

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 CANAUX DE COMMUNICATION À TRAJETS MULTIPLES.....	3
1.1 Propagation trajets multiples, le modèle	3
1.1.1 Effet de trajets multiples	3
1.1.2 Distribution de Rayleigh.....	4
1.1.3 Distribution de Rice	6
1.2 Effet de Doppler.....	7
1.3 Canaux à la réponse impulsionnelle étalée	8
1.4 Modélisation proposée d'un mobile dans un environnement urbain avec passage rapide d'un canal à un autre.....	11
CHAPITRE 2 SYNCHRONISATION ET ÉGALISATION DES SYSTÈMES DE COMMUNICATION	15
2.1 Introduction à la synchronisation.....	16
2.2 Introduction à l'égalisation	18
2.2.1 Égaliseur linéaire avec algorithme du gradient stochastique (LTE-LMS)	21
2.2.2 Égaliseur linéaire avec algorithme des moindres carrés récurrents (LTE-RLS).....	23
2.2.3 Égaliseur non linéaire avec algorithme des moindres carrés récurrents basé sur des décisions (DD-RLS).....	26
2.3 Comparaison des performances des filtres LMS, RLS et DD-RLS.....	27
CHAPITRE 3 CONCEPTION D'UN ALGORITHME CORRECTION DES COEFFICIENTS DE L'ÉGALISEUR	29
3.1 Performance de l'égaliseur dans la sous-section 1.4	29
3.2 Observation les coefficients de l'égaliseur	34
3.2.1 Observation les coefficients de l'égaliseur pendant le mode d'apprentissage	34
3.2.2 Observation des coefficients de l'égaliseur pendant le mode de décision	38
3.3 Détection de la transmission	43
3.3.1 Nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles dans le cas où Δ égale à deux	44
3.3.2 Nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles dans le cas où Δ égale à quatre	45
3.4 Algorithme pour recentrer les coefficients de l'égaliseur.....	46
3.4.1 Algorithme qui positionne le coefficient central à W_2	47
3.4.2 Résultat de la simulation.....	49

CHAPITRE 4	ANALYSE DES PERFORMANCES DANS DIFFÉRENTS SCÉNARIOS DE CANAUX.....	53
4.1	Modèle du canal avec un temps de chevauchement plus grand.....	53
4.1.1	La valeur de Δ égale à 4 pendant le mode d'apprentissage	54
4.1.2	Résultat de simulation avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 du canal avec le temps de chevauchement plus grand.....	57
4.2	Modèle du canal avec un signal direct et deux signaux de trajets multiples	59
4.2.1	La valeur de Δ égale à 1 pendant le mode d'apprentissage	62
4.2.2	La valeur de Δ égale à 4 pendant le mode d'apprentissage	66
4.2.3	Algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 dans le cas où il y a beaucoup de délai du canal	69
4.3	Condition pour assurer le bien fonctionnement de l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2	75
CONCLUSION.....		79
BIBLIOGRAPHIE.....		81

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 2.1	Estimation des nombres de multiplications réelles, additions réelles ainsi que le nombre de divisions réelles de RLS25
Tableau 2.2	Comparaison des nombres de multiplications réelles, additions réelles et divisions réelles entre LMS, RLS et DD-RLS27
Tableau 4.1	Algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 dans le cas où il y a beaucoup de délais d'un canal71

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1.1	Exemple de l'effet de trajets multiples4
Figure 1.2	Fonction de densité de probabilité d'une distribution de Rayleigh quand σ égale à 15
Figure 1.3	Fonction de densité de probabilité d'une distribution de Rice avec différentes valeurs de K quand σ égale à 17
Figure 1.4	La réponse impulsionnelle d'un canal plat en fréquence.....9
Figure 1.5	La réponse en fréquence d'un canal plat en fréquence9
Figure 1.6	La réponse impulsionnelle d'un canal sélectif en fréquence10
Figure 1.7	La réponse en fréquence d'un canal sélectif en fréquence.....10
Figure 1.8	Trois trajets d'un canal de sélectif en fréquence.....11
Figure 1.9	Scénario du canal dans la réalité12
Figure 1.10	Modèle du canal qui change rapidement en fonction du temps.....12
Figure 1.11	Les formes des fenêtres un et deux du canal.....13
Figure 2.1	Modèle du système de télécommunication15
Figure 2.2	Synchronisation de la fréquence avec la boucle de verrouillage de phase.....17
Figure 2.3	La structure de trame18
Figure 2.4	Exemple d'une fréquentielle d'un canal et d'un égaliseur.....18
Figure 2.5	Réponse impulsionnelle d'un égaliseur d'un canal avec un trajet principal et un trajet secondaire20
Figure 2.6	LMS algorithme22
Figure 2.7	Algorithme de décision directe RLS.....26
Figure 2.8	Comparaison des performances des filtres LMS, RLS et DD-RLS27

Figure 3.1	Délai de deux symboles d'un canal	30
Figure 3.2	Schéma de l'égaliseur au récepteur.....	31
Figure 3.3	EQM de l'égaliseur avec un trajet principal et un trajet secondaire	32
Figure 3.4	Égaliseur linéaire avec 5 coefficients pendant le mode d'apprentissage	34
Figure 3.5	Variations des coefficients de l'égaliseur pendant le mode d'apprentissage quand Δ égale à 2	35
Figure 3.6	Variations des coefficients de l'égaliseur dans le cas où Δ égale à 2.....	39
Figure 3.7	Variations des coefficients de l'égaliseur dans le cas où Δ égale à 4.....	40
Figure 3.8	Nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles au récepteur dans le cas où Δ égale à 2.....	44
Figure 3.9	Nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles au récepteur dans le cas où Δ égale à 4.....	45
Figure 3.10	Algorithme qui positionne le coefficient central à W_2	47
Figure 3.11	EQM de l'égaliseur avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 quand Δ égale à 4	50
Figure 3.12	Variations des coefficients de l'égaliseur avec algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 quand Δ égale à 4.....	50
Figure 3.13	Nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles au récepteur avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 quand Δ égale à 4	52
Figure 4.1	EQM quand le temps de chevauchement égale à 0,6s et Δ égale à 4.....	54
Figure 4.2	Variations des coefficients de l'égaliseur quand le temps de chevauchement égale à 0,6s et Δ égale à 4	55
Figure 4.3	Nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles quand le temps de chevauchement égale à 0,6s et Δ égale à 4	56

Figure 4.4	EQM quand le temps de chevauchement égale à 0,6s et Δ égale à 4 avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_257
Figure 4.5	Variations des coefficients de l'égaliseur quand le temps de chevauchement égale à 0.6s et Δ égale à 4 avec algorithme qui positionne le coefficient central à W_258
Figure 4.6	Nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles quand le temps de chevauchement égale à 0.6s et Δ égale à 4 avec algorithme qui positionne le coefficient central à W_258
Figure 4.7	Modèle du canal avec un trajet principal sans délai et deux trajets multiples.....60
Figure 4.8	Trois fenêtres du canal.....60
Figure 4.9	EQM avec un signal direct et deux signaux de trajets multiples dans le cas où Δ égale à 162
Figure 4.10	Variations des coefficients de l'égaliseur avec un signal direct et deux signaux de trajets multiples dans le cas où Δ égale à 163
Figure 4.11	Nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles avec un signal direct et deux signaux de trajets multiples dans le cas où Δ égale à 164
Figure 4.12	EQM avec un signal direct et deux signaux de trajets multiples dans le cas où Δ égale à 4.....66
Figure 4.13	Variations des coefficients de l'égaliseur avec un signal direct et deux signaux de trajets multiples dans le cas où Δ égale à 467
Figure 4.14	Nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles dans le cas où Δ égale à 4 avec un signal direct et deux signaux de trajets multiples.....68
Figure 4.15	EQM de l'égaliseur dans le cas où Δ égale à 4 avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_272
Figure 4.16	Variations des coefficients de l'égaliseur dans le cas où Δ égale à 4 avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_272
Figure 4.17	Le signal reçu au récepteur avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 pendant l'intervalle de temps $[0,6;1]$ s.....73

XVIII

Figure 4.18	Nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles dans le cas où Δ égale à 4 avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_274
Figure 4.19	Variations des coefficients de l'égaliseur dans le cas où Δ égale à 2 et le canal de Rice avec le délai de 5 symboles76
Figure 4.20	Variations des coefficients de l'égaliseur dans le cas où Δ égale à 4 et le canal de Rice avec le délai de 5 symboles76

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

BER	Bit Error Rate
dB	Décibel
DD RLS	Decision Directed Recursive Least Square
EQM	Erreur Quadratique Moyenne
IES	Interférences Entre Symboles (ISI- Intersymbol Interference)
LOS	Line of Sight
LMS	Least Mean Square
NLOS	Non Line of Sight
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
RLS	Recursive Least Square
SNR	Signal Noise Ratio (Rapport Signal à Bruit)
TES	Taux d'Erreur Symbole

INTRODUCTION

Problématique

Le développement des systèmes de communication sans fil est de plus en plus complexe et impose de nouvelles exigences, comme l'utilisation d'une bande de fréquence réduite, un débit élevé, une excellente qualité de service, etc. D'une part, dans la réalité, le déplacement du récepteur est souvent inconnu et variable. D'autre part, l'environnement dans lequel transitent les signaux varie en fonction du temps. Donc, le récepteur peut subir l'effet de trajets multiples ou délais de quelques symboles. C'est pourquoi la synchronisation et l'égalisation jouent un rôle très important. Dans un tel contexte, l'utilisation d'un égaliseur permet de corriger l'interférence entre les symboles (IES) et les évanouissements sélectifs en fréquence causés par les distorsions et la présence de trajets multiples dans le canal (Proakis, 2001, p.660). De plus, le récepteur doit éliminer le décalage de la fréquence porteuse et celui de la phase. Il doit aussi détecter le symbole transmis par l'émetteur.

Il y a plusieurs types de synchronisation: synchronisation de la fréquence, synchronisation du symbole, synchronisation de trame, etc. Malheureusement, dans quelques cas, si les canaux changent rapidement dans le temps, l'égaliseur ne peut pas bien fonctionner et la synchronisation peut être perdue au récepteur.

Objectifs

L'objectif de ce mémoire est de développer des stratégies de communication dans différents scénarios de canaux en séries qui changent fortement en fonction du temps. Les valeurs de l'erreur quadratique moyenne (EQM) et du taux d'erreur symbole sont calculées pour estimer l'efficacité de l'égalisation pendant le temps de chevauchement entre les canaux. L'observation des coefficients de RLS, qui contiennent les informations de délai du canal, permet de proposer un algorithme de correction des coefficients de RLS quand la synchronisation est perdue au récepteur. Sans cette correction, l'adaptation de l'égaliseur convergerait à un état où il y aurait perte de synchronisation : une avance ou un retard d'un nombre entier de symboles modulés.

CHAPITRE 1

CANAUX DE COMMUNICATION À TRAJETS MULTIPLES

Dans un système de télécommunication sans fil, la transmission des signaux traverse un environnement imprévisible. Malheureusement, pendant le temps de la transmission, il y a beaucoup d'effets physiques qui peuvent affecter le signal principal transmis. Alors, plusieurs techniques ont déjà été utilisées pour améliorer des performances au récepteur comme une technique de modulation, l'égalisation et la synchronisation, etc. « Pour évaluer les performances de telles techniques, une modélisation adéquate du canal doit être réalisée » (Chen, 2005, p.3). Le canal est un modèle qui peut présenter des effets physiques de l'environnement. C'est pourquoi le canal est le phénomène au centre de nos préoccupations.

Dans cette partie, tout d'abord, l'effet de la propagation réaliste sera présenté. Ensuite, un modèle du canal qui change rapidement en fonction du temps sera proposé.

1.1 Propagation trajets multiples, le modèle

1.1.1 Effet de trajets multiples

Dans un contexte de télécommunication, les signaux sont transmis à travers différents environnements. C'est pourquoi il y a réception de plusieurs versions du même signal, avec une amplitude et un délai propre à chacune. Ce phénomène rend difficile la détection du signal transmis. La Figure 1.1 introduit l'effet de trajets multiples.

