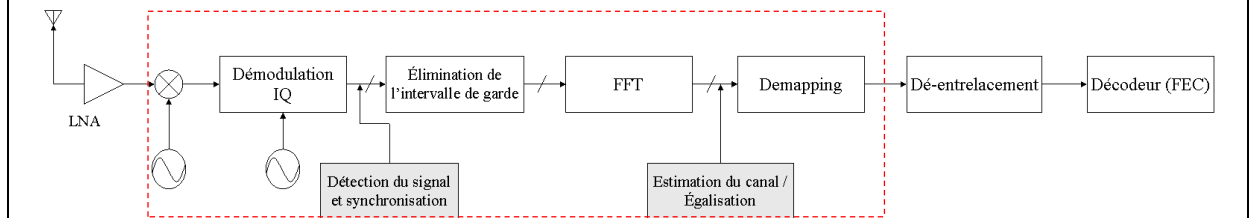
La figure 5 donne le schéma synoptique d'un émetteur et d'un récepteur 802.11a classique.

### 2.10.1. Chaîne d'émission :

- Codage et entrelacement : Comme le canal de transmission est fortement perturbé (propagations par trajets multiples, effet Doppler,...), un code de correction d'erreurs est requis. Ainsi, la première étape est le codage convolutif. Le principe de ce codeur est de lier un bit à un ou plusieurs bits précédents de sorte à pouvoir retrouver sa valeur en cas de problème. Plusieurs débits de codage sont disponibles : 1/2, 2/3, ou 3/4. [4]
- Mapping / Modulation : Le signal binaire ainsi obtenu est divisé en groupes de (1, 2, 4, ou 6) bits. Ces derniers sont convertis en nombres complexes sous forme de constellation d'une modulation BPSK, QPSK, 16-QAM, ou 64-QAM. La conversion est réalisée conformément aux constellations codées en Gray. Le type de modulation est choisi selon le débit requis. Le tableau 3 donne tous les paramètres relatifs aux différents débits. La suite consiste en une modulation OFDM qui a été détaillée dans le premier chapitre.



**Figure 5** Émetteur d'un système 802.11a



**Figure.6.** Récepteur d'un système 802.11a

**Tableau 3– Paramètres relatifs aux débits. [4]**

Débit de données (Mbits/s)	Modulation	Débit de codage (R)	Bits codés par sous-porteuse ( $N_{b/sp}$ )	Bits codés par symbole OFDM ( $N_{b/sym}$ )	Bits de données par symbole OFDM ( $N_{D/sym}$ )
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16-QAM	1/2	4	192	96
36	16-QAM	3/4	4	192	144
48	64-QAM	2/3	6	288	192
54	64-QAM	3/4	6	288	216

### 2.10.2. Chaîne de réception :

#### 2.10.2.1. Synchronisation :

Comme on l'a mentionné plus haut, chaque trame transmise est débutée par un préambule court. Celui-ci, constitué de  $t_1, t_2, \dots, t_{10}$ , est utilisé pour la détection du début de la trame reçue, et donc, pour une synchronisation temporelle. Ainsi, pour chaque trame transmise, il faudra que le récepteur soit en mesure de détecter la séquence du préambule court. Cela afin de pouvoir procéder au traitement de la trame. [3]

#### Méthode proposée :

Le récepteur génère le préambule court. Ensuite, on effectue un calcul du coefficient de corrélation,  $r_p$ , entre le préambule court généré par le récepteur et la totalité de la trame reçue. Le calcul de ce paramètre nous permettra de localiser le début de la séquence du

préambule court, et ce, en choisissant la séquence ayant la valeur de  $r_p$  la plus élevée. Enfin, on pourra par la suite procéder au traitement approprié des autres sous-trames.[3]

▪ Coefficient de corrélation :

Soient  $X(x_1, x_2, \dots, x_n)$  et  $Y(y_1, y_2, \dots, y_n)$  deux vecteurs de taille N. Le coefficient de corrélation liant ces deux vecteurs est donnée par :

$$r_p = \frac{\sigma_{xy}}{\sigma_x \sigma_y} \quad (8)$$

Où désigne  $\sigma_{xy}$  la covariance entre les vecteurs X et Y et  $\sigma_x, \sigma_y$  leur écart type. Ils sont donnés par :

$$\sigma_{xy} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x}) \cdot (y_i - \bar{y})$$

$$\sigma_x = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2}$$

$$\sigma_y = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (y_i - \bar{y})^2}$$

Et  $\bar{x}$  et  $\bar{y}$  sont les moyennes respectives des vecteurs X et Y. Elles sont données par :

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i$$

$$\bar{y} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N y_i$$

Donc ;

$$r_p = \frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x}) \cdot (y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2} \sqrt{\sum_{i=1}^N (y_i - \bar{y})^2}}$$

Le coefficient de corrélation est compris entre -1 et 1. Il établit l'existence d'une relation linéaire entre les deux vecteurs considérés. Dans le cas où  $r_p = 1$ , les deux vecteurs sont parfaitement corrélés, c.à.d. qu'ils sont colinéaires. Par contre, si  $r_p = 0$ , alors aucune



relation linéaire ne lie X et Y. Enfin, si  $r_p = -1$ , alors, les deux vecteurs sont colinéaires mais ils sont en opposition de phase.

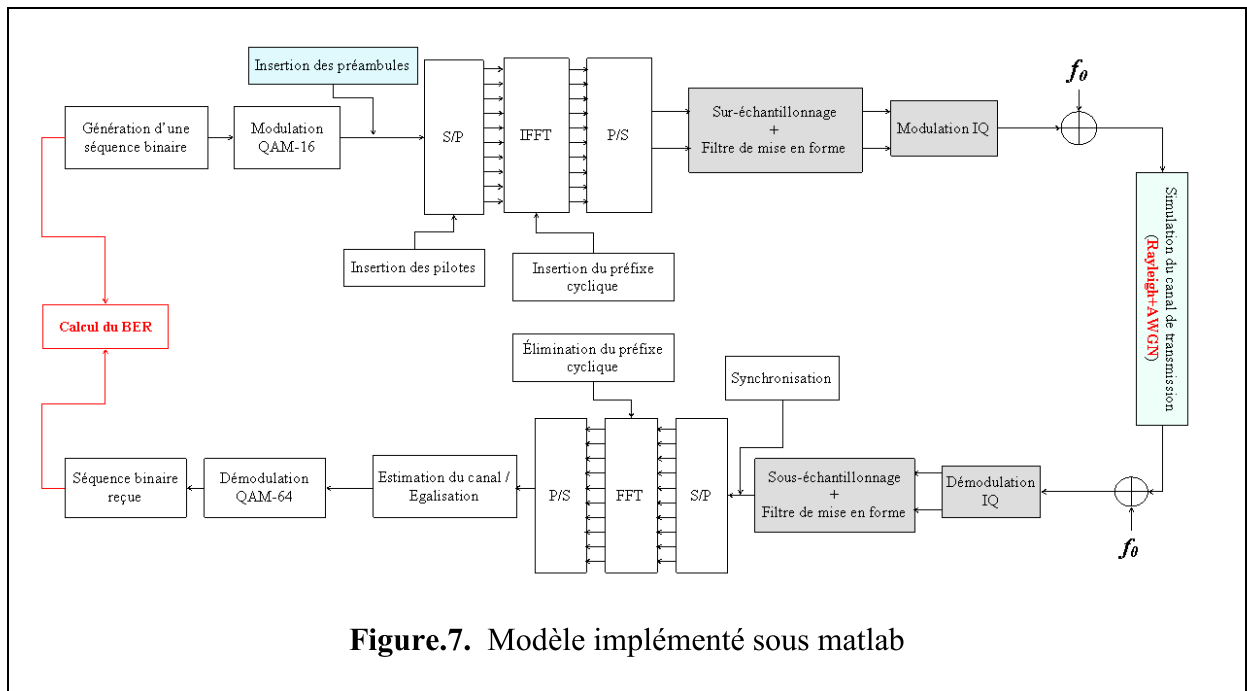
En résumé, plus on s'éloigne du cas  $r_p = 0$ , plus la corrélation est forte entre les signaux.

