



Egalisation vectorielle pour signaux OFDM

RIGAUD MICHAËL et COULMY THOMAS

Table des matières

Table des matières	1
Introduction	2
1 Egalisation OFDM	4
1.1 Principe théorique de l'égalisation OFDM	4
1.2 Estimation pratique des coefficients d'atténuations du canal .	5
2 Rôle du préfixe cyclique dans le signal OFDM	8
2.1 Principe du préfixe cyclique	8
2.2 Rôle du préfixe cyclique	8
3 Tests des structures d'égalisation DFVE	10
3.1 Création du signal	10
3.2 Canal de propagation	12
3.3 Structure fréquentielle DFVE	13
3.4 Structure temporelle DFVE	13
Conclusion	14
Table des figures	15
Bibliographie	16

Introduction

Avant de répondre précisément aux questions du projet donné par M ROSTAING, nous souhaitons tout d'abord expliquer quelques problématiques des communications sans-fils et ce qu'est le principe de l'OFDM () dans cette introduction. Ensuite, dans les deux premières questions, nous nous intéresserons au protocole OFDM avec intervalle de garde entre symboles. Puis, pour aller plus loin, nous étudierons l'article[1] avec des simulations MATLAB afin de mieux comprendre. Ce dernier consiste à mettre en place un système permettant de se passer de l'intervalle de garde, et ainsi, de ne pas perdre de débit à cause des temps d'attentes entre symboles.

Problèmes généraux des transmissions de données sans-fils

Nous allons présenter ici les deux principaux problèmes rencontrés lors du passage du signal transmis dans le canal de propagation. Ceux-ci sont liés à la réponse fréquentielle du canal de propagation, mais ont des phénomènes physiques différents.

Le premier problème est l'interférence entre symbole. Cela est dû à la dispersion des symboles dans le temps lorsque nous en envoyons plusieurs à la suite.

L'autre problème est l'affaiblissement par multi-trajets, aussi appelé Fading. Cela arrive lorsque le même signal à l'émissions parcourt des trajets différents avec réflexions et diffractions, puis arrive sur le récepteur avec un décalage dans le temps et des variations de phases par rapport au signal reçu en trajet direct.

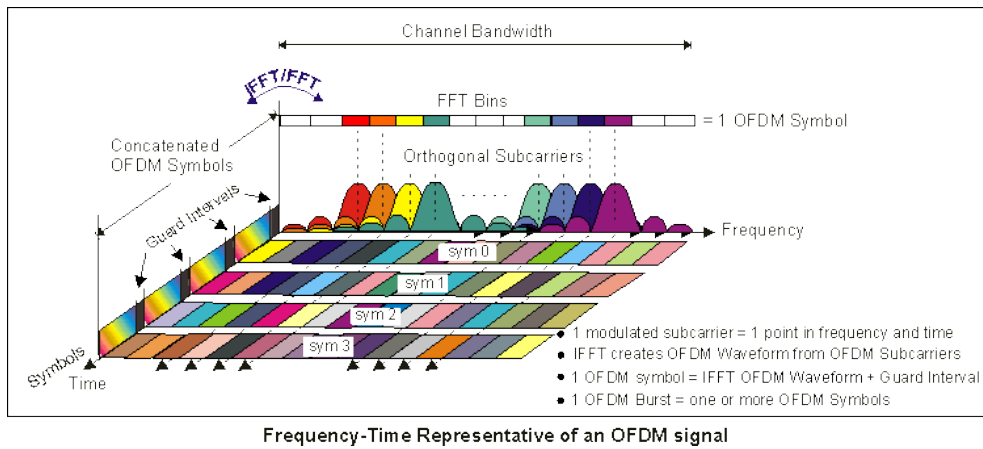


FIGURE 0.1 – Temps-Frequence : representation d un signal OFDM

Les signaux OFDM

Comme nous pouvons le voir, les signaux OFDM résultent d'une modulation multi-porteuses. C'est-à-dire que nous répartissons l'information sur une bande de fréquence, autour de plusieurs porteuses de fréquences centrales également réparties. Puis, à chaque sous-fréquences porteuses, on envoie des symboles répartis dans le temps espacé par des intervalles de garde.