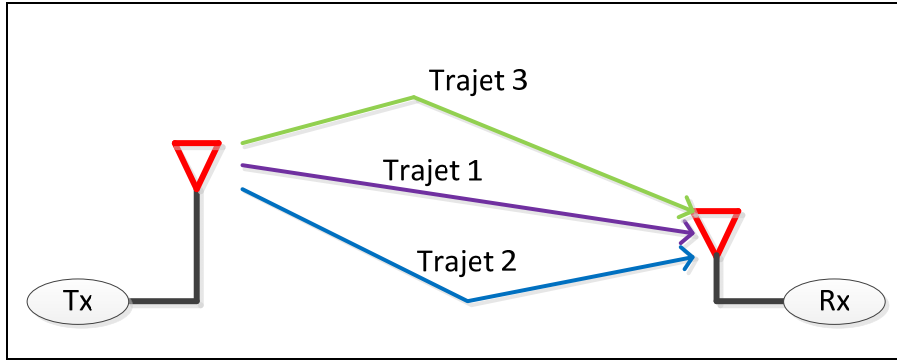


Figure 1.1 Exemple de l'effet de trajets multiples

Il y a deux types de propagation trajets multiples. Ce sont la vue directe (Line Of Sight : LOS) et la vue non directe (Non Line Of Sight : NLOS). Plus clairement, le trajet 1 dans la Figure 1.1 est le trajet LOS et les deux trajets 2 et 3 sont les trajets NLOS parce qu'il y a un phénomène de réflexion dans les trajets deux et trois. Mathématiquement, le signal reçu au récepteur est la somme de tous les trajets qui sont donnés par l'équation (1.1) (Proakis, 2001, p.802)

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s[t - \tau_n(t)] \quad (1.1)$$

avec x le signal reçu au récepteur;

$\alpha_n(t)$ l'amplitude du trajet n qui varie en fonction du temps;

$\tau_n(t)$ le temps de délai du trajet n .

La réponse impulsionnelle du canal qui varie en fonction du temps est présentée par l'équation (1.2) (Proakis, 2001, p.802)

$$c(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta[t - \tau_n(t)] \quad (1.2)$$

avec f_c la fréquence porteuse du signal

1.1.2 Distribution de Rayleigh

Dans la réalité, le canal varie toujours en fonction du temps parce qu'il y a souvent un déplacement entre l'émetteur et le récepteur. Si tous les trajets sont NLOS, la fonction de

densité d'une distribution des amplitudes des trajets a une distribution de Rayleigh qui est donnée par l'équation (1.3):

$$p(z) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{\frac{-z}{2\sigma^2}}, \quad z \geq 0 \quad (1.3)$$

avec σ^2 la variance des variables aléatoires;

z l'amplitude du signal reçu au récepteur.

La moyenne de la distribution est donnée par l'équation (1.4):

$$E\{z\} = \int_0^{\infty} zp(z)dz = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \approx 1.25\sigma \quad (1.4)$$

La Figure 1.2 présente une fonction de densité de probabilité d'une distribution de Rayleigh quand la valeur de σ égale à 1.

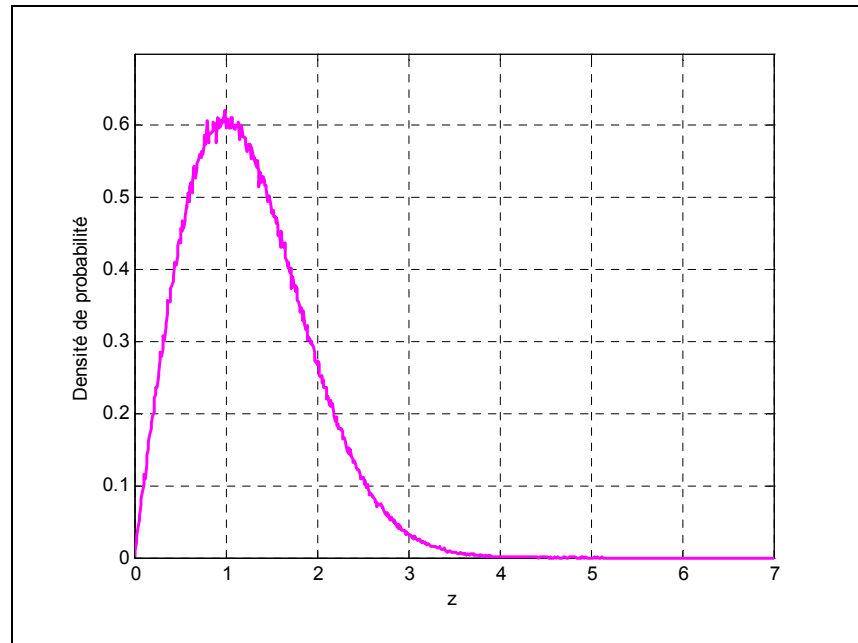


Figure 1.2 Fonction de densité de probabilité d'une distribution de Rayleigh quand σ égale à 1

1.1.3 Distribution de Rice

Dans le canal de Rayleigh, il n'existe pas de ligne de vue entre l'émetteur et le récepteur. Au contraire, dans le canal de Rice, le signal est composé d'une composante en ligne de vue et de composants trajets multiples. En outre, le signal direct est plus puissant que les autres. La densité de probabilité des amplitudes des trajets de Rice est donnée par l'équation (1.5)

$$p(z) = \frac{z}{\sigma^2} e^{-(r^2+z^2)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{rz}{\sigma^2}\right), \quad z \geq 0 \quad (1.5)$$

où σ^2 est la variance du signal de trajet multiple;

r est l'amplitude du signal en ligne de vue;

I_0 est la fonction de Bessel modifiée du premier type à l'ordre zéro.

Dans le cas où la valeur de r est nulle, la distribution de Rice devient la distribution de Rayleigh. La distribution de Rice est souvent exprimée en fonction du paramètre K , qui est calculé par l'équation (1.6):

$$K = \frac{P_c}{P_a} = \frac{r^2 / 2}{\sigma^2} = \frac{r^2}{2\sigma^2} \quad (1.6)$$

avec P_c la puissance cohérence;

P_a la puissance aléatoire.

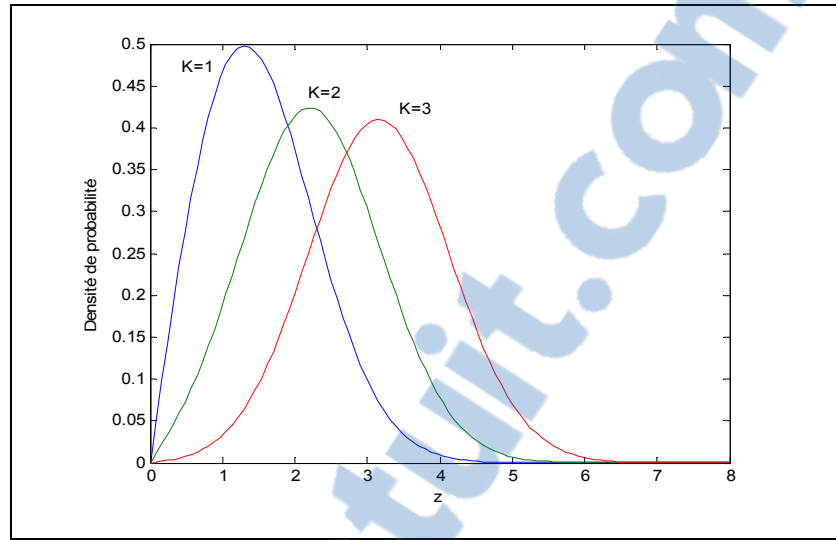


Figure 1.3 Fonction de densité de probabilité d'une distribution de Rice avec différentes valeurs de K quand σ égale à 1

La figure 1.3 représente la distribution de Rice avec différentes valeurs de K . Quand la valeur de K est plus grande, la moyenne de la distribution est plus proche de r . Quand K est $+\infty$, la distribution de Rice devient une distribution Gaussienne.

1.2 Effet de Doppler

S'il y a un déplacement entre l'émetteur et le récepteur, cela cause des variations de phase propres à chaque trajet pouvant générer de l'évanouissement au récepteur. Ce phénomène, appelé *effet de Doppler*, est associé au mouvement entre les radios. Supposons que l'émetteur soit fixe, plus le récepteur se déplace rapidement, plus les phases changeront rapidement et pourront rencontrer des affaiblissements rapides durant un laps de temps fixé (Parsons, 2000, p.109). Le décalage Doppler dépend de la fréquence porteuse ainsi que de la vitesse relative entre l'émetteur et le récepteur. On calcule la fréquence Doppler f_d par:

$$f_d = f \left(1 + \frac{v}{c} \right) \quad (1.7)$$

L'équation (1.7) montre que la fréquence Doppler est la fréquence perçue par le récepteur. On note que si le récepteur se rapproche de l'émetteur, ça veut dire que $v > 0$ et, par

conséquent $f_D > f$. Au contraire, si le récepteur s'éloigne de l'émetteur, $v < 0$ et, par conséquent $f_D < f$. Dans la réalité, le décalage de la vitesse est exprimé comme un vecteur qui est calculé par l'équation (1.8)

$$\vec{v}_d = \vec{v}_{Tx} - \vec{v}_{Rx} \quad (1.8)$$

où $\vec{v}_{Tx}$ soit le vecteur de la vitesse de l'émetteur et $\vec{v}_{Rx}$ soit le vecteur de la vitesse du récepteur. La valeur v est calculée par la relation entre le vecteur et le vecteur unitaire, partant de l'émetteur et pointant dans la direction du récepteur.

$$v = \vec{v}_d \cdot \vec{u} = \left\| \vec{v}_d \right\| \cdot \cos(\angle(\vec{v}_d, \vec{u})) \quad (1.9)$$

1.3 Canaux à la réponse impulsionnelle étalée

Il y a deux types de canaux: plat en fréquence et sélectif en fréquence. Pour les distinguer l'un de l'autre, on doit comparer la bande de cohérence du canal et la bande du signal. La bande de cohérence du canal est l'intervalle de fréquence pendant laquelle le canal est constant, c'est-à-dire qu'il ne change pas. Si la bande de cohérence du canal est plus grande que la bande du signal, le canal n'a qu'une réponse impulsionnelle non dispersive. Dans ce cas-là, le nom du canal est plat en fréquence. Les Figures 1.4 et 1.5 présentent la réponse impulsionnelle et la réponse en fréquence d'un canal plat en fréquence.

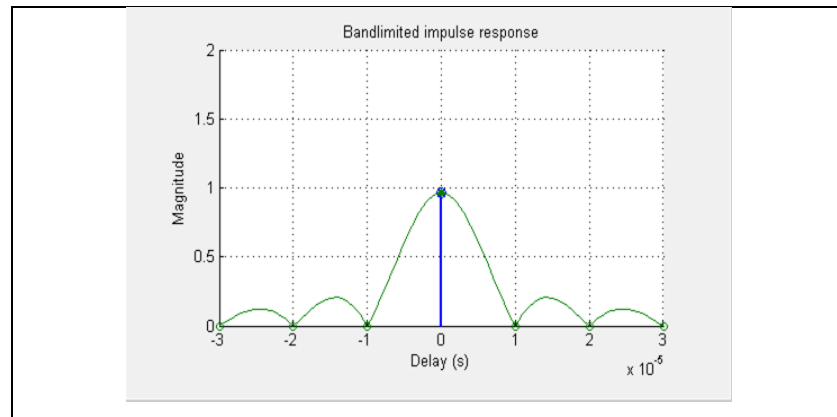


Figure 1.4 La réponse impulsionnelle d'un canal plat en fréquence

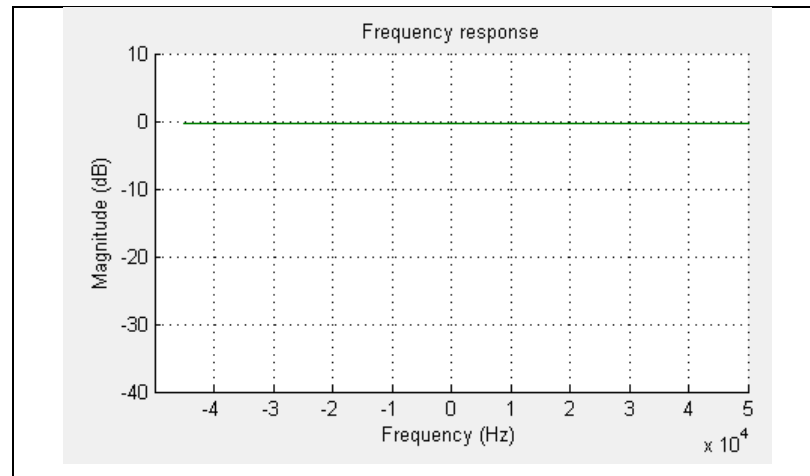


Figure 1.5 La réponse en fréquence d'un canal plat en fréquence

Dans la figure 1.5, la réponse en fréquence d'un canal est une ligne, cela signifie que sa valeur est constante. Donc, il n'y a pas d'effet de l'IES.

Au contraire, si la bande de cohérence d'un canal est plus petite que la bande du signal, il y a réponse impulsionnelle d'un canal qui s'étale dans le temps. Dans ce cas-là, le canal est dénommé sélectif en fréquence. Les Figures 1.6 et 1.7 présentent la réponse impulsionnelle et la réponse en fréquence d'un canal sélectif en fréquence.