**Tableau.4**– Coefficient de corrélation

$r_p$	Corrélation
1	Corrélation parfaite positive
0	Absence totale de corrélation
-1	Corrélation parfaite négative

#### 4. Modèle appliqué :

Le modèle sur lequel on s'est basé pour appliquer les différentes méthodes d'estimation du canal. Ce modèle est illustré et des résultats des simulations sont détaillés dans [7].



#### 5. Méthodes d'estimation du canal :

Cette section présente les trois méthodes d'estimation du canal qu'on a utilisé pour le système **802.11a**. Le principe de base de ces estimateurs est d'essayer de caractériser le canal de transmission. Cela en utilisant la séquence d'entraînement de chaque trame OFDM, c.à.d. le préambule long comprenant ( $T_1$  et  $T_2$ ) ou les porteuses pilotes ( $p_1$ ,  $p_2$ ,  $p_3$  et  $p_4$ ). Afin

d'augmenter la robustesse contre l'AWGN, les estimateurs utilisent la moyenne des deux symboles d'entraînement reçus :

$$y_{64,T_{12}} = \frac{1}{2} (y_{64,T_1} + y_{64,T_2}) \quad (9)$$

Pour des fins de notation, on définit X comme étant une matrice diagonale dont les éléments sont ceux de la séquence d'entraînement originale. (c.à.d.  $X = \text{diag}(x_{64,T_1})$ ).

Certains estimateurs utilisent le préambule long d'entraînement pour générer un estimateur de canal,  $\hat{h}_{64}$ , qui est utilisé pour l'égalisation du reste de la trame OFDM. Ce type d'estimateurs est efficace pour les canaux changeant lentement dans le temps, et pour les trames de courtes durées. D'autres estimateurs utilisent les porteuses pilotes de chaque symbole OFDM,  $n$ , afin de donner une estimation du canal,  $\hat{h}_n$ , plus précise. Comme l'estimation est mise à jour pour chaque symbole OFDM, ces estimateurs représentent une meilleure solution quand le canal change en temps. Cependant, la performance de ces estimateurs n'est pas satisfaisante lorsqu'il s'agit de canaux avec des retards importants.

Afin d'illustrer ces types d'estimateurs, nous avons choisi d'implémenter trois méthodes d'estimation du canal qui se résument dans le tableau qui suit.

**Tableau 5**– Méthodes d'estimation et leurs propriétés de support et de mise à jour

#	Nom	Support	Mis à jour
1	Moindre Carrées (MC)	SE	Non
2	Interpolation Spline Cubique	PP	Oui
3	Moindres Carrées Récursives	SE	Non

Où : Support désigne le type d'entraînement utilisé, à savoir **SE** : Séquence d'Entraînement ou **PP** : Porteuses Pilotes.

### 5.1.Estimateur à Moindres Carrées, MC :

Ce type d'estimateur est le plus simple. Basé sur la séquence d'entraînement, son principe de fonctionnement est comme suit

$$\hat{h}_{64} = X^{-1} y_{64,T_{12}} \quad (10)$$

Comme il y a des zéros dans la matrice X, celle-ci n'est pas inversible. Ainsi,  $\hat{h}_{64}$  est obtenue en divisant, élément par élément,  $y_{64,T_{12}}$  par  $x_{64,T_1}$ .

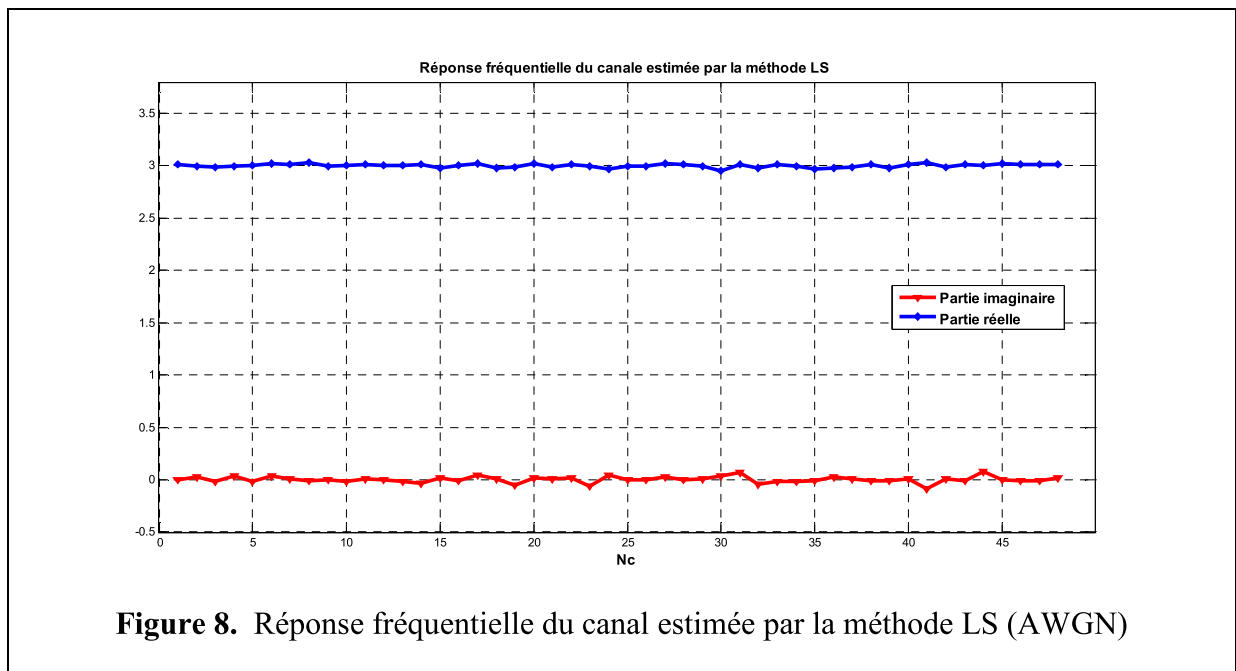
- Pour voir le comportement de cette technique, nous l'avons utilisé pour les deux types de canaux : Canal gaussien à bruit blanc additif, et canal à trajets multiples. Les paramètres de ces derniers sont :

**Tableau 6– Paramètres du canal à trajets multiples**

Trajet	Atténuation (-dB)	Retard (ns)
1	3.3	5
2	3.6	8
3	3.9	9
4	4.2	10
5	0.5	20
6	0.9	30