Egalisation OFDM

L'égalisation sert à réduire fortement, voir annuler, les interférences dues aux multi-trajets dans le canal de propagation. Dans le domaine temporel, elle se fait en cherchant les coefficients d'atténuation modélisant l'effet du canal. Mais, dans le cas de transmission à haut débit, nous avons trop de recouvrement entre symbole à cause des retards lors de la réception des différents multi-trajets, ainsi le système devient complexe et donc le coût des terminaux devient élevé.

L'idée de l'égalisation OFDM est de transformer l'égalisation faite dans le domaine temporel pour un signal mono-porteuse dans le domaine fréquentiel avec un signal multi-porteuse. Dans ce chapitre, nous décrirons tout d'abord l'égalisation d'un point de vue très théorique, pour ensuite analyser plus précisément comment elle se fait d'un point de vue pratique.

1.1 Principe théorique de l'égalisation OFDM

Nous avons un signal multi-porteuses et notre problème est que la fonction de transfert du canal de propagation n'est pas plat dans la bande passante totale du signal.

Premièrement, plaçons nous au niveau d'une sous-porteuse. A la fréquence de la sous-porteuse, grâce à un protocole dont nous parlerons par la suite, nous sommes capable de déterminer quel est la réponse du canal sur le signal à cette fréquence précise, c'est à dire, le coefficient d'atténuation du signal à cette fréquence. Si, d'une sous-porteuse à la suivante, nous estimons être assez proche fréquentiellement pour estimer le canal comme plat dans la bande associée à une sous-porteuse, alors nous pouvons dire que le coefficient d'atténuation trouvé à la fréquence de la sous-porteuse est la même dans sa bande. C'est ce que l'on appelle être dans une zone de cohérence du canal.

Maintenant, plaçons nous à l'échelle global du signal. Nous avons plusieurs sous-porteuses à des fréquences assez proches pour dire que la bande associée à une porteuse est dans une zone à peu près cohérente du canal, c'est à dire que par exemple, nous n'avons pas d'évanouissement soudain dans cette bande. De par le paragraphe précédent, nous sommes donc capable d'évaluer le coefficient d'atténuation pour chaque bande dédiée à une sous-porteuse. Nous pouvons donc estimer, par morceaux, la réponse fréquentielle du canal de propagation sur la bande passante totale du signal

Sur la Figure 1.1, on peut comprendre comment est découpée l'estimation de la réponse fréquentielle du canal autour de chaque sous-porteuses.

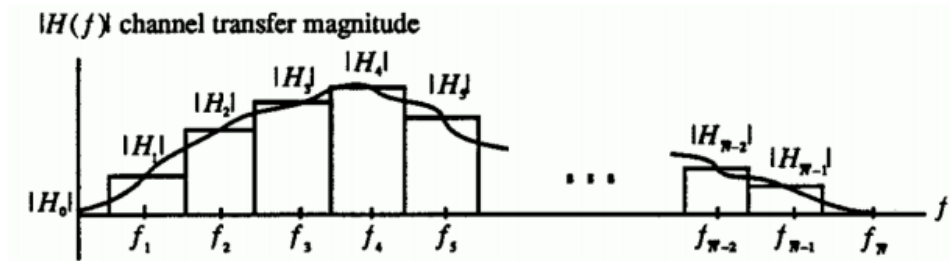


FIGURE 1.1 – Estimation du canal autour des sous-porteuses

Connaissant la réponse fréquentielle du canal, nous sommes capable d'inverser l'effet du canal après réception du signal OFDM. La partie suivante s'intéressera à savoir comment on estime en pratique les coefficients d'atténuations du canal de propagation, pour ensuite décrire comment on les utilise pour inverser l'effet du canal sur le signal.