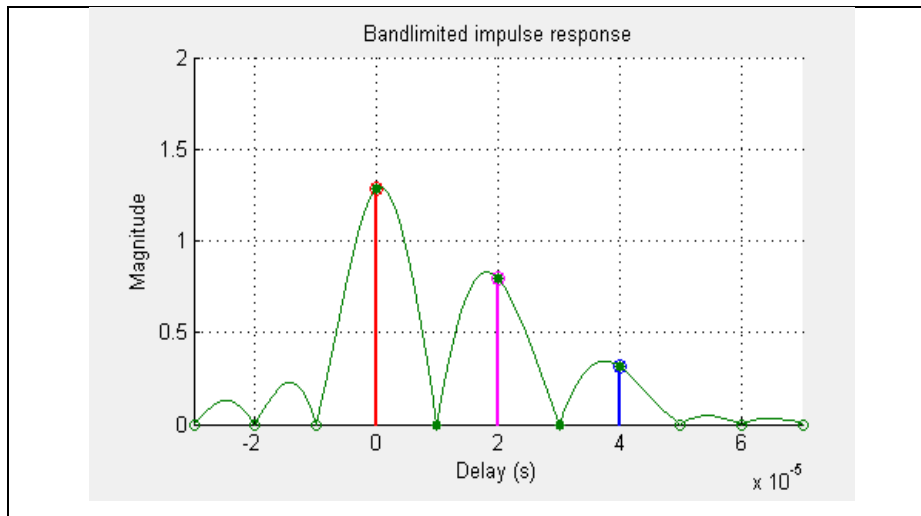


Figure 1.6 La réponse impulsionnelle d'un canal sélectif en fréquence

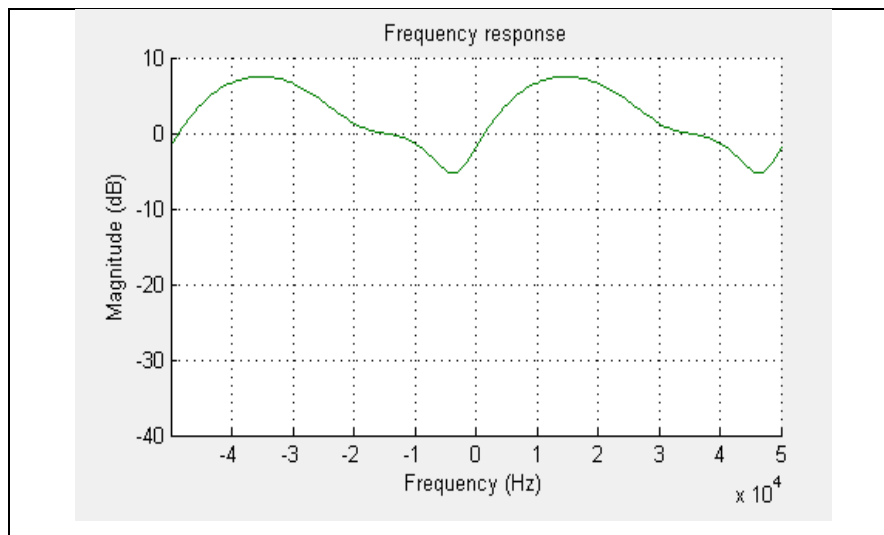


Figure 1.7 La réponse en fréquence d'un canal sélectif en fréquence

Dans la figure 1.6, il y a une réponse impulsionnelle selon trois composantes principales. On peut comprendre qu'il y a trois trajets ayant chacun leur délai et leur amplitude propres. La conséquence de cet effet est que la réponse en fréquence est variable.

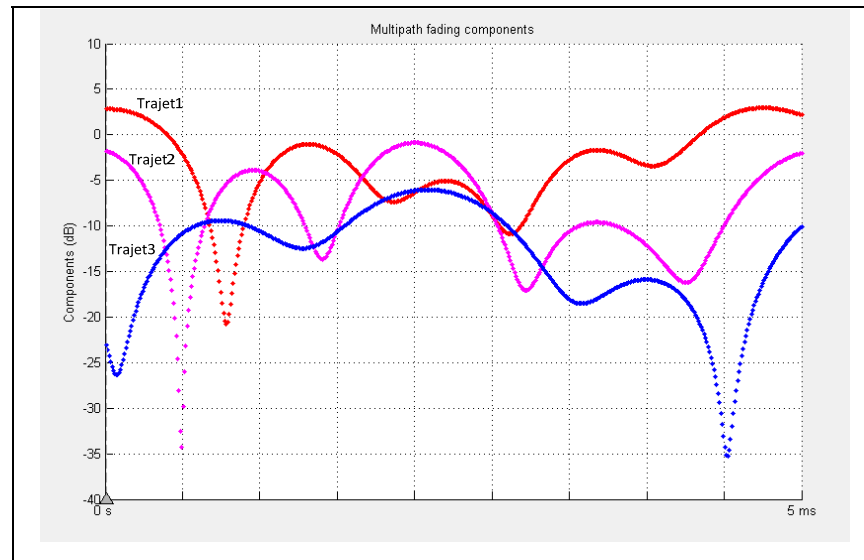


Figure 1.8 Trois trajets d'un canal de sélectif en fréquence

1.4 Modélisation proposée d'un mobile dans un environnement urbain avec passage rapide d'un canal à un autre

Dans la réalité, le récepteur peut se déplacer avec une grande vitesse, comme dans le cas d'un mobile dans une voiture ou un avion, etc. Donc l'environnement de la transmission peut changer rapidement en fonction du temps. Par exemple: tout d'abord, une voiture se déplace dans un environnement urbain. Pendant ce temps-là, il y a beaucoup d'obstacles, comme des maisons, des arbres, etc., qui peuvent causer des difficultés sur la transmission entre l'émetteur et le récepteur. Le signal reçu au récepteur subit l'effet de trajets multiples, avec un nombre de trajets ainsi qu'un temps de délai qui sont inconnus. Ensuite, si la voiture entre dans le tunnel de la montagne, alors, l'environnement de transmission des signaux change rapidement. Une conséquence de ce phénomène est que le signal reçu est constitué de plusieurs répliques du signal principal avec des caractéristiques en amplitude et en phase propres à chacun des trajets. Dans quelques cas, le récepteur ne peut pas éliminer les effets néfastes du canal, puisqu'il ne peut pas obtenir précisément le signal désiré. Alors, le système de communication ne fonctionne pas correctement. Dans cette partie, un modèle du canal qui change rapidement en fonction du temps avec des délais importants sera construit. Ensuite, on trouve à quelle condition du canal le récepteur peut avoir une bonne performance ou

perdre la synchronisation. La Figure 1.9 présente un scénario du canal qui représente cette réalité.

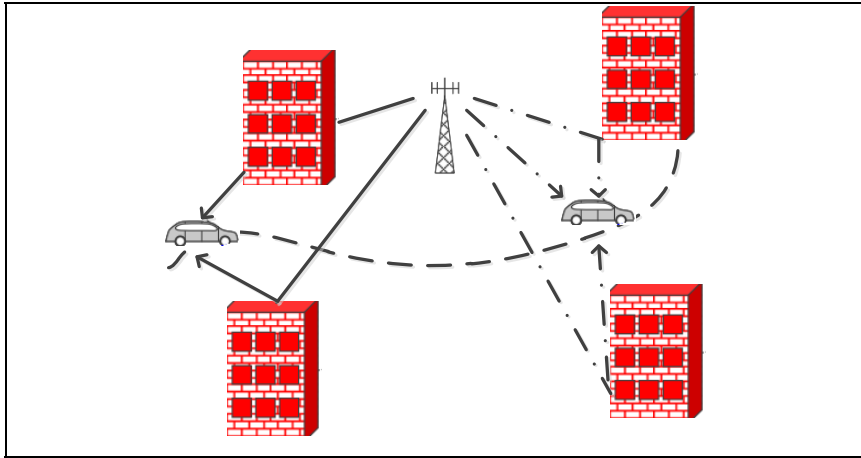


Figure 1.9 Scénario du canal dans la réalité
Tirée de Kyosti et al. (2007, p.29)

Normalement, le canal est caractérisé par beaucoup de facteurs comme le délai, des variations de l'amplitude et de la phase, le nombre de trajets, etc. L'égaliseur peut éliminer l'effet de trajets multiples. Dans quelques cas, l'égaliseur ne peut pas suivre le changement du canal. La Figure 1.10 présente le modèle du canal qui change rapidement en fonction du temps.

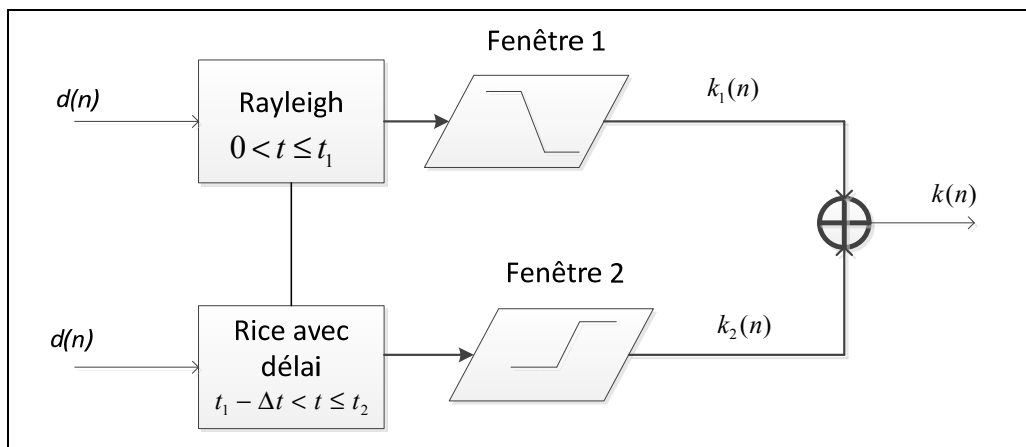


Figure 1.10 Modèle du canal qui change rapidement en fonction du temps

avec $d(n)$ le signal transmis par l'émetteur;
 $k_1(n)$ le signal de sortie de la fenêtre 1;
 $k_2(n)$ le signal de sortie de la fenêtre 2;
 $k(n)$ le signal reçu au récepteur.

Un modèle réaliste de canal est présenté à la Figure 1.10. Les signaux de sorties du canal de Rayleigh et du canal de Rice sont passés par les fenêtres 1 et 2 qui ont les formes présentées dans la Figure 1.11

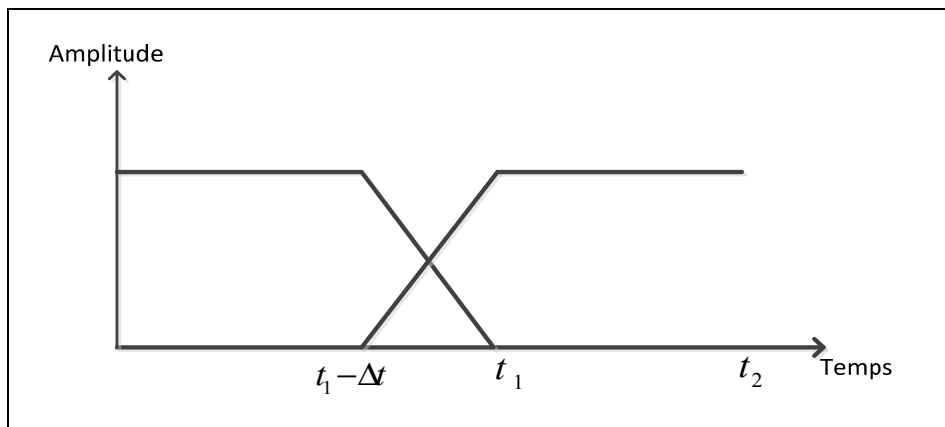


Figure 1.11 Les formes des fenêtres un et deux du canal

Dans ce modèle du canal, tout d'abord, le signal $d(n)$ est transmis par le canal de Rayleigh. En effet, la forme de la fenêtre 2 montre qu'elle éliminera tout le signal de sortie du canal de Rice pendant l'intervalle de temps $[0; t_1 - \Delta t]$. Alors, le signal reçu au récepteur pendant l'intervalle de temps $[0; t_1 - \Delta t]$ est le signal de sortie du canal de Rayleigh sans délai. Ensuite, de $t_1 - \Delta t$ à t_1 , c'est le temps de chevauchement entre deux canaux. Le signal reçu au récepteur pendant ce temps-là est une somme entre le signal de sortie du canal de Rayleigh et le signal de sortie du canal de Rice qui sont passés des fenêtres un et deux. Enfin, à partir de t_1 , le signal reçu au récepteur est le signal de sortie du canal de Rice avec des délais.