**5.1.1. Cas 1 : canal AWGN (SNR= 17dB)**

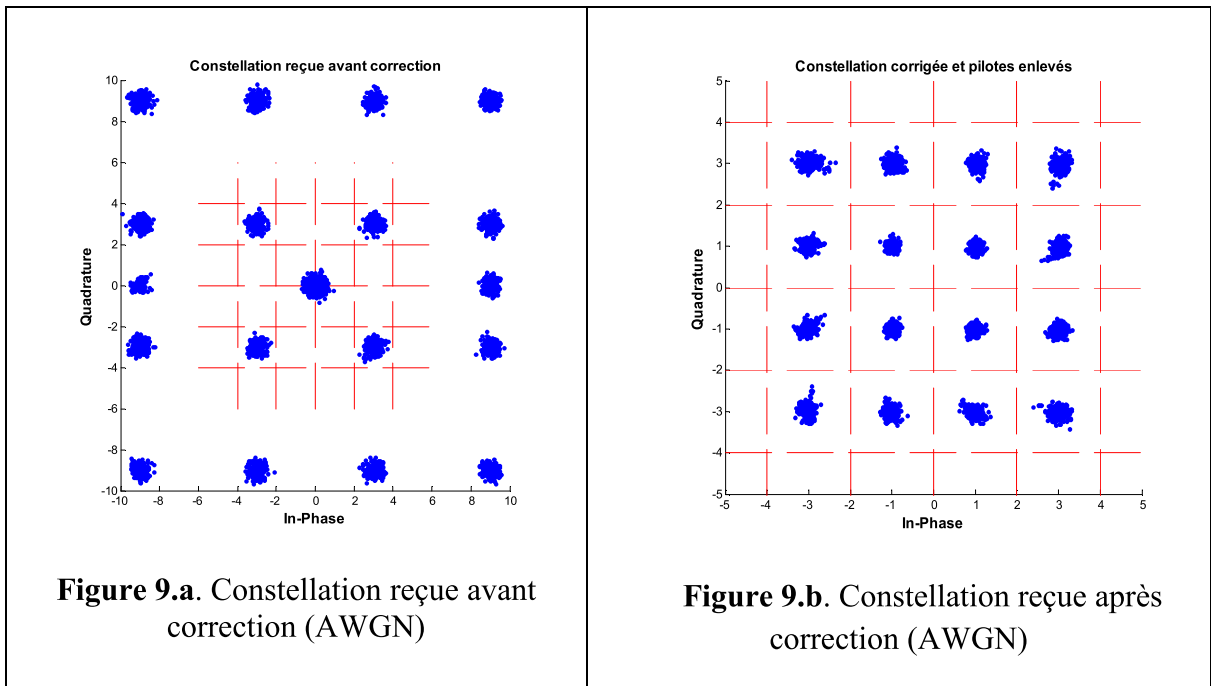
La fonction estimée  $\hat{h}_{64}$  est donnée dans la figure qui suit :



**Figure 8.** Réponse fréquentielle du canal estimée par la méthode LS (AWGN)

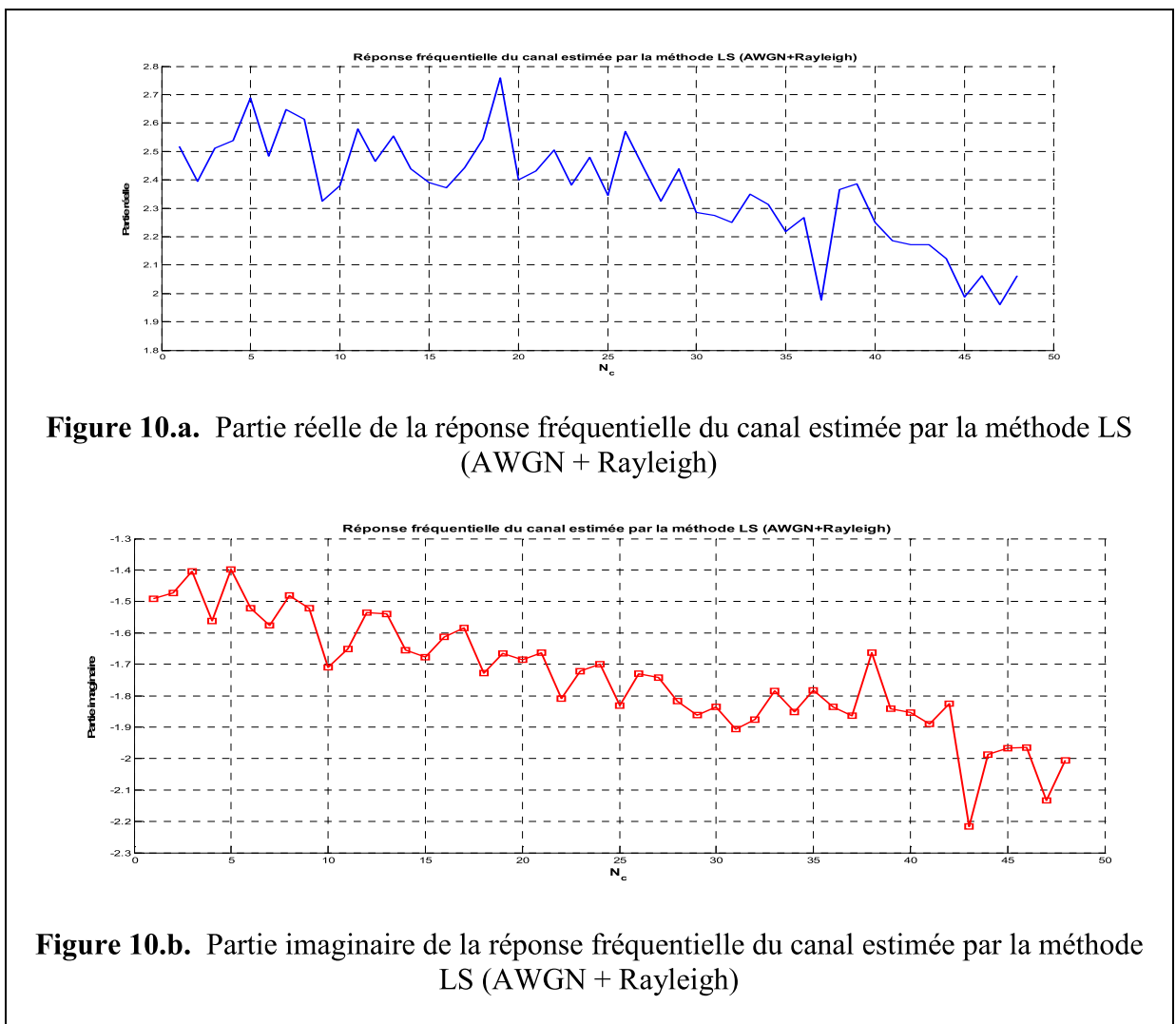
On voit que la fonction estimée est d'amplitude quasi-constante. Ceci est prévisible vu que le canal n'est pas sélectif en fréquence (pas de trajets multiples). La partie imaginaire de la fonction quant à elle est pratiquement nulle. Cela s'explique par le fait qu'un bruit blanc additif n'apporte pas d'altérations de la phase.

La constellation corrigée confirme la performance de cette méthode d'estimation :

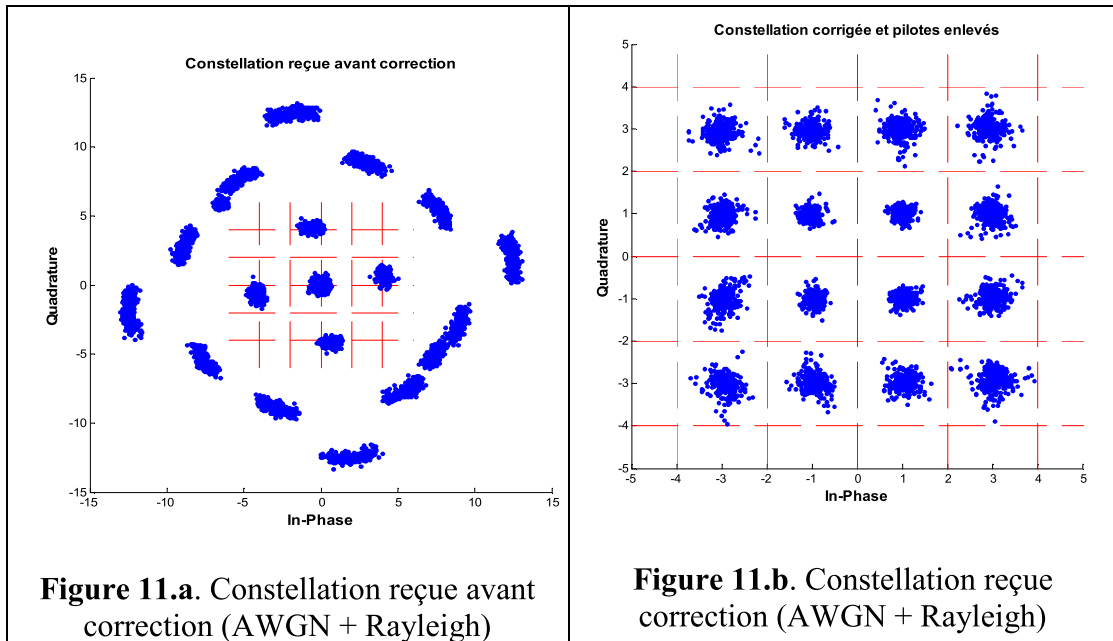


– Les zones en rouge représentent les zones de décision pour une constellation QAM-16.