1.2 Estimation pratique des coefficients d'atténuations du canal

Le premier but de l'égalisation est d'estimer les coefficients complexes du canal de propagation autour des fréquences des sous-porteuses. Mais la réponse du canal de propagation varie au court du temps, par exemple, dans un milieu urbain, nous pouvons avoir des voitures qui avancent, et donc

réfléchissent et diffractent le signal différemment au cours du temps. Nous allons donc décrire le protocole d'estimation de la réponse fréquentielle du canal de propagation au cours du temps.

Ensuite, il faut compenser l'effet du canal par calcul pour réaliser l'égalisation. Cela est fait en prenant en compte les coefficients complexes de la réponse fréquentielle du canal de propagation.

Estimation des coefficients complexes

A l'émission, nous allons insérer des valeurs constantes dédiées à l'estimation de la réponse fréquentielle du canal. Celles-ci sont insérées avant l'IFFT, et seront codées par une constellation connue, comme le chiffre 4 représenté par l'état $1+j$ par exemple. Ces valeurs, donc états, doivent être présentes sur toutes les porteuses afin d'évaluer la réponse sur tous les canaux, même si ce n'est pas au même moment, et on doit répéter plusieurs fois le pilote sur chaque canal afin d'estimer aussi la variation dans le temps de la réponse fréquentielle du canal de propagation.

A la réception, on connaît l'état (la constellation) du pilote. On va recevoir, avec le pilote envoyé sur la sous-porteuse n : $y_{rn} = \alpha_n \cdot x_n + B$, avec y_{rn} le signal reçu, α_n le coefficient complexe la fonction de transfert du canal à la fréquence de la sous-porteuse n , et donc, par zone de cohérence, le coefficient pour la bande servant à envoyer l'état de la donnée associée à la fréquence. x_n l'état connu du pilote à l'émission. B représente le bruit dans le canal de propagation. Si $\alpha_n \cdot x_n$ est assez grand pour que le produit $\alpha_n \cdot x_n$ domine le bruit, on peut estimer le coefficient complexe α_n par le simple calcul : $\alpha_n = y_n / x_n$. Mais comment utiliser ce coefficient pour égaliser le signal ?

Utilisation des coefficients complexes

Une fois les coefficients α_n , nous sommes capables de compenser l'effet du canal sur le signal pour au final, avoir l'impression que la réponse fréquentielle du canal était plate sur la bande de fréquence totale du signal OFDM. Mais cela se fait au détriment d'une amplification du bruit.

Pour faire simple, à la réception, après démultiplexage, et calcul de la FFT sur chaque fréquence de sous-porteuses (canaux), on divise le résultat par le coefficient complexe avant de décoder nos états de constellation. Ce procédé est illustré par la Figure 1.2.

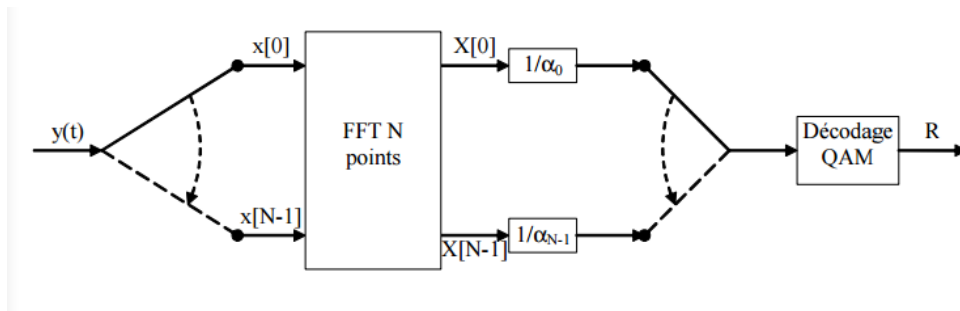


FIGURE 1.2 – Utilisation du coefficient complexe α_n pour l'égalisation dans la chaîne de réception

Pour conclure cette partie, résumons les étapes à suivre. Afin d'estimer la réponse fréquentielle du canal de propagation au cours du temps, nous envoyons sur toutes les sous-porteuses, des signaux pilotes dont le codage sur un état de constellation est connu. Nous répétons ce protocole plusieurs fois au cours du temps afin de prendre en compte que la réponse du canal change au cours du temps. Une fois l'estimation des coefficients effectuée à la réception, nous inversons l'effet du canal de propagation sur le signal afin d'avoir le signal comme si la réponse fréquentielle du canal était plate sur toute la bande de fréquence du signal OFDM. Cela est le principe de l'égalisation.