CHAPITRE 2

SYNCHRONISATION ET ÉGALISATION DES SYSTÈMES DE COMMUNICATION

Dans un contexte de télécommunication, le signal principal subit toujours des effets indésirables, comme on les a présentés au Chapitre 1. Alors, le signal reçu au récepteur est la somme entre l'information principale et des informations interférentes du canal. C'est pourquoi, la synchronisation et l'égalisation sont des composantes importantes qui existent toujours au récepteur pour assurer que le récepteur démodule correctement le signal reçu. La Figure 2.1 présente un modèle simple d'un système de télécommunication.

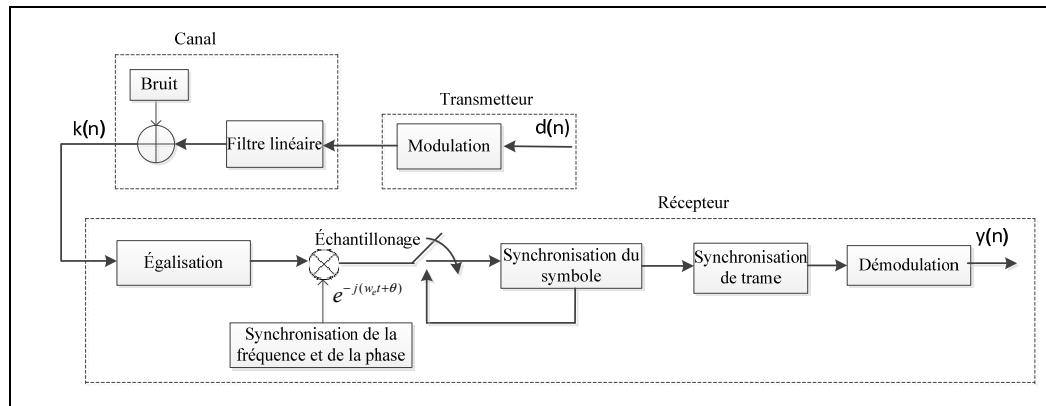


Figure 2.1 Modèle du système de télécommunication
Adaptée de Du (2010, p.259)

La Figure 2.1 permet d'avoir une vue d'ensemble du système de télécommunication. Tout d'abord, des données $d(n)$ sont modulées pour les adapter à la transmission du canal. « D'une part, le signal est directement transmis sur le canal avec une modulation en bande de base. D'autre part, le signal émis est centré sur une porteuse dans le cas d'une modulation avec porteuse » (Aksas, 2003, p.7). Ensuite, elles sont transmises sur le canal qui est caractérisé par sa bande passante, des trajets multiples, l'effet de Doppler et le bruit qu'il génère. Les données désirables au récepteur sont des données non modifiées par le canal. Cependant, il y a toujours une certaine imperfection, cela est dû aux composantes imparfaites, au bruit thermique ou aux interférences des autres communications. Alors, l'égaliseur éliminera

l'effet néfaste du canal par estimation du canal. La synchronisation du temps sera utilisée pour connaître le temps de début des données et du symbole. En outre, la synchronisation de la fréquence peut assurer que la fréquence de la porteuse et la fréquence de l'oscillateur local sont les mêmes. Le codage de canal n'est pas considéré dans ce mémoire. Le but le plus important de ce mémoire est d'estimer le fonctionnement des blocs égalisation et synchronisation de trame au récepteur. En supposant que la synchronisation de la fréquence et la synchronisation du symbole sont toujours obtenues au récepteur.

2.1 Introduction à la synchronisation

« Deux séquences d'événements sont synchrones si les événements correspondants dans les deux séquences se produisent simultanément » (Paul, 1978, p.3). Plus simplement, dans la réalité, le récepteur doit connaître exactement le temps, décalé par un délai de propagation, où les données ont été transmises. Alors, la synchronisation est une tâche essentielle et son échec cause la perte des performances du système de télécommunication. Une tâche difficile au récepteur est de récupérer les informations transmises en estimant bien des évanouissements. C'est pourquoi, il y a plusieurs niveaux de la synchronisation.

La première technique de synchronisation est la synchronisation de l'horloge. Le rythme de l'horloge au récepteur est conçu pour avoir le même rythme que l'horloge à l'émetteur. Deuxièmement, on doit compenser le décalage de phase et de fréquence de la porteuse au récepteur, décalage qui existe toujours entre une porteuse de référence locale et une porteuse reçue. La boucle de verrouillage de phase est souvent utilisée dans ce cas-ci. Troisièmement, la synchronisation du symbole est utilisée pour échantillonner le symbole à l'instant idéal. La synchronisation de trame est une technique d'un autre niveau qui dépend des entêtes de la trame. En général, pour avoir la synchronisation de trame, la synchronisation de symbole doit être maintenue. « Dans quelques cas, la synchronisation de phase est maintenue après la synchronisation de trame » (Paul, 1978, p.20).

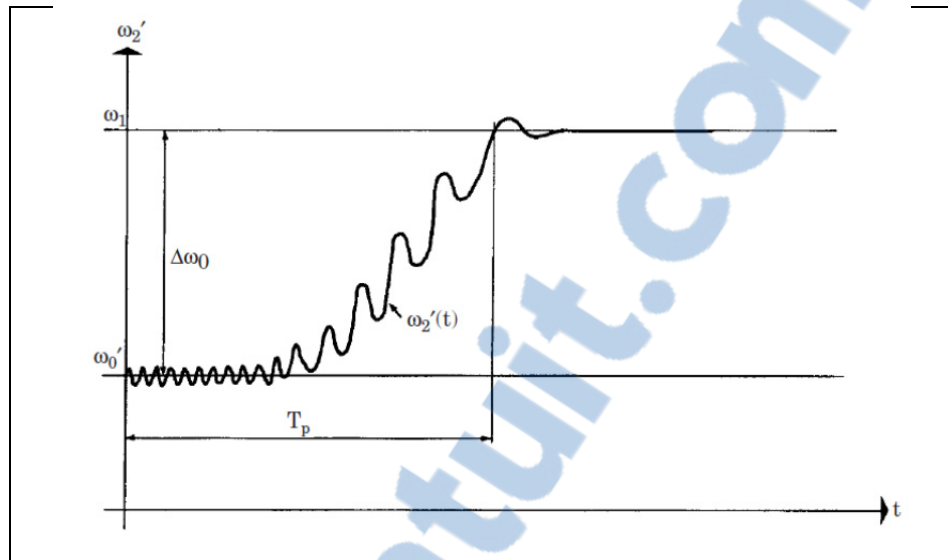


Figure 2.2 Synchronisation de la fréquence avec la boucle de verrouillage de phase

Tirée de Roland (1999, p.42)

La Figure 2.2 est un exemple de la synchronisation de la fréquence avec une boucle de verrouillage de phase. Supposons que ω'_0 est la fréquence initiale de la porteuse au récepteur. Soit une fréquence désirée, dans ce cas-là, la fréquence d'entrée ω_1 . Alors, la boucle de verrouillage de phase sera utilisée. Après quelques itérations, le changement de la fréquence ω'_0 a tendance à diminuer le décalage de la fréquence $\Delta\omega_0$. Enfin, après un temps T_p , la fréquence régénérée par la boucle a la même valeur que la fréquence de référence ω_1 . On peut dire que, dans ce temps-là, la boucle de verrouillage de phase est fermée et elle conservera ce statut pour assurer que la fréquence ω'_0 ait toujours la même valeur que la fréquence de référence.

Normalement, pour obtenir la synchronisation de trame, des bits connus constituant un entête ont été insérés avant les données principales. La Figure 2.3 donne un exemple de la structure de trame.

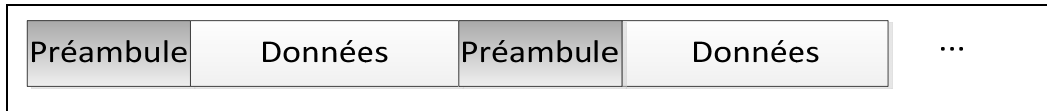


Figure 2.3 La structure de trame

Des données préambules ne portent pas des informations, alors sa transmission est une dépense d'énergie. Dans ce mémoire, nous supposons que la synchronisation du symbole et de la phase sont maintenues, alors une méthode pour maintenir et corriger la synchronisation de trame est proposée.

2.2 Introduction à l'égalisation

Des trajets multiples et un délai du symbole causent l'effet de l'IES. « Alors, à la sortie du filtre de Nyquist, après le canal, le symbole qu'on veut extraire se trouve perturbé par l'interférence due aux symboles voisins et il n'est généralement pas possible de le détecter » (Aksas, 2003, p.24). Théoriquement, si le canal est connu, il est possible d'éliminer complètement l'effet de l'IES par utilisation de la méthode de *zero forcing*, qui force la réponse impulsionnelle composée de tous les filtres de la chaîne à être nulle à tout instant sauf à l'instant zéro.

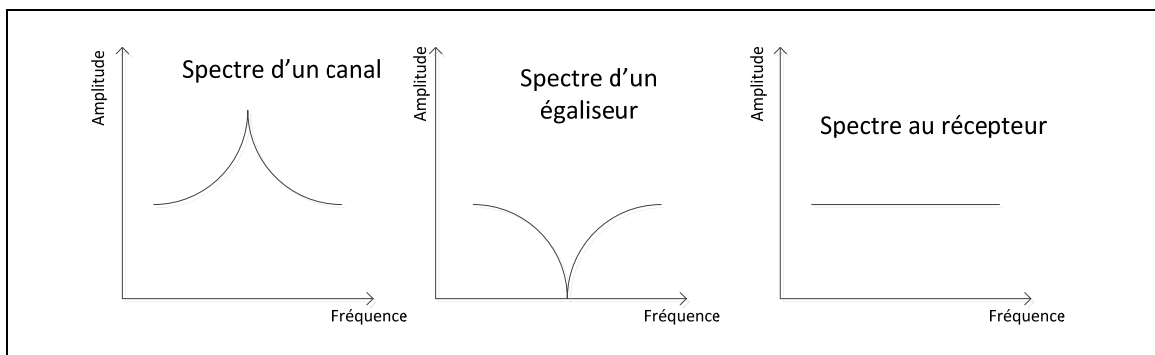


Figure 2.4 Exemple d'une fréquentielle d'un canal et d'un égaliseur

La Figure 2.4 présente un exemple de fonctionnement d'un égaliseur. Idéalement, l'égaliseur produit un spectre inverse du canal dans le but de corriger le canal. Plus clairement,

supposons que la réponse impulsionnelle du canal avec un trajet direct et un trajet secondaire est montrée par l'équation (2.1):

$$h = [1 \quad \underbrace{0 \dots 0}_{nT_s} \quad \gamma] \quad (2.1)$$

où γ est la puissance de trajet secondaire qui est plus petite que un.

La transformation dans un domaine de Z de l'équation (2.1) est donnée par:

$$H(z) = 1 + \gamma z^{nT_s} \quad (2.2)$$

Alors, la réponse impulsionnelle de l'égaliseur est une fonction inverse de $H(z)$ qui est exprimée par l'équation (2.3)

$$\begin{aligned} H(z)^{-1} &= \frac{1}{1 + \gamma z^{nT_s}} = \sum_{i=0}^{\infty} (-\gamma z^{nT_s})^i \\ &= 1 - \gamma z^{nT_s} + \gamma^2 z^{2nT_s} - \gamma^3 z^{3nT_s} + \dots \end{aligned} \quad (2.3)$$

L'équation (2.3) exprime une réponse impulsionnelle infinie. Alors, pour corriger le canal avec un trajet principal et un trajet multiple, la réponse impulsionnelle de l'égaliseur doit avoir minimum de deux coefficients. Cependant, dans la réalité, le nombre de trajets multiples est inconnu. Alors, le nombre de coefficients de l'égaliseur est souvent plus grand que deux. Dans ce cas-là, des coefficients supplémentaires, pour lesquels aucun écho significatif n'est présent, ne sont pas nécessaires pour corriger le canal. Mais plus le nombre de coefficients de l'égaliseur est grand, plus il prend du temps pour s'adapter au changement du canal. Alors, il n'est pas suffisant de choisir une très grande taille de filtre. La Figure 2.4 présente une réponse impulsionnelle de l'égaliseur avec cinq coefficients pour un canal avec un trajet direct et un trajet secondaire.