### 5.1.2. Cas 2 : canal AWGN + Trajets multiples.



On voit bien l'effet de l'introduction d'échos. Non seulement la partie imaginaire n'est pas nulle, mais les deux parties de la réponse fréquentielle varient beaucoup. Les constellations avant /après égalisation :



**Figure 11.a.** Constellation reçue avant correction (AWGN + Rayleigh)

**Figure 11.b.** Constellation reçue correction (AWGN + Rayleigh)

## 5.2. Interpolation Spline Cubique

Cette méthode est basée sur les pilotes. Comme on l'a dit précédemment, chaque symbole OFDM transmis contient quatre pilotes de positions et d'amplitudes connues par le récepteur. Ainsi, ce dernier est en mesure de les régénérer parfaitement. Résultat, l'effet introduit par le canal peut être estimé en ces points fréquentiels par la simple méthode :

$$H_{l,k} = \frac{Y_{l,k}}{X_{l,k}} \quad (11)$$

Où :  $k$  : Indice de la sous-porteuse du symbole OFDM ;

$l$  : Indice du symbole OFDM dans la trame ;

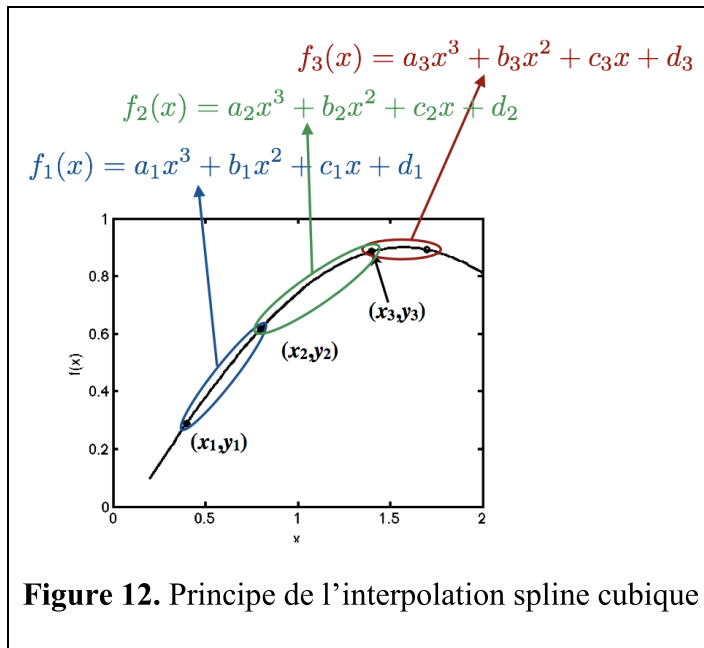
$H_{l,k}$  : Coefficients de la fonction de transfert ;

$X, Y$  : Symbole désiré et reçu, respectivement.

Enfin, afin d'estimer la réponse fréquentielle dans les autres points, on effectue une opération d'interpolation. Dans notre étude nous avons choisi l'interpolation spline cubique.

### Principe :

L'interpolation spline cubique utilise les polynômes cubiques pour interpoler des ensembles de données. Le concept est illustré dans la figure suivante:

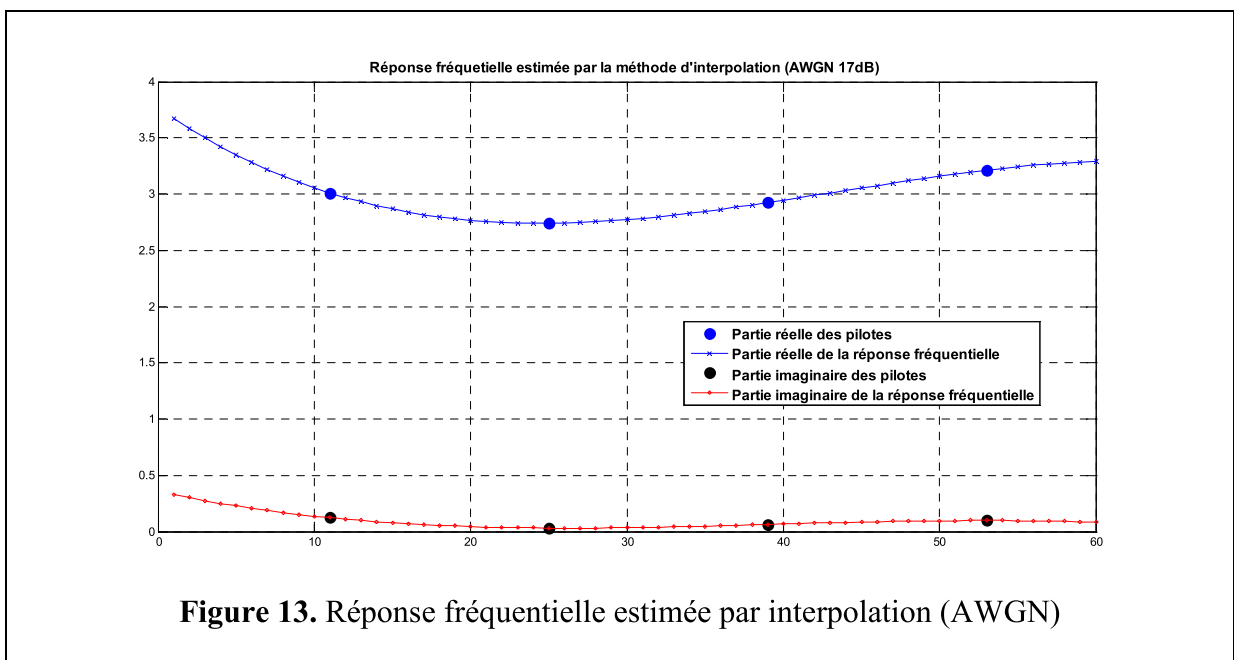


Les points de données sont connectés ou reliés par des fonctions cubiques, et dans chaque intervalle, les coefficients doivent être déterminés. Si on dispose de  $n$  points alors on peut définir  $n-1$  fonctions cubiques. Une entre tous les deux points. Pour chaque spline nous avons quatre coefficients à déterminer. Par conséquent, on aura besoin de  $4(n-1)$  contraintes pour pouvoir déterminer les  $4(n-1)$  coefficients.