Rôle du préfixe cyclique dans le signal OFDM

2.1 Principe du préfixe cyclique

Avant de répondre à cette question, nous détaillerons ici le principe d'un préfixe cyclique et nous expliciterons sa construction. Il est à noter dans un premier temps qu'un préfixe cyclique est un intervalle de garde particulier.

Définition 2.1 : *Intervalle de garde*

Un intervalle de garde est un signal de durée Δ que l'on place avant chaque symboles que nous souhaitons pour réduire l'interférence inter-symboles (voir section 2.2). Deux types d'intervalles de garde sont couramment utilisés : le préfixe cyclique et le bourrage de zéros.

Le préfixe cyclique se place donc avant le symbole que l'on souhaite transmettre. De plus le préfixe cyclique se construit comme la répétition des derniers échantillons du bloc qu'il précède.

2.2 Rôle du préfixe cyclique

Interférence inter-symboles (ISI)

Définition 2.2 : *Interférence inter-symboles*

« En télécommunications, une interférence inter-symbole est une forme de distorsion d'un signal qui a pour effet que le symbole transmis auparavant affecte le symbole aujourd'hui reçu »[2]

Le préfixe cyclique étant un intervalle de garde permet de se prémunir des interférences entre symboles (ISI).

Les symboles que nous envoyons subissent des échos. Les échos correspondent au signal initialement envoyé mais atténué et retardé. Ils se superposent au signal reçu de tel façon qu'à un instant t il est possible de recevoir à la fois par le signal principal le symbole S_i et par l'écho le symbole S_{i-1} : c'est l'ISI.

Si on suppose connu le temps T_{max} maximal d'un écho (en pratique il est possible de déterminer les propriétés du canal), et qu'on émet un intervalle de garde pendant un temps $\Delta > T_{max}$ alors on recevra entre Δ et $T_s + \Delta$ uniquement le symbole S_i et l'intervalle de garde qui est connue. Une illustration est présentée à la figure 2.1.

Il n'y a donc plus d'ISI, on est capable d'extraire facilement l'information.

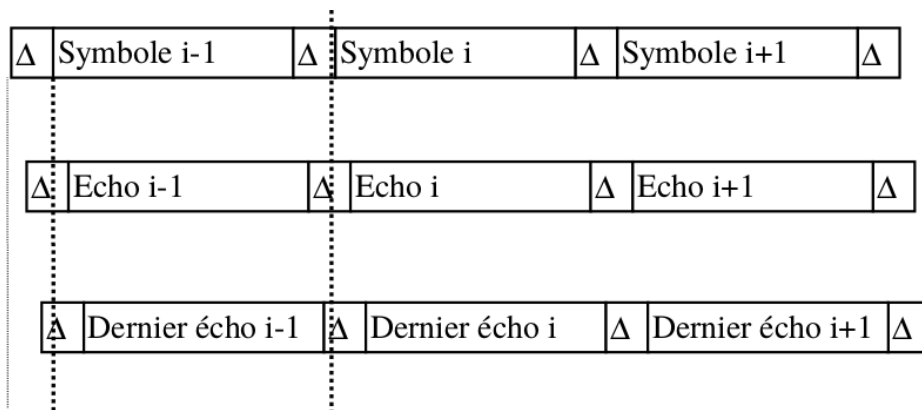


FIGURE 2.1 – Intervalle de Garde

Interférence entre porteuses (ICI)

Définition 2.3 : *Interférence entre porteuses*

Interférence due au recouvrement des sous-porteuses en OFDM

Dans ce cas-ci c'est bien le caractère cyclique du préfixe qui permet d'éliminer l'interférence entre porteuses (ICI).