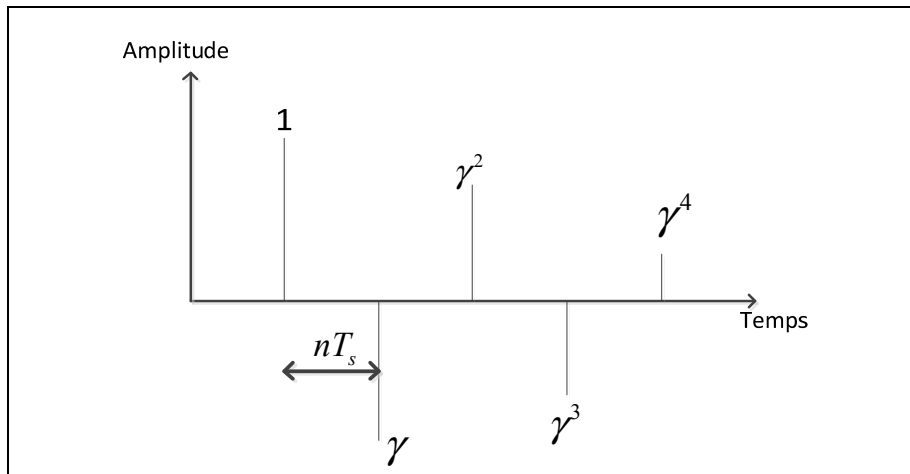


Figure 2.5 Réponse impulsionnelle d'un égaliseur d'un canal avec un trajet principal et un trajet secondaire

On remarque, dans la Figure 2.5, d'une part le premier coefficient est le plus grand coefficient et d'autre part, parce que la valeur de γ est plus petite que un, le deuxième coefficient est le deuxième plus grand coefficient.

Cependant, des égaliseurs classiques, comme l'égaliseur transverse par *zero forcing*, l'égaliseur à erreur quadratique minimale ou encore l'égaliseur à maximum de vraisemblance, souffrent de deux limitations communes: D'une part, ils imposent une charge de calcul important, et, d'autre part ces égaliseurs ont un caractère « statique » (Baudoin et al., 2002). Dans la réalité, le canal varie toujours en fonction du temps. Alors, il est nécessaire de trouver une méthode qui peut assurer que les coefficients d'un égaliseur sont mis à jour pour adapter le changement du canal qui est souvent inconnu. Dans ce mémoire, deux types d'égaliseurs adaptatifs qui sont classifiés par leurs caractéristiques de la linéarité. Ce sont l'égaliseur adaptatif linéaire transverse comme *linear transversal equalizer – least mean square* (LTE-LMS), l'égaliseur linéaire transverse avec adaptation à l'aide de l'algorithme des moindres carrés récurrents (LTE-RLS) et l'égaliseur non linéaire transverse, comme l'égaliseur linéaire transverse avec adaptation à l'aide de l'algorithme de décision directe des moindres carrés récurrents (DD-RLS).

« L'égaliseur adaptatif est un filtre transversal composé de ligne de retard kT_s » (Aksas, 2003, p.33). Après chaque intervalle de temps kT_s , chaque coefficient de l'égaliseur est mis à jour par un algorithme d'adaptation. Ensuite, une valeur optimale sera calculée par la somme des échantillons. Il y a beaucoup de méthodes de calcul des coefficients de l'égaliseur. Chaque méthode a ses avantages, mais a aussi ses désavantages. Dans tous les cas, les coefficients de l'égaliseur obtiennent des valeurs optimales qui permettent de corriger le canal.

2.2.1 Égaliseur linéaire avec algorithme du gradient stochastique (LTE-LMS)

L'algorithme LMS est le plus simple et important de la classe des *stochastic gradient algorithms* et il possède deux grands avantages. « Premièrement, il évite de calculer précisément une statistique du signal comme covariance, covariance croisée qui sont très compliquées et ne peuvent pas être implémentées dans la réalité. Pour résoudre cette problématique, cet égaliseur utilise une mécanique d'apprentissage qui peut approximer une statistique du signal. Deuxièmement, il utilise une mécanique de poursuite qui peut poursuivre une variation de la statistique du signal » (Sayed, 2007, p.163). Une combinaison de deux mécaniques permet de prévoir une statistique du signal, et puis il peut adapter le changement de l'environnement pour maintenir une bonne performance du système de télécommunication. Le LMS est une méthode populaire de *stochastic gradient algorithms* parce qu'il est aussi simple et facile à calculer. On peut diviser par deux composantes processus de LMS. Ce sont (Haykin, 2002, p.231):

Processus de filtrage: calcul de la sortie d'un filtre linéaire en réponse à un signal d'entrée, estimation d'erreur en comparant cette sortie avec une réponse désirée.

Processus adaptatif: comporte le réglage automatique des paramètres du filtre en conformité avec l'erreur d'estimation.

Après quelques itérations, la valeur de l'erreur ne change pas. À ce moment-là, les coefficients de LMS sont convergents. La Figure 2.6 présente le schéma du filtre adaptatif:

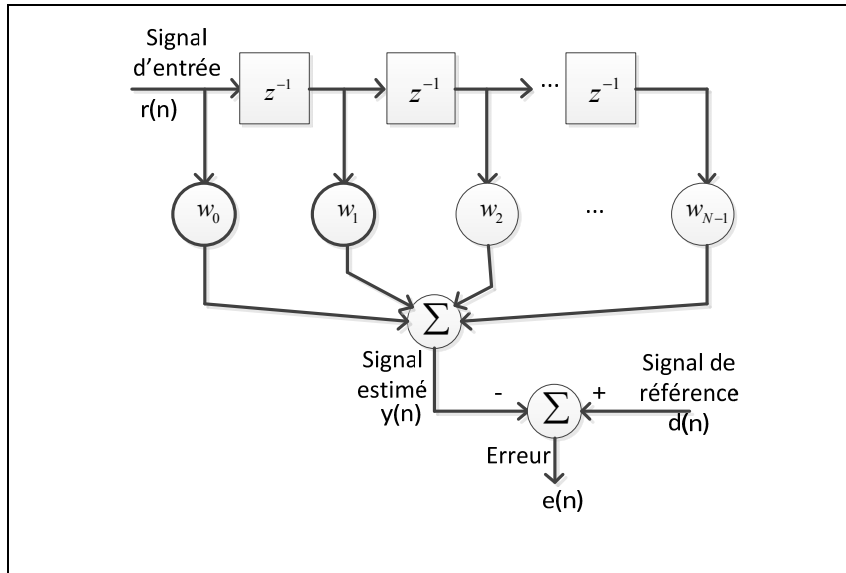


Figure 2.6 LMS algorithm
Adaptée de Haykin (2002, p.116)

avec z^{-1} le délai échantillonnage.

Mathématiquement, il y a trois étapes de mise à jour des paramètres de LMS:

- 1) Calculer la valeur du signal estimé

$$y(n) = w^H(n)r(n) \quad (2.4)$$

- 2) Estimer l'erreur entre le signal de sortie du filtre et le signal de référence

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2.5)$$

- 3) Mettre à jour les coefficients de LMS qui sont contrôlés par la valeur de l'erreur $e(n)$

$$w(n+1) = w(n) + \mu r(n)e^*(n) \quad (2.6)$$

avec $y(n)$ le signal estimé;

μ le pas d'adaptation;

$e^*(n)$ la valeur conjuguée de l'erreur $e(n)$;

$w(n)$ le vecteur coefficient du filtre.

À chaque itération, les coefficients de LMS sont mis à jour pour adapter le changement du canal. Si le LMS fonctionne bien, après quelques itérations, les coefficients sont convergents,

en supposant que M est le nombre de coefficients de l'égaliseur. Une complexité de l'algorithme LMS est analysée par (Sayed, 2008, p.166):

- pour mettre à jour la valeur $y(n)$ de l'équation (2.4) à chaque itération, on doit utiliser M multiplications complexes et $M-1$ additions complexes. Cependant, on a besoin de quatre multiplications réelles et de deux additions réelles pour une multiplication complexe. Alors, on utilise $4M$ multiplications réelles et $4M-2$ additions réelles pour obtenir chaque valeur de $y(n)$;
- pour calculer la valeur $e(n)$ de l'équation (2.5), on a besoin d'une addition complexe ou de deux additions réelles;
- pour trouver la valeur $\mu r(n)e^*(n)$, il prend M multiplications complexes. Cela signifie qu'on prend $4M$ multiplications réelles et $2M$ additions réelles;
- pour mettre à jour les coefficients de l'égaliseur de l'équation (2.6), on utilise M additions complexes ou $2M$ additions réelles.

En conclusion, l'algorithme de LMS prend $8M+2$ multiplications réelles et $8M$ additions réelles par chaque itération.

2.2.2 Égaliseur linéaire avec algorithme des moindres carrés récurrents (LTE-RLS)

L'algorithme LMS est plus simple et plus facile à implémenter. Cependant, il présente un inconvénient. Son temps d'adaptation est lent. « Alors, si l'application nécessite une rapidité de convergence plus importante, on peut utiliser un algorithme du second ordre, comme l'algorithme des moindres carrés récurrents » (Haykin, 2002, p.209). Les étapes d'implémentation de l'algorithme de RLS sont présentées de cette manière:

Tout d'abord, on choisit $w(0)=0$; $P(0)=\delta^{-1}I$

1) Calculer une valeur de Kalman

$$k(n) = \frac{P(n-1)u(n)}{\lambda + u^H(n)P(n-1)u(n)} \quad (2.7)$$

2) Estimer l'erreur entre le signal de sortie du filtre et le signal de référence

$$e(n) = d(n) - w^H(n-1)u(n) \quad (2.8)$$

3) Mettre à jour les coefficients de RLS qui sont contrôlés par la valeur d'erreur $e(n)$

$$w(n) = w(n-1) - k(n)e^*(n) \quad (2.9)$$

4) Mettre à jour la matrice $P(n)$

$$P(n) = \lambda^{-1}P(n-1) - \lambda^{-1}k(n)u^H(n)P(n-1) \quad (2.10)$$

avec $k(n)$ le coefficient du filtre de Kalman;

$P(n)$ la matrice de corrélation inverse de $u(n)$;

$d(n)$ le signal de référence;

λ le facteur de RLS;

$e(n)$ l'erreur entre le signal de référence et le signal estimé du filtre.

Avec l'algorithme LMS, une correction est basée sur trois facteurs: le paramètre étape de la taille μ , une valeur d'erreur $e(n)$ et une valeur d'échantillon du signal d'entrée $u(n)$. Au contraire, avec l'algorithme RLS, une estimation constituée de deux facteurs: l'erreur $e(n)$ et le coefficient du filtre de Kalman $k(n)$ qui contient l'inverse de la matrice de corrélation. Alors, le fonctionnement de l'algorithme LMS est basé sur un vecteur. Au contraire, des coefficients de l'algorithme de RLS sont mis à jour par la définition d'une matrice. C'est pourquoi, l'algorithme RLS est complexe. Si une application prend un long filtre avec beaucoup de coefficients, il est difficile, dans la réalité, de faire l'implémentation.