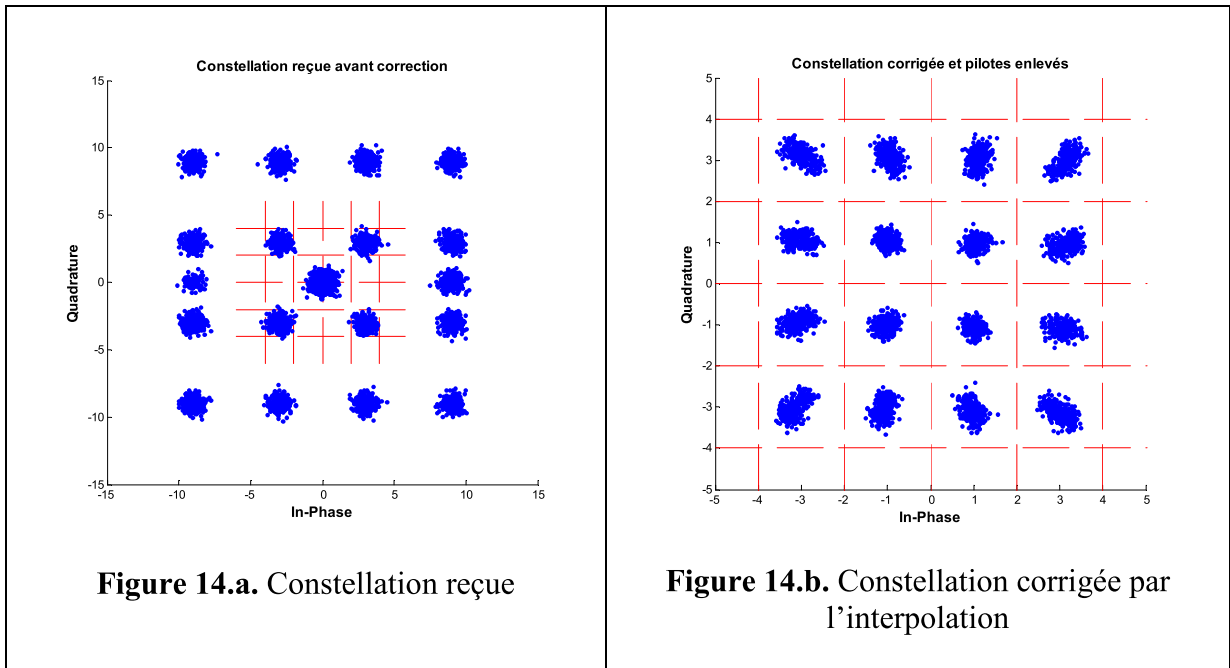
Les pilotes sont des nombres réels, ainsi la partie imaginaire de ceux reçus devrait être nulle, sauf en cas d'altération de phase. On présente les résultats des simulations pour les deux types de canaux :

### 5.2.1. Cas 1 : canal AWGN (17dB)

La réponse fréquentielle estimée est donnée dans la figure suivante :

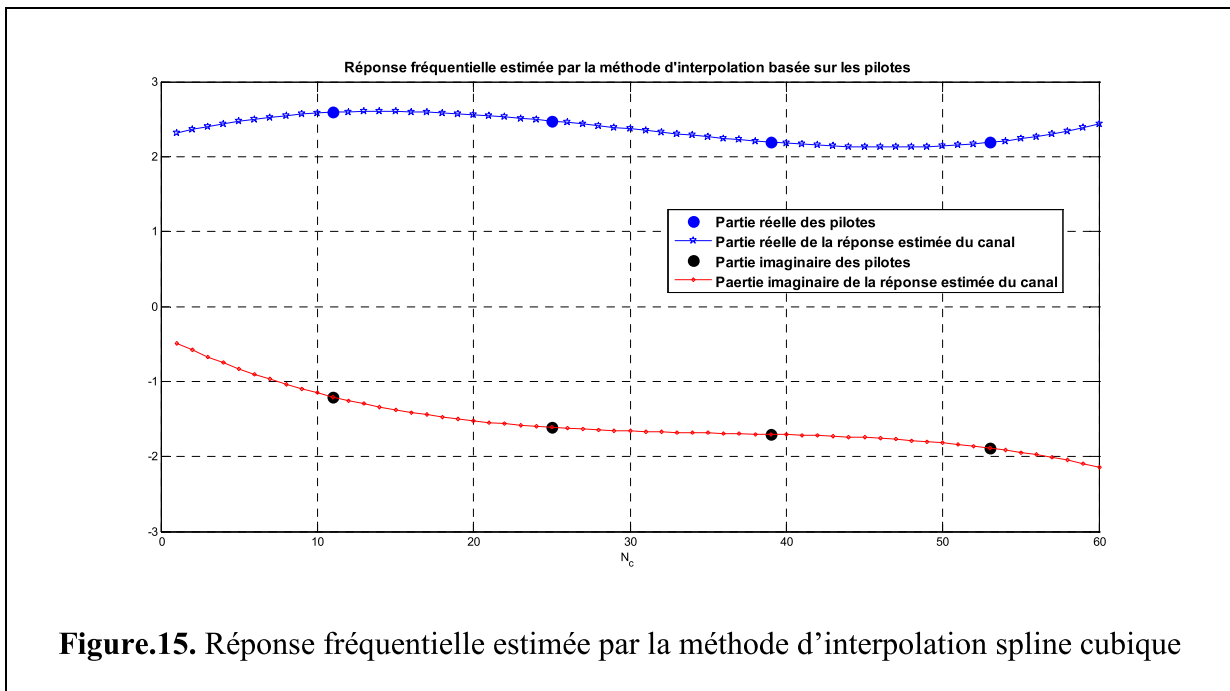


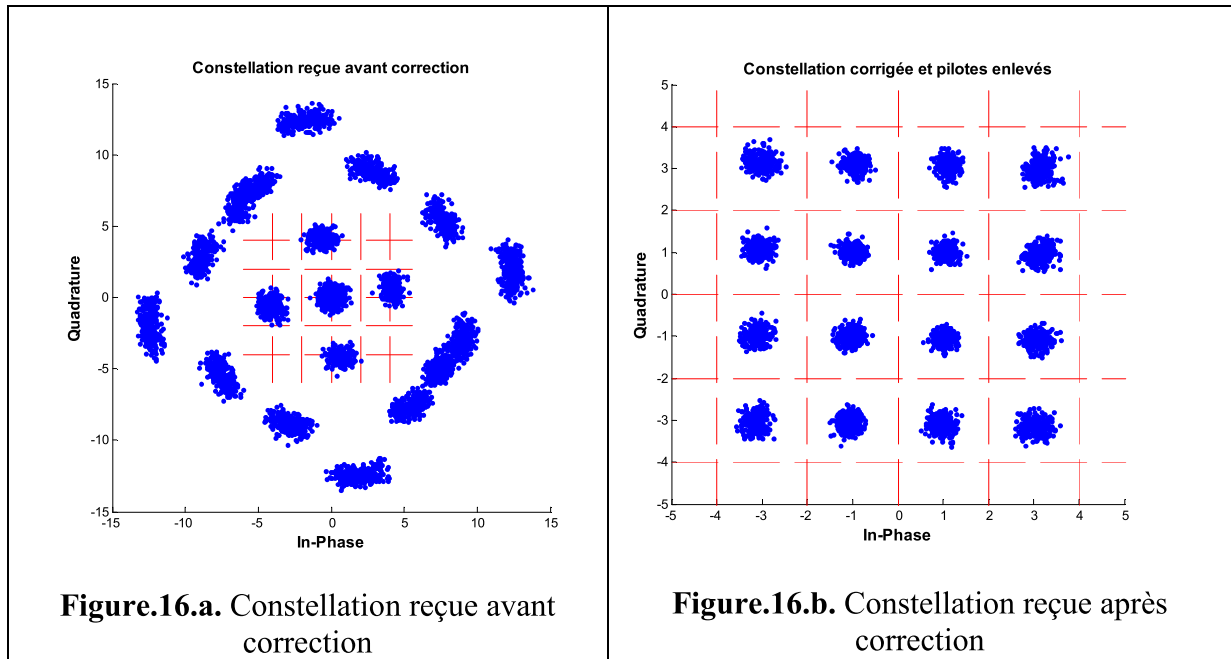
La partie imaginaire est quasi-nulle car le canal est statique et n'introduit que des altérations d'amplitudes. Comme les pilotes sont réels alors le résultat est comme illustré ci-dessus.