Tests des structures d'égalisation DFVE

Nous devons vérifier expérimentalement deux structures d'égalisation DFVE (temporelle et fréquentielle). Dans ce chapitre, nous aurons connaissance du canal de propagation à la réception, sans l'utilisation des pilotes. Nous avons donc créé un signal OFDM, modélisé l'effet du canal de propagation, et ensuite nous avons testé les deux structures d'égalisation DFVE en connaissant la réponse du canal, et donc sans algorithme d'estimation des coefficients complexes (Chapitre suivant). Les codes MATLAB commentés sont disponibles avec ce rapport.

3.1 Création du signal

Nous avons choisi de prendre 4 sous-porteuses avec la première à 2.412 GHz, et les suivantes espacées de 0.3125 MHz afin de simuler 4 sous-porteuses du canal 1 du WIFI en France. Nous avons choisi comme modulation, une $\pi/4$ -DPSK dont un état représente le chiffre 1, un autre le 2, puis le 3 et le 4. Ensuite nous créons aléatoirement un vecteur de ces 4 chiffres, et le modulons. Nous pouvons voir le diagramme de constellation sur la Figure 3.1.

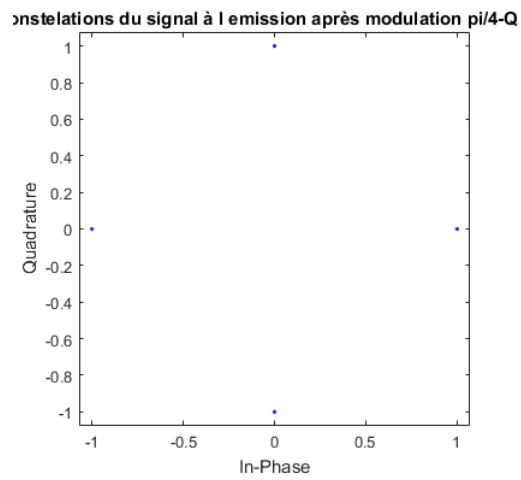


FIGURE 3.1 – Diagramme de constellation avant l'IFFT

Ensuite, nous créons notre signal après en avoir effectué l'IFFT. Nous obtenons le signal visible sur la Figure 3.2.

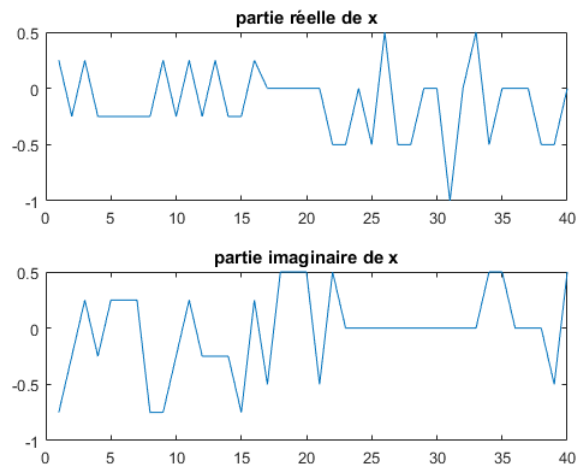


FIGURE 3.2 – Signal à la sortie du récepteur

3.2 Canal de propagation

Nous avons modélisé la réponse fréquentielle du canal par le filtre d'un canal écho de fonction de transfert $H(f) = 1 + (0.4 + j * 0.2) * f^{-1}$. Sur la Figure 3.3, nous pouvons voir la réponse en gain et en phase du canal.