Pour trouver exactement le nombre de multiplications et d'additions ainsi que le nombre de divisions, les équations (2.9) et (2.10) sont réécrites par (Sayed, 2008, p.200):

$$P_n u_n^* = (P_{n-1}(\lambda^{-1} u_n^*)) - (P_{n-1}(\lambda^{-1} u_n^*)) \cdot (\lambda^{-1} u_n P_{n-1} u_n^*) \cdot \frac{1}{1 + \lambda^{-1} u_n P_{n-1} u_n^*} \quad (2.11)$$

$$P_n u_n^* = (P_{n-1}(\lambda^{-1} u_n^*)) - (P_{n-1}(\lambda^{-1} u_n^*)) \cdot (\lambda^{-1} u_n P_{n-1} u_n^*) \cdot \frac{1}{1 + \lambda^{-1} u_n P_{n-1} u_n^*} \quad (2.12)$$

Tableau 2.1 Estimation des nombres de multiplications réelles, additions réelles ainsi que le nombre de divisions réelles de RLS
Tiré de Sayed (2008, p.201)

	Multiplication	Addition	Division
$u_n w_{n-1}$	$4M$	$4M-2$	
$d(n) - u_n w_{n-1}$		2	
$\lambda^{-1} u_n^*$	$2M$		
$P_{n-1} \lambda^{-1} u_n^*$	$4M^2$	$M(4M-2)$	
$u_n P_{n-1} \lambda^{-1} u_n^*$	$4M$	$4M-2$	
$1 + u_n P_{n-1} \lambda^{-1} u_n^*$		1	
$1 / (1 + u_n P_{n-1} \lambda^{-1} u_n^*)$			1
$(\lambda^{-1} u_n P_{n-1} u_n^*) \cdot \frac{1}{1 + u_n P_{n-1} \lambda^{-1} u_n^*}$	1		
$(\lambda^{-1} P_{n-1} u_n^*) \cdot \frac{\lambda^{-1} u_n P_{n-1} u_n^*}{1 + \lambda^{-1} u_n P_{n-1} \lambda^{-1} u_n^*}$	$2M$		
$P_n u_n^*$		$2M$	
$P_n u_n^* \cdot (d(n) - (u_n w_{n-1}))$	$4M$	$2M$	
w_n		$2M$	
Total	$4M^2 + 16M + 1$	$4M^2 + 12M - 1$	1

2.2.3 Égaliseur non linéaire avec algorithme des moindres carrés récurrents basé sur des décisions (DD-RLS)

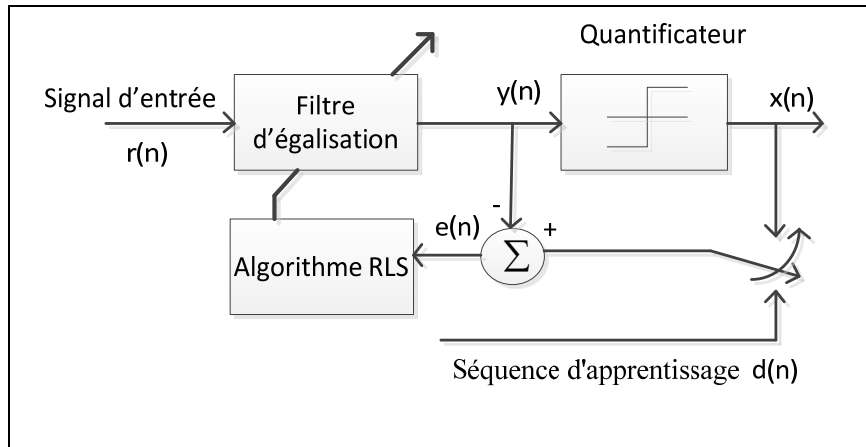


Figure 2.7 Algorithme de décision directe RLS
Adaptée de Ding (2001, p.24)

L'idée principale d'une méthode de décision directe RLS est d'utiliser le symbole démodulé précédent pour éliminer l'effet de l'IES du symbole présent. Il y a deux modes dans cet algorithme: le mode d'apprentissage et le mode de décision. Tout d'abord, durant le mode d'apprentissage, une séquence de données connues sera utilisée pour calculer l'erreur $e(n)$ qui mettra à jour des coefficients de l'égaliseur. Pendant ce temps-là, les coefficients de RLS sont modifiés pour minimiser la valeur de l'EQM. À la fin de cette période, la majorité de l'IES est supprimée (Ding, 2001, p.39). Cependant, l'utilisation d'une séquence d'apprentissage diminue le débit de données ou affecte l'efficacité du système. C'est pourquoi un mode de décision est utilisé pour remplacer le symbole démodulé $x(n)$, comme le symbole d'apprentissage. Parce qu'il y a le mode de décision, l'égaliseur devient une méthode non linéaire. Toutes les étapes de mise à jour des coefficients de l'égaliseur, ainsi que le nombre des multiplications réelles, des additions réelles et le nombre des divisions réelles sont les mêmes que celles de l'algorithme RLS.

2.3 Comparaison des performances des filtres LMS, RLS et DD-RLS

Tableau 2.2 Comparaison des nombres de multiplications réelles, additions réelles et divisions réelles entre LMS, RLS et DD-RLS
Adapté de Sayed (2008, p.293)

	Multiplication	Addition	Division
LMS	$8M+2$	$8M$	
RLS	$4M^2+16M+1$	$4M^2+12M-1$	1
DD-RLS	$4M^2+16M+1$	$4M^2+12M-1$	1

On remarque, dans le tableau 2.2, que RLS exige plus d'étapes de multiplications, d'additions ainsi que de divisions que LMS. En effet, supposons que l'égaliseur utilise cinq coefficients, à chaque itération, LMS doit implémenter 42 fois des multiplications, 40 fois des additions pour obtenir une valeur de sortie $y(n)$ du filtre. Cependant, RLS doit prendre 181 fois des multiplications, 159 fois des additions et une fois une division. Alors, la conséquence de cet algorithme est la complexité du système, le temps de calcul, une grande capacité du tampon.

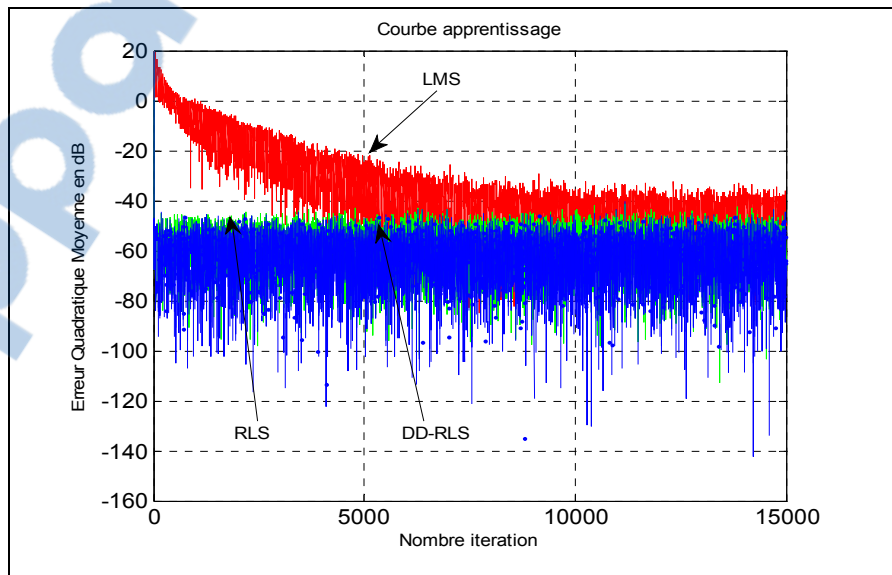


Figure 2.8 Comparaison des performances des filtres LMS, RLS et DD-RLS

La Figure 2.8 montre une comparaison des filtres LMS, RLS et DD-RLS. On remarque dans la Figure 2.8 que les vitesses de convergence du RLS et DD-RLS sont plus rapides que LMS. En outre, RLS peut obtenir une meilleure performance que LMS. Il n'y a pas beaucoup de différences de performances obtenues entre des méthodes de RLS et DD-RLS dans ce cas-là, comme le temps d'adaptation, une valeur de l'EQM.

Chaque égaliseur a ses avantages ainsi que ses inconvénients par rapport aux autres. Alors, le choix du type de l'égaliseur dépend de beaucoup de spécifications. En effet, si le canal change rapidement en fonction du temps, il est préférable de choisir le type de RLS ou DD-RLS pour assurer une adaptation rapide. Au contraire, l'utilisation du type LMS nous permet d'obtenir une stabilité et une lente convergence ainsi que de profiter de l'avantage d'utiliser moins de ressources par rapport à RLS et DD-RLS. L'égaliseur non linéaire peut fonctionner sans le signal de référence.

CHAPITRE 3

CONCEPTION D'UN ALGORITHME CORRECTION DES COEFFICIENTS DE L'ÉGALISEUR

Ce chapitre présente les résultats de simulation de l'égaliseur, dont la problématique a déjà été vue dans la sous-section 1.4. La première partie de ce chapitre présente la performance de l'égaliseur. Ceci implique une simulation de la détection pour générer une séquence reçue qui est comparée à celle qui est transmise pour calculer la valeur taux d'erreur symbole (TES). Ensuite, des coefficients de l'égaliseur sont observés et analysés. Une méthode pour corriger des coefficients d'égalisation est ensuite proposée pour améliorer les performances lorsque la synchronisation est perdue due aux variations de la réponse impulsionnelle du canal.

3.1 Performance de l'égaliseur dans la sous-section 1.4

L'objectif le plus important d'un système de communication est de minimiser l'erreur entre l'émetteur et le récepteur, qui est toujours présente dans la réalité. La valeur de l'erreur quadratique moyenne (EQM) est souvent calculée pour estimer le fonctionnement et la performance d'un égaliseur ainsi que d'un système de communication. La construction du scénario du canal est présentée dans la sous-section 1.4 et il est simulé avec un temps d'échantillonnage symbole (T_s) de 10^{-4} (s) et à une petite valeur de la fréquence Doppler de 0.01(Hz). Ces paramètres ainsi que ceux qui suivent sont quelque peu arbitraire et choisis pour illustrer la technique. L'estimation de la performance de l'EQM dépend de quatre paramètres: le pas de l'algorithme, le nombre de coefficients de RLS, le temps de chevauchement et une puissance du bruit. La simulation se fait avec Matlab, le nombre de coefficients est fixé à cinq, la valeur λ est de 0.99, et le temps de chevauchement égale à 0.2 seconde. Cela signifie que le canal doit subir l'effet de trajets multiples pendant 0.2 seconde. Le canal est quasiment idéal avec le rapport signal sur bruit (SNR) à 30 dB où la puissance du signal émise est mille fois plus importante que la puissance d'évanouissement au récepteur. La modulation utilisée est la modulation de phase en quadrature, *Quadrature*

Phase Shift Keying (QPSK), le diagramme de constellation comporte donc quatre points, et chaque point est codé par deux bits.

Le signal est toujours reçu avec un délai au mieux dû à la propagation de l'onde mais qui peut aussi être rallongé par des délais de traitement numérique et analogique. Dans cette partie, on considère le canal de trajets multiples avec un trajet principal sans délai, de puissance unitaire, et un trajet secondaire, avec un retard de 2 symboles ainsi qu'une puissance réduite et constante, qui sont présentés dans la Figure 3.1

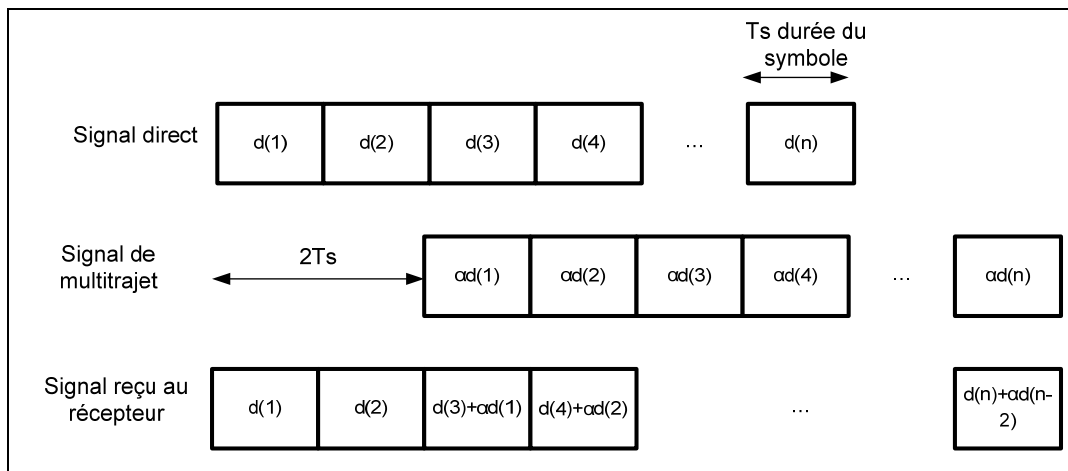


Figure 3.1 Délai de deux symboles d'un canal

où α est la puissance du trajet secondaire qui est plus petite que un.

La combinaison des trajets multiples et du délai de canal engendre l'effet de l'interférence entre symboles (IES). L'égaliseur, tel que celui illustré à la Figure 3.2, peut éliminer l'effet de l'IES. Ainsi, un égaliseur adaptatif, après quelques itérations, produit un signal dont la valeur de l'EQM par rapport au signal transmis dépend plus du bruit que de la réponse impulsionnelle d'un canal.

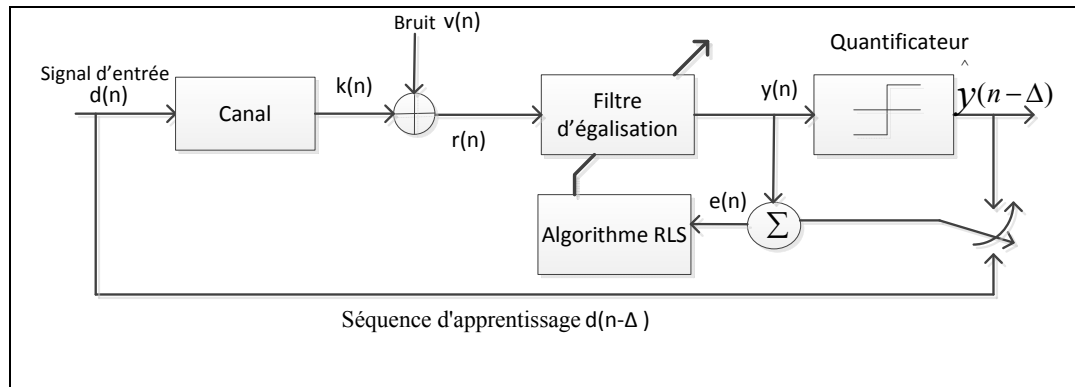


Figure 3.2 Schéma de l'égaliseur au récepteur
Adaptée de Ding (2001, p.40)

avec Δ une valeur constante qui présente le délai du symbole.