### 5.2.2. Cas 2: canal à trajets multiples + AWGN (17dB)

Pour les mêmes atténuations et retards donnés dans le tableau 6, on obtient les résultats suivants. L'estimation du canal après interpolation donne :





Si on compare ces constellations avec celles corrigée par l’algorithme des moindres carrés, on voit bien que la méthode d’interpolation donne un résultat meilleur.

### 5.3. Algorithme « Recursive Least Squares » :

L'algorithme des moindres carrés récursifs (en anglais, RLS ou Recursive least squares) est un algorithme de filtre adaptatif. Il fournit une manière récursive pour calculer le filtre qui minimise une fonction d'erreur,  $C$ , dite des moindres carrés pondérés dans le traitement d’un signal. Dans le cas d’un récepteur Wi-Fi, l’algorithme est appliqué sur la séquence d’entraînement contenue dans le préambule long. [6]

Le principe consiste à estimer les paramètres du filtre adaptatif, et ce en minimisant  $C$  tout en priorisant les échantillons les plus récents. Pour cela, on multiplie l’erreur carrée par un facteur d’oubli,  $\lambda$ . Ce dernier, étant strictement inférieur à 1, il est élevé à une puissance permettant d’atténuer les séquences les plus anciennes ou celles qui sont jugées moins importantes. (Figure6)

La fonction d’erreur est donnée par :

$$C(\mathbf{w}_n) = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} \| \mathbf{d}(i) - (\mathbf{x} * \mathbf{w})(i) \|^2 \quad (12)$$

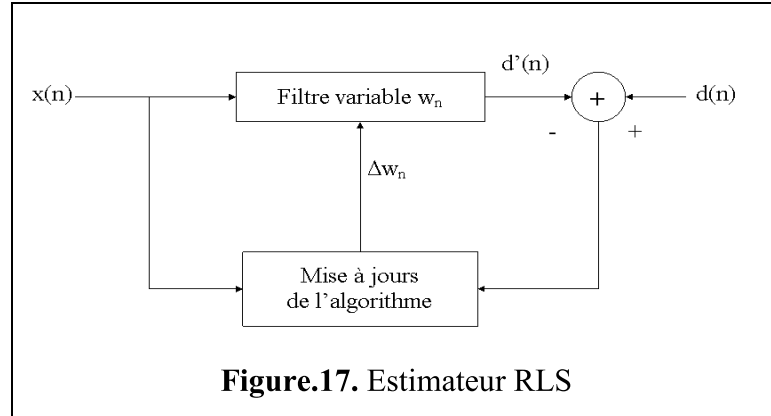
Avec :  $\mathbf{x}$  : signal d’entrée ;



$w$  : Réponse impulsionnelle du filtre ;

$d$  : Sortie du filtre ;

$\lambda$  : Facteur d'oubli



Les coefficients  $w_n$  du filtre sont calculés de sorte que la fonction d'erreur  $C(w_n)$  soit minimale. Par conséquent, on effectue le calcul de la dérivée partielle de  $C(w_n)$  par rapport à chacun des coefficients du filtre qu'on annulera par la suite. (Eq.13)

$$\frac{\partial C(w_n)}{\partial w_n(k)} = 0 \quad (13)$$

$$\sum_{i=0}^n 2\lambda^{n-k} \left\| d(k) - \sum_{l=0}^p w_n(l)x(i-l) \right\| x(i-k) = 0$$

$$\sum_{l=0}^p w_n(l) \left[ \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} x(i-l)x(i-k) \right] = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} d(i)x(i-k)$$

Cette équation peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\mathbf{R}_x(n)\mathbf{w}_n = \mathbf{r}_{dx}(n)$$

Avec :

$\mathbf{R}_x$  : Fonction d'autocorrélation de  $x$

$\mathbf{r}_{dx}$  : Fonction estimée d'inter-corrélation entre  $d$  et  $x$

Le calcul des coefficients du filtre  $w_n$  se réduit donc à multiplier les deux côtés de cette expression par  $\mathbf{R}_x^{-1}$ , on obtient :

$$\mathbf{w}_n = \mathbf{R}_x^{-1}(n)\mathbf{r}_{dx}(n)$$

La valeur du facteur d'oubli  $\lambda$  est choisie entre 0 et 1. Plus ce facteur est petit, plus la contribution des anciens échantillons est réduite. En pratique on le choisit entre 95% et 99%.

► Relation de récurrence :

On cherche à calculer les éléments  $w_n$  progressivement :

$$w_n = w_{n-1} + \Delta w_{n-1}$$

1. On exprime  $r_{dx}(n)$  en fonction de  $r_{dx}(n-1)$ :

$$r_{dx}(n) = \lambda r_{dx}(n-1) + d(n)x(n)$$

De même pour  $R_x(n)$  :

$$R_x(n) = \lambda R_x(n-1) + x(n)x^T(n)$$

2. Pour inverser la matrice  $R_x(n)$ , on utilise le lemme d'inversion de matrice de Woodbury (annexe C), on aura :

$$\begin{aligned} R_x^{-1}(n) &= [\lambda R_x(n-1) + x(n)x^T(n)]^{-1} \\ &= \lambda^{-1}R_x^{-1}(n-1) - \lambda^{-1}R_x^{-1}(n-1)x(n)\{1 + x^T(n)\lambda^{-1}R_x^{-1}(n-1)x(n)\}^{-1}x^T(n)\lambda^{-1}R_x^{-1}(n-1) \end{aligned}$$

On pose :

$$\mathbf{P}(n) = \mathbf{R}_x^{-1}(n)\lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1) - \mathbf{g}(n)\mathbf{x}^T(n)\lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1) \quad (14)$$

$$- \mathbf{1}$$

Avec :

$$\mathbf{g}(n) = \lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1)\mathbf{x}(n)\{1 + \mathbf{x}^T(n)\lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1)\mathbf{x}(n)\}^{-1}$$

En réarrangeant cette expression, on trouve :

$$\mathbf{g}(n) = \lambda^{-1}[\mathbf{P}(n-1) - \mathbf{g}(n)\mathbf{x}^T(n)\mathbf{P}(n-1)]\mathbf{x}(n)$$

Ainsi, tenant compte de (11), on peut mettre :

$$\mathbf{g}(n) = \mathbf{P}(n)\mathbf{x}(n)$$

Avec cette forme, on peut procéder à un calcul récursif :

$$w_n = \mathbf{P}(n)r_{dx}(n) = \lambda\mathbf{P}(n)r_{dx}(n-1) + d(n)\mathbf{P}(n)\mathbf{x}(n)$$

Après développement, on aboutit à l'expression suivante :

$$w_n = w_{n-1} + g(n)[d(n) - x^T(n)w_{n-1}] , \text{ Avec : } g(n) = R_x^{-1}(n)x(n)$$

$$w_n = w_{n-1} + g(n)\alpha(n)$$

Avec :  $\alpha(n) = d(n) - x^T(n)w_{n-1}$  étant l'erreur à priori.