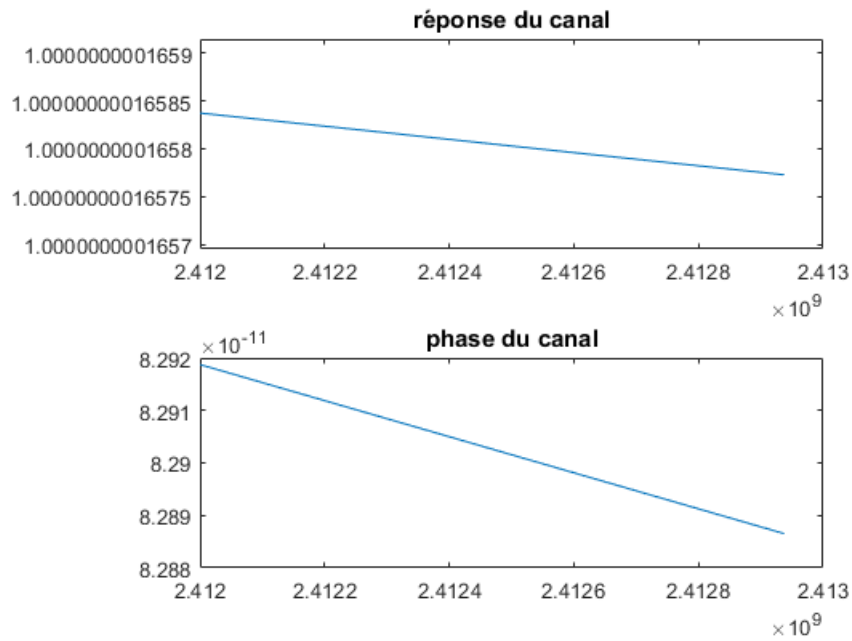


FIGURE 3.3 – Réponse fréquentielle du canal sur la bande du signal OFDM

Ensuite nous convoluons notre signal temporelle par la réponse fréquentielle du canal, puis nous ajoutons un bruit Gaussien complexe de variance 0.01. Notre signal est ainsi transformé comme nous pouvons le voir sur la Figure 3.4

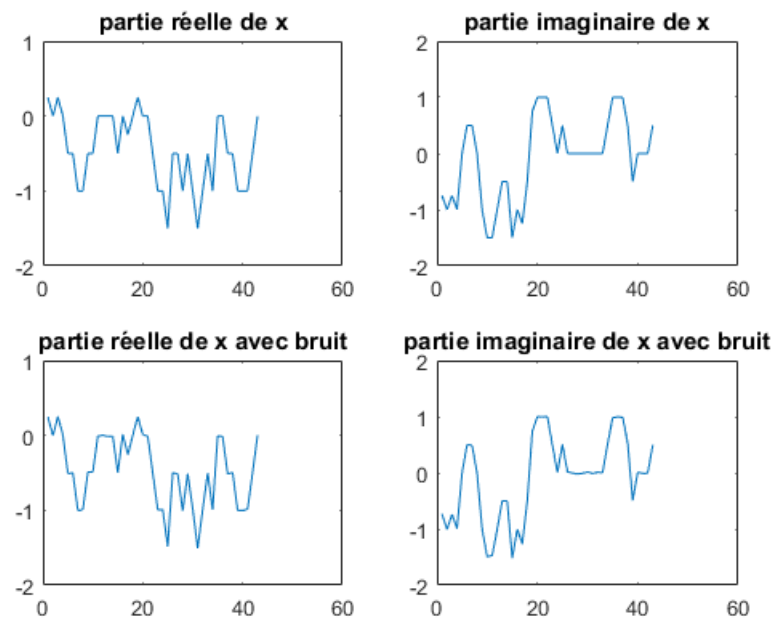


FIGURE 3.4 – Signal à l'entrée du récepteur sans bruit et avec bruit

3.3 Structure fréquentielle DFVE

3.4 Structure temporelle DFVE

Conclusion

Table des figures

0.1	Temps-Frequence	3
1.1	Estimation du canal autour des sous-porteuses	5
1.2	Utilisation du coefficient complexe α_n pour l'égalisation dans la chaîne de réception	7
2.1	Intervalle de Garde	9
3.1	Diagramme de constellation avant l'IFFT	11
3.2	Signal à la sortie du récepteur	11
3.3	Réponse fréquentielle du canal sur la bande du signal OFDM . .	12
3.4	Signal à l'entrée du récepteur sans bruit et avec bruit	13

Bibliographie

- [1] Michel Pecot VINCENT DEMOULIN. « Egalisation vectorielle pour signaux OFDM sans intervalle de garde ». In *Seizième colloque Grets*, Grenoble, 1997.
- [2] WIKIPÉDIA. « Interférence inter-symbole ».