Un égaliseur des moindres carrés récurrents basé sur des décisions (*Decision directed RLS*), est utilisé dans cette partie. Le schéma de l'égaliseur est présenté dans la Figure 3.2. On note que la séquence d'apprentissage est le signal d'entrée du canal avec un délai de quelques symboles.

Une valeur de l'EQM, est utile pour comparer plusieurs estimateurs, et est calculée pour estimer le fonctionnement d'un égaliseur ainsi que d'un système de communication. La définition de l'EQM, dans ce cas, est donnée par l'équation (3.1):

$$EQM(n) = E \left[\|y(n) - d(n)\|^2 \right] \quad (3.1)$$

avec $y(n)$ le symbole estimé;

$d(n)$ le symbole émis.

L'EQM est donc égale au carré de la valeur de l'erreur $e(n)$. Si l'égaliseur fonctionne bien, après quelques itérations, l'EQM convergera vers une valeur constante.

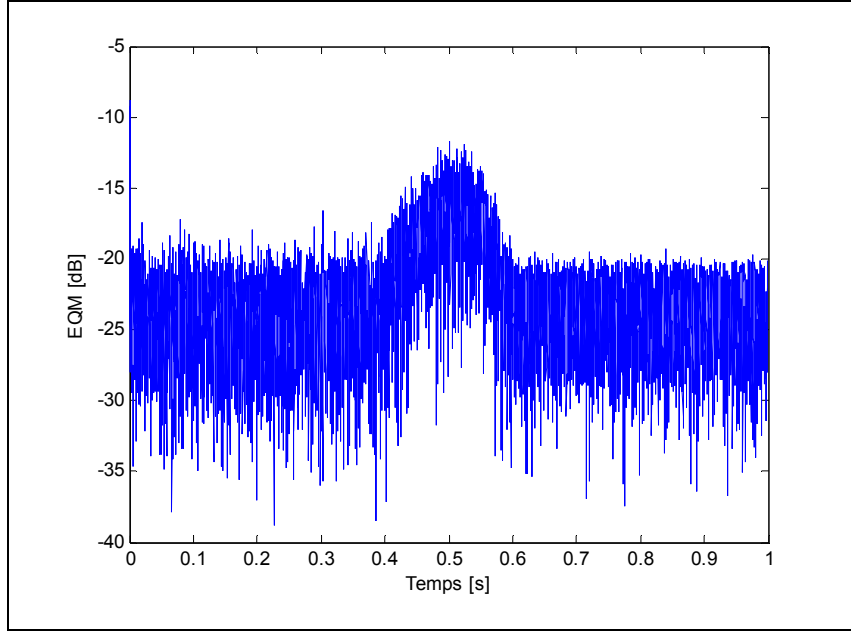


Figure 3.3 EQM de l'égaliseur avec un trajet principal et un trajet secondaire

La figure 3.3 montre la valeur de l'EQM en fonction du temps, dans un contexte où il y a un trajet secondaire. On remarque que, pendant le temps de zéro à 0.4s et de 0.6s à 1s, l'égaliseur fonctionne bien avec la valeur moyenne de l'EQM, qui est inférieure à -20 dB. Au contraire, pendant le temps de chevauchement, l'EQM augmente rapidement pour obtenir la valeur maximale de -15 dB. On peut conclure que les performances de poursuite sont faibles pendant le temps de chevauchement.

Supposant que le signal d'entrée du canal est:

$$d(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d(k)\delta(t - kT_s) \quad (3.2)$$

avec $d(k) = d(kT_s)$

Le signal de sortie du canal de Rayleigh est obtenu par l'équation (3.3)

$$r_1(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d(k)h_1(t - kT_s) \quad (3.3)$$

De la même façon, le signal de sortie du canal de Rice est donné par l'équation (3.4)

$$r_2(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d(k)h_2(t-kT_s) \quad (3.4)$$

Du fait que les deux signaux sont passés par deux fenêtres, F_1 et F_2 , mathématiquement, le signal total $r(t)$ est donné par l'équation (3.5):

$$r(t) = \sum_{k=-\infty}^{N_1} d(k)h_1(t-kT_s) + \underbrace{\sum_{N_1}^{N_2} d(k)h_1(t-kT_s)F_1 + \sum_{N_1}^{N_2} d(k)h_2(t-kT_s)F_2}_{IES} + \sum_{N_2}^{\infty} d(k)h_2(t-kT_s) \quad (3.5)$$

où $h_1(t)$ et $h_2(t)$ sont des réponses impulsionnelles du canal de Rayleigh et Rice qui varient en fonction du temps.

Les définitions des fenêtres F_1 et F_2 sont les suivantes:

$$F_1 = \begin{cases} 1 & ; 0 < t < 0,4 \\ -5t + 3 & ; 0,4 \leq t \leq 0,6 \\ 0 & ; 0,6 < t \leq 1 \end{cases} \quad (3.6)$$

et

$$F_2 = \begin{cases} 0 & ; 0 < t < 0,4 \\ 5t - 2 & ; 0,4 \leq t \leq 0,6 \\ 1 & ; 0,6 < t \leq 1 \end{cases} \quad (3.7)$$

Pendant le temps de chevauchement, l'EQM est donné par l'équation (3.8):

$$\begin{aligned} EQM(t) &= E \left[\left\| y(t) - \hat{y}(t-\Delta) \right\|^2 \right]; \quad 0,4 \leq t \leq 0,6 \quad (3.8) \\ &= E \left[\left\| d(k)h_1(t-kT_s)(-5t+3) + d(k)h_2(t-kT_s)(5t-2) - \hat{y}(t-\Delta) \right\|^2 \right] \end{aligned}$$

En revanche, en l'absence F_1 et F_2 la valeur $E \left[\left\| d(k)h_1(t-kT_s) - \hat{y}(t-\Delta) \right\|^2 \right]$ pendant

l'intervalle de temps de [0,4;0,6]s égale toujours à -20 dB si l'égaliseur fonctionne bien, l'EQM converge et obtient toujours une valeur constante. L'équation (3.8) exprime une fonction linéaire qui varie en fonction du temps. Ainsi l'EQM pendant le temps de chevauchement varie en fonction du temps. La valeur maximale est de -15 dB au temps $t=0,5$ s. Ensuite, à partir de 0,6s, l'EQM est donné par l'équation (3.9):

$$EQM(t) = E \left[\left\| d(k)h_2(t - kT_s) - \hat{y}(t - \Delta) \right\|^2 \right]; \quad 0,6 \leq t \leq 1 \quad (3.9)$$

On remarque que, dans cet intervalle de temps, le canal ne subit pas l'effet de l'IES. Donc, le symbole est corrigé par l'égaliseur et la valeur dont l'EQM converge vers -20 dB.

3.2 Observation les coefficients de l'égaliseur

Les coefficients d'un égaliseur jouent un rôle important. En effet, l'observation des coefficients d'un égaliseur permet de fournir beaucoup d'information d'un canal. Dans la première partie de ce sous chapitre, on trouvera la relation entre l'EQM et les coefficients de RLS. Ensuite, un algorithme de variation des coefficients de RLS sera présenté.

3.2.1 Observation les coefficients de l'égaliseur pendant le mode d'apprentissage

Il y a deux modes dans l'égaliseur comme dans la Figure 3.2. Ce sont le mode d'apprentissage et le mode de décision. Dans la simulation, le temps du mode d'apprentissage est d'une durée de 0,02s. Cela signifie que 200 symboles sont nécessaires pour adapter le récepteur.

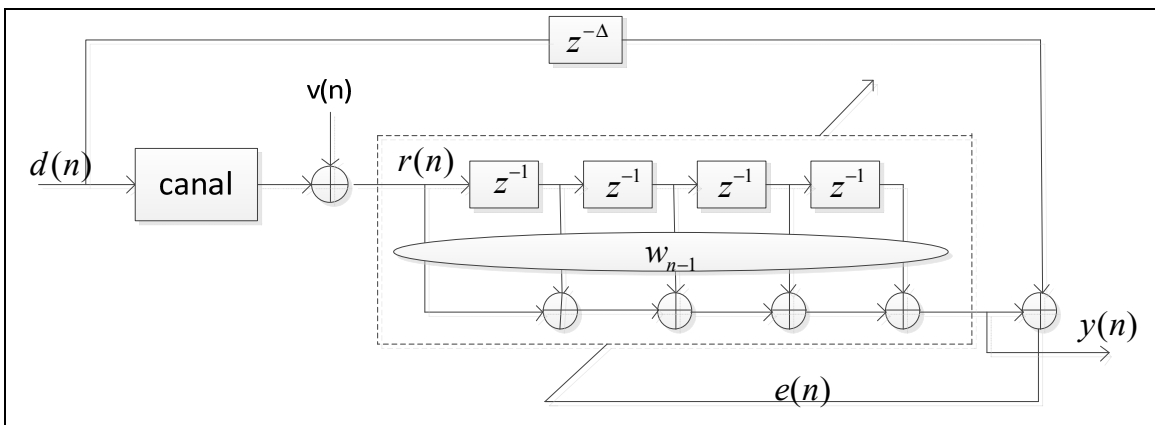


Figure 3.4 Égaliseur linéaire avec 5 coefficients pendant le mode d'apprentissage
Adaptée de Sayed (2008, p.170)

La Figure 3.4 présente le mode d'apprentissage du canal avec cinq coefficients. À chaque itération, le symbole $d(n-\Delta)$ est comparé avec le signal de sortie du filtre adaptatif $y(n)$ pour obtenir l'erreur $e(n)$ qui ajustera les coefficients du filtre de ω_{n-1} à ω_n (Sayed, 2008, p.170). Le signal $d(n-\Delta)$ est estimé par le signal $y(n)$. La valeur de Δ peut varier entre 0 et 4 car on fixe le nombre de coefficients de l'égaliseur à 5.

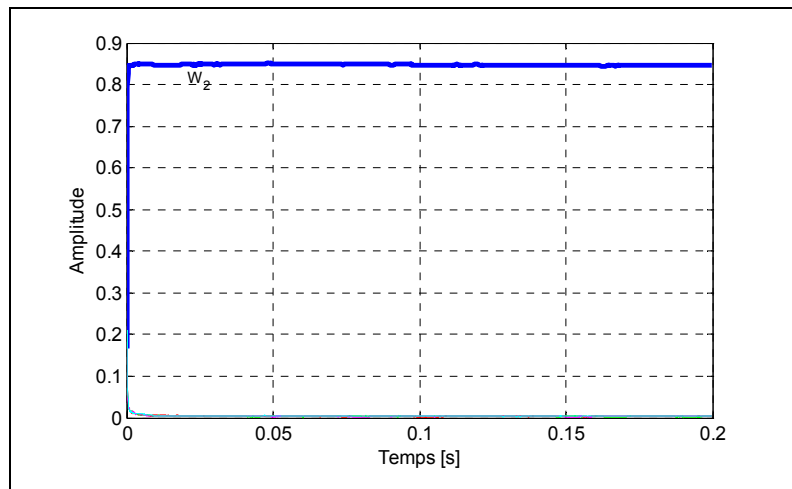


Figure 3.5 Variations des coefficients de l'égaliseur pendant le mode d'apprentissage quand Δ égale à 2

Avec le résultat obtenu dans la Figure 3.5, on note que parmi les coefficients de l'égaliseur, le coefficient w_2 devient le coefficient le plus important avec la valeur de 0.8. Au contraire, les valeurs des autres coefficients sont petites, presque zéro. Pour expliquer ce phénomène, un algorithme pour trouver des valeurs de chaque coefficient est présenté.

Pendant le mode d'apprentissage, le signal est transmis seulement par le canal de Rayleigh. Ainsi le signal reçu au récepteur $r(n)$ est défini par l'équation (3.10):

$$r(n) = d(n)h_1(n) + v(n) \quad (3.10)$$

Il y a une relation linéaire entre le signal $r(n)$ et le signal $y(n)$ définie par (Sayed, 2008, p.83)

$$y(n) = w^* r(n) \quad (3.11)$$

où w est un vecteur colonne qui est mis à jour à chaque itération.