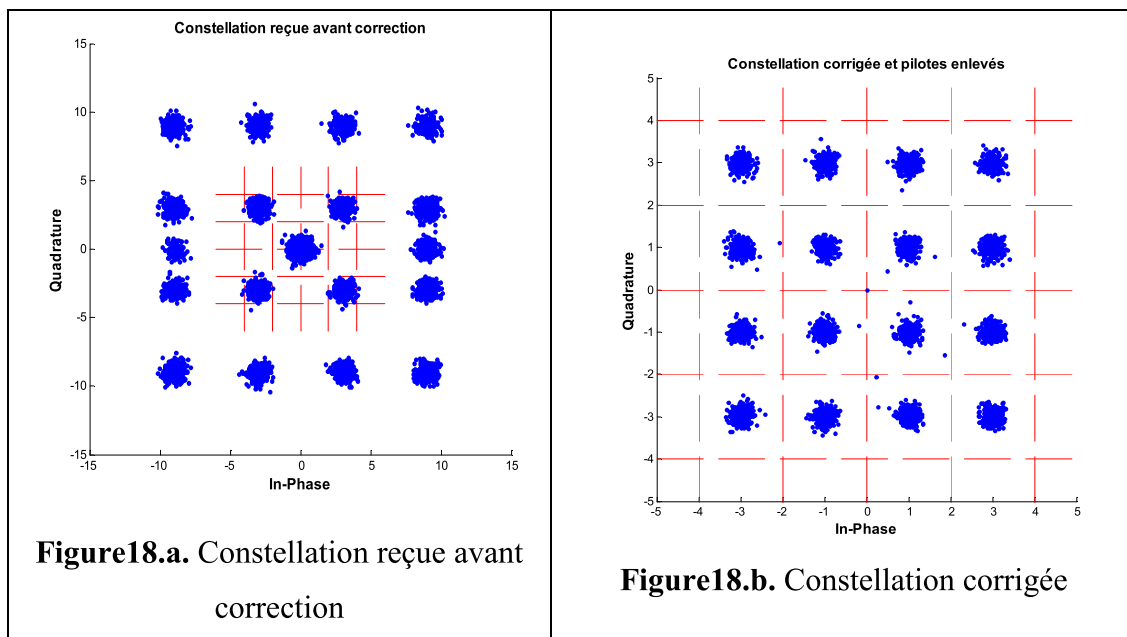
Finalement :  $w_n = w_{n-1} + \Delta w_{n-1}$  ; Avec :  $\Delta w_{n-1} = g(n)\alpha(n)$

En résumé :

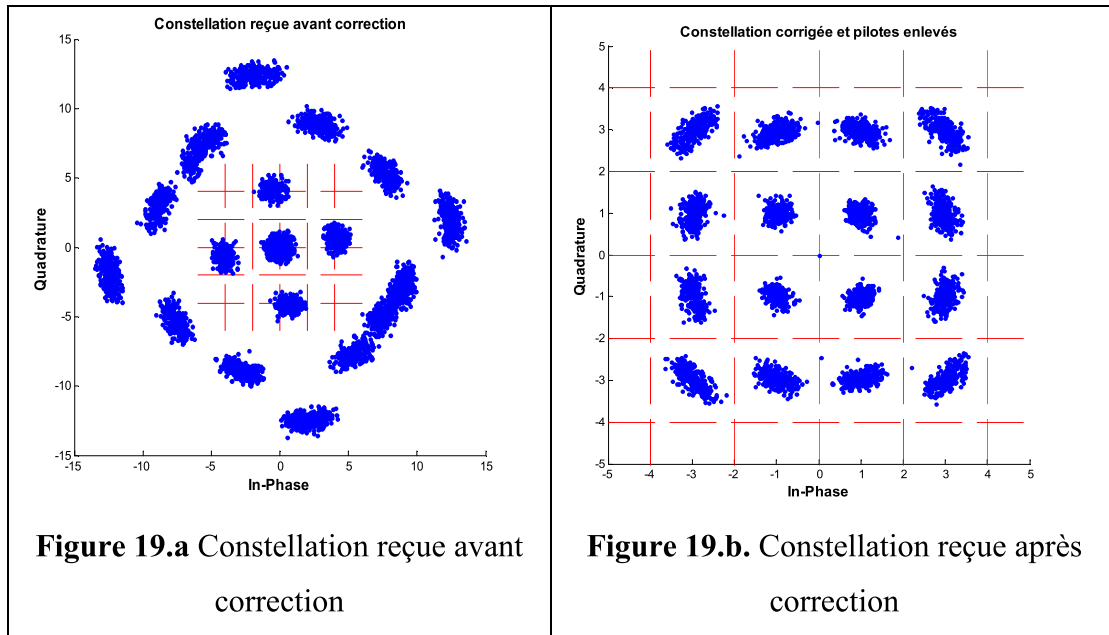
Les paramètres du filtre sont estimés par l'algorithme adaptatif RLS qui cherche à minimiser l'erreur entre la séquence d'entraînement reçue et celle générée par le récepteur, considérée comme consigne. Ensuite le filtre est appliqué au reste de la trame qui contient les données utiles.

Ainsi, le filtre est dynamique car il se met à jour automatiquement après réception de chaque trame. Bien que cette méthode soit différente des méthodes usuelles basées principalement sur des estimations/égalisations spectrales, il apporte de très bons résultats et il est largement adopté pour des applications similaires, généralement couplé à d'autres techniques. Les résultats pour les deux canaux sont donnés dans ce qui suit.

### 5.3.1. Cas AWGN : (17dB)



### 5.3.2. Canal à trajets multiples + AWGN



**Figure 19.a** Constellation reçue avant correction

**Figure 19.b.** Constellation reçue après correction

### 5.4. Comparaison entre les différentes techniques d'estimation du canal :

Afin de voir les performances de ces méthodes et de pouvoir les comparer nous avons utilisé une méthode statique à savoir le calcul du BER.

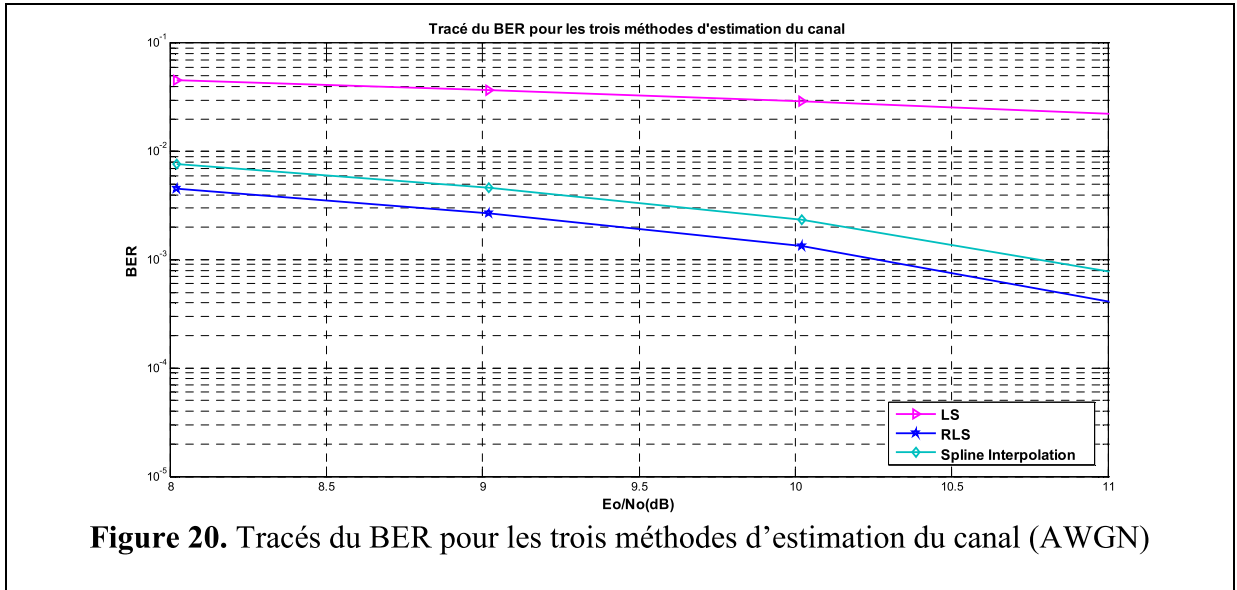
Le BER, Bit Error Rate donne le nombre de bits erronés d'une séquence binaire. Ici, on l'applique entre le message binaire transmis et celui reçu.

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

Ainsi, le calcul de ce paramètre donnera une idée sur la qualité de la transmission. Bien évidemment, il dépend du niveau de bruit et donc du SNR. Plus celui-ci est élevé plus le BER est faible. Il est généralement représenté en fonction du rapport  $E_b/N_0$  où  $E_b$  est l'énergie du signal transmis sur le nombre total de bits et  $N_0$  est la densité spectrale de puissance du bruit introduit.  $E_b N_0 = 10^{SNR/10}$ .

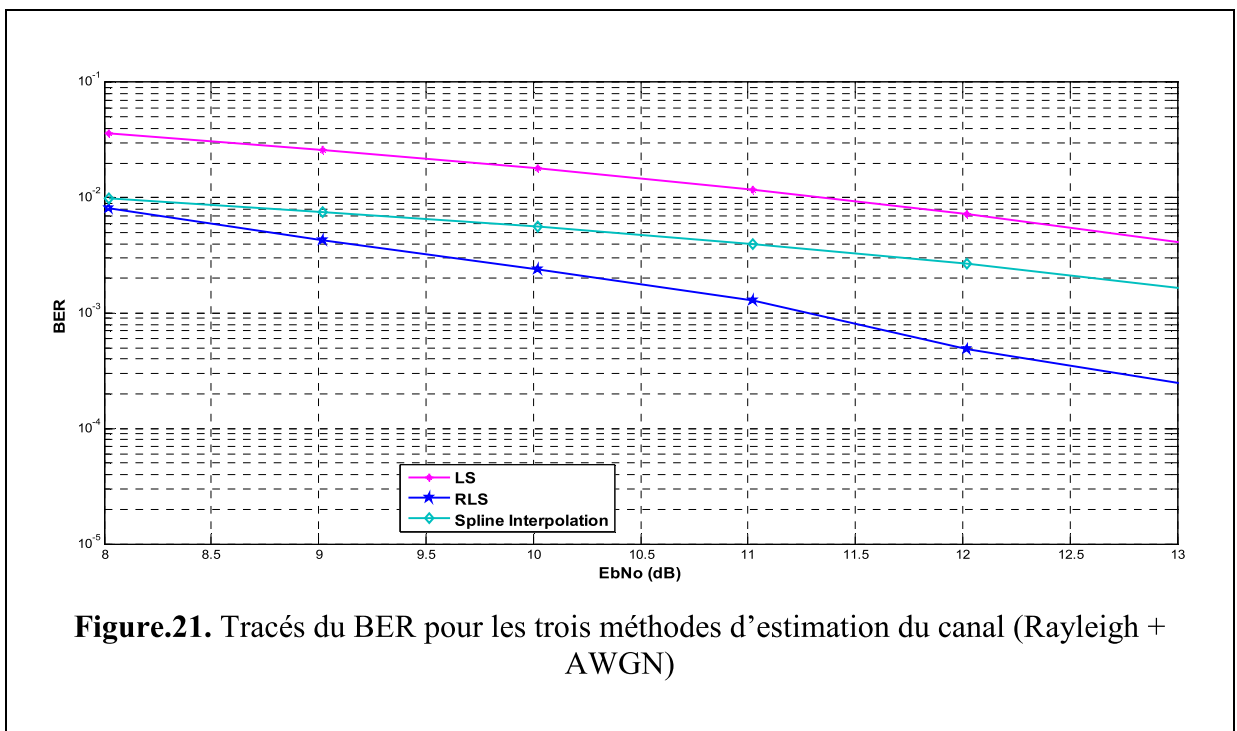
Pour les deux canaux on donne les tracés des BER de toutes les méthodes :

### 5.4.1. Cas 1 : Canal AWGN :



La figure montre que la méthode des moindres carrés donne le BER le plus élevé et est considérée donc dans ce cas comme la méthode la moins performante. Les deux autres méthodes, interpolation et RLS, donnent de meilleurs BER. Cependant, la méthode du filtre adaptatif RLS peut être considérée ici comme la plus performante.

### 5.4.2. Cas 2 : Canal à trajets multiples + AWGN :



## **Conclusion générale:**

Dans cette étude nous avons illustré le principe de fonctionnement de la couche physique d'un système 802.11a dont le cœur est la technique OFDM. Nous avons exposé et détaillé toutes les étapes de traitement que subit un signal de ce type.

À l'émission, le signal généré est soumis aux différents traitements en partant de la modulation numérique à une iFFT puis à une transformation vers l'analogique pour qu'il puisse être transmis. Par la modélisation d'un canal à trajets multiples et d'un canal AWGN, on a pu constater les différents effets en amplitudes et en phases sur le signal. Résultat, une compensation de ceux-ci s'est avérée impérative. Pour cette raison, nous avons réalisé une étude comparative entre les différentes méthodes d'estimation du canal et d'égalisation. En premier lieu, nous nous sommes intéressés à la méthode des moindres carrés. Basée sur la séquence d'entraînement, elle effectue une simple division entre la séquence désirée et celle reçue pour estimer le canal. Celle-ci a donné des résultats acceptables pour un SNR de 17dB dans le cas du canal AWGN. Cependant pour le canal à trajets multiples, les résultats de l'égalisation n'étaient pas très probants.

Nous avons exploré une deuxième méthode basée sur un autre support à savoir les pilotes transmis au niveau de chaque symbole OFDM. D'amplitudes et de positions connues par le récepteur, l'effet du canal peut être estimé. Cette méthode a donné de très bons résultats pour les deux types de canaux et pour des niveaux de SNR assez réduits. La raison est que l'estimation de l'effet du canal se fait pour chaque symbole ce qui améliore les résultats.

La dernière méthode étudiée est la méthode basée sur l'algorithme adaptatif. Celle-ci tend à minimiser la fonction d'erreur entre la séquence d'entraînement désirée et celle reçue. Bien que cette méthode donne les meilleurs résultats, son implémentation reste complexe. Pour cela, les concepteurs tendent à utiliser la méthode d'interpolation pour sa simplicité et ses résultats relativement bons.

# Références bibliographiques

- [1] : S. Djahel. Le routage OLSR et l'attaque de trou noir : analyse et détection. Thèse de Magistère, Université A/Mira de Bejaia. 2006.
- [2] : Isabelle GUERIN LASSOUS, Étude prospective de performances des réseaux Wi-Fi, Techniques de l'ingénieur[te7381], Mai 2013.
- [3] : Mattias HERMANSSON, Viktor SKODA, Evaluating channel estimation methods for 802.11p systems, Thèse de master, CHALMERS university of technology Göteborg, Sweden, 2011.
- [4] : ISO/IEC Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications , ISO/IEC 8802-11 IEEE Std 802.11 Second edition 2005-08-01 ISO/IEC 8802 11:2005(E) IEEE Std 802.11i-2003 Edition , vol., no., pp.1,721, 2005
- [5]:[http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/ads2008/adswtbwlan/ads2008/WLAN\\_802\\_11a\\_TX.html](http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/ads2008/adswtbwlan/ads2008/WLAN_802_11a_TX.html) : Spectre 802.11a.
- [6] : Jinjing Zhan; Jun Wang; Shouyin Liu; Jong-Wha Chong, "Channel Estimation for OFDM Systems Based on RLS and Superimposed Training Sequences," Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2007. WiCom 2007. International Conference on , vol., no., pp.37,40, 21-25 Sept. 2007
- [7] : Ikram BOUKHEDIMI, Chems-Eddine HAKIMI, « Implémentation de la technique OFDM sous Matlab pour les standards Wi-Fi et DVB-T », Ecole nationale polytechnique, Juin 2013.