Supposons que w_p est un vecteur qui exprime les coefficients optimaux de l'égaliseur.

D'après Sayed (2008, p.83), w_p^* est donné par l'équation (3.12)

$$w_p^* R_r = R_{dr} \quad (3.12)$$

avec

$$\begin{cases} R_{dr} = E[d(n-\Delta)r^*(n)] \\ R_r = E[r(n)r^*(n)] \end{cases} \quad (3.13)$$

où R_{dr} est la fonction de corrélation entre le signal $d(n-\Delta)$ et le signal $r(n)$;

R_r est la fonction d'autocorrélation du signal $y(n)$.

En fixant le nombre de coefficient de RLS à cinq, c'est pourquoi le vecteur d'observation r est exprimé comme: $r = \text{col}\{r(n), r(n-1), r(n-2), r(n-3), r(n-4)\}$

Mathématiquement, R_r de l'équation (3.13) devient

$$R_r = E[r(n)r^*(n)] = E \left[\begin{bmatrix} r(n) \\ r(n-1) \\ r(n-2) \\ r(n-3) \\ r(n-4) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r^*(n) & r^*(n-1) & r^*(n-2) & r^*(n-3) & r^*(n-4) \end{bmatrix} \right] \quad (3.14)$$

$$= \begin{bmatrix} r_y(0) & r_y(1) & r_y(2) & r_y(3) & r_y(4) \\ r_y^*(1) & r_y(0) & r_y(1) & r_y(2) & r_y(3) \\ r_y^*(2) & r_y^*(1) & r_y(0) & r_y(1) & r_y(2) \\ r_y^*(3) & r_y^*(2) & r_y^*(1) & r_y(0) & r_y(1) \\ r_y^*(4) & r_y^*(3) & r_y^*(2) & r_y^*(1) & r_y(0) \end{bmatrix}$$

avec

$$r_y(k) = E[r(n)r^*(n-k)] \quad (3.15)$$

D'une part, chacune des variables suivantes $d(n), d(n-1), d(n-2), d(n-3), d(n-4)$ et $v(n)$ est indépendante. D'autre part, la modulation est QPSK qui est normalisée de 1. Donc:

$$\begin{cases} E[d(n)d^*(n)] = 1 \\ E[d(n)v(n)] = 0 \end{cases} \quad (3.16)$$

On obtient:

$$E[d(n)r^*(n)] = E[d(n)[d(n)h_1(n) + v(n)]^*] = h_1^*(n) \quad (3.17)$$

$$E[d(n-1)r^*(n)] = E[d(n-1)[d(n)h_1(n) + v(n)]^*] = 0 \quad (3.18)$$

$$E[v(n)r^*(n)] = E[v(n)[d(n)h_1(n) + v(n)]^*] = 1 \quad (3.19)$$

De la même façon:

$$E[d(n-2)r^*(n)] = E[d(n-3)r^*(n)] = E[d(n-4)r^*(n)] = 0 \quad (3.20)$$

Chaque composante de la matrice R_r est calculée par:

$$r_y(0) = E[y(n)r^*(n)] = E[d(n)h_1(n) + v(n)][d(n)h_1(n) + v(n)]^* = \|h_1(n)\| + 1 \quad (3.21)$$

$$r_y(1) = E[r(n)r^*(n-1)] = E[d(n)h_1(n) + v(n)][d(n-1)h_1(n-1) + v(n-1)]^* = 0 \quad (3.22)$$

De la même manière que l'équation (3.22), on obtient:

$$r_y(1) = r_y(2) = r_y(3) = r_y(4) = 0 \quad (3.23)$$

Remplace des équations (3.21), (3.22) et (3.23), l'équation (3.14) devient:

$$R_r = \begin{bmatrix} \|h_1(n)\| + 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \|h_1(n)\| + 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \|h_1(n)\| + 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \|h_1(n)\| + 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \|h_1(n)\| + 1 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Parce que la valeur de Δ égale à deux, donc le vecteur R_{dr} est calculé par:

$$R_{dr} = [E[d(n-2)r^*(n)] \quad E[d(n-2)r^*(n-1)] \quad E[d(n-2)r^*(n-2)] \quad E[d(n-2)r^*(n-3)] \quad E[d(n-2)r^*(n-4)]] \quad (3.25)$$

On a:

$$E[r(n)d^*(n-2+2)] = E[r(n-2)d^*(n-2)] = [E[d(n-2)r^*(n-2)]]^* = h_1(n) \quad (3.26)$$

$$E[r(n)d^*(n-2+1)] = E[r(n-1)d^*(n-2)] = [E[d(n-2)r^*(n-1)]]^* = 0 \quad (3.27)$$

$$E[d(n-2)r^*(n)] = E[d(n)r^*(n-3)] = E[d(n-2)r^*(n-4)] = 0 \quad (3.28)$$

L'équation (3.25) devient:

$$R_{dr} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & h_1(n) & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Donc le coefficient optimal w_p^* est donné par l'équation (3.30)

$$w_p^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & h_1(n) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \|h_1(n)\|+1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \|h_1(n)\|+1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \|h_1(n)\|+1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \|h_1(n)\|+1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \|h_1(n)\|+1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (3.30)$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{h_1(n)}{\|h_1(n)\|+1} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le résultat obtenu pour l'observation des coefficients de l'équation (3.30), on peut conclure que le coefficient w_Δ devient toujours le coefficient le plus important pendant le mode d'apprentissage. Ensuite, les coefficients de l'égaliseur sont indépendants du signal d'entrée et de l'évanouissement au récepteur. Ils dépendent seulement des caractéristiques du canal.

3.2.2 Observation des coefficients de l'égaliseur pendant le mode de décision

Dans la sous-section 3.2.1, les variations des coefficients de l'égaliseur sont introduites pendant le mode d'apprentissage. Si l'égaliseur fonctionne bien, il y a toujours un coefficient qui joue le rôle le plus important avec une valeur maximale. Dans cette partie, les variations des coefficients de l'égaliseur sont observées durant le mode de décision. Durant ce mode, la séquence de données est inconnue, donc on utilise les données décidées par le circuit de décision (Aksas, 2003, p.32). Les résultats de la simulation sont présentés dans les cas où Δ égale à 2 ou 4. La Figure 3.6 présente des variations des coefficients de RLS dans le cas où Δ égale à 2.

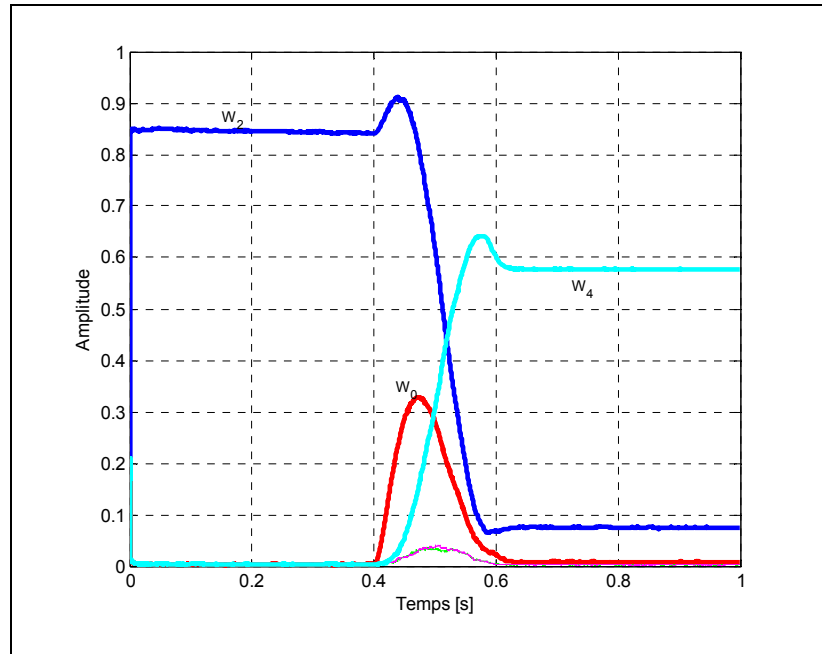


Figure 3.6 Variations des coefficients de l'égaliseur dans le cas où Δ égale à 2

Dans la Figure 3.6, on remarque que, pendant l'intervalle de temps $[0;0,4]$ s, le coefficient W_2 est le coefficient le plus important. Dans ce temps-là, le signal $d(n)$ n'est transmis que par le canal de Rayleigh sans délai. Ensuite, pendant le temps de chevauchement, il y a beaucoup de variations des coefficients de l'égaliseur. En effet, le coefficient W_2 diminue sa valeur de 0,9 à 0,1. D'une part, le coefficient W_0 augmente sa valeur de 0 à 0,3 pendant l'intervalle de temps de $[0,4;0,48]$ s, pour devenir le deuxième plus grand coefficient. D'autre part, le coefficient W_4 augmente sa valeur de 0 à 0,6 pendant le temps de chevauchement et il garde cette valeur pendant l'intervalle de temps $[0,6;1]$ s.

Le signal reçu au récepteur pendant l'intervalle de temps $[0,6;1]$ s est le signal de trajet secondaire avec le délai de deux symboles. Alors, mathématiquement, le signal reçu au récepteur pendant ce temps-là est exprimé par l'équation (3.31):

$$r(n) = d(n-2)h_2(n) + v(n) \quad (3.31)$$

Donc, l'équation (3.13) devient:

$$R_{dr} = E[d(n-\Delta-2)r(n)^*] = E[d(n-4)r(n)^*] \quad (3.32)$$



De la même façon, les coefficients optimaux, dans ce cas-là, sont calculés par l'équation (3.33):

$$w_p^* = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ h_2(n)] \begin{bmatrix} \|h_2(n)\|+1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \|h_2(n)\|+1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \|h_2(n)\|+1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \|h_2(n)\|+1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \|h_2(n)\|+1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (3.33)$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{h_2(n)}{\|h_2(n)\|+1} \end{bmatrix}$$

L'équation (3.33) montre que le coefficient $W_{\Delta+\text{délai}}$ deviendra le coefficient le plus important après le temps de chevauchement. La Figure 3.7 montre des variations des coefficients de l'égaliseur dans le cas où Δ égale à 4.

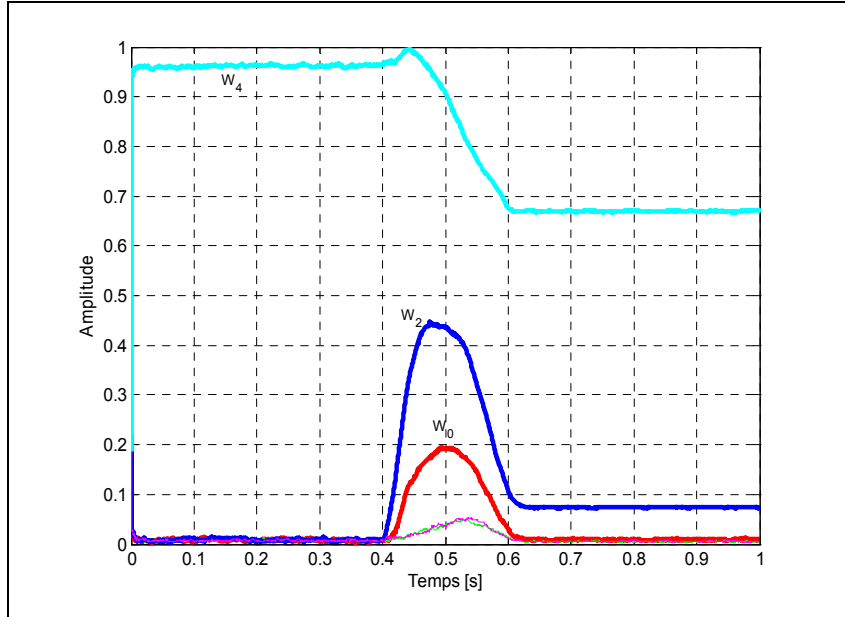


Figure 3.7 Variations des coefficients de l'égaliseur dans le cas où Δ égale à 4

On remarque, dans la Figure 3.7, qu'il y a aussi des variations des amplitudes des coefficients de l'égaliseur dans le cas où Δ égale à 4, mais il n'y a pas de changement du coefficient le

plus important pendant l'intervalle de temps de chevauchement et l'intervalle de temps $[0,6;1]$ s. En effet, le coefficient W_4 devient toujours le coefficient le plus important. Mathématiquement, dans le cas où Δ égale à 4, l'équation (3.13) devient:

$$R_{dr} = E[d(n-\Delta-2)r(n)^*] = E[d(n-6)r(n)^*] \quad (3.34)$$

Mais le coefficient W_6 n'existe pas, donc l'équation (3.29) devient:

$$R_{dr} = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \quad (3.35)$$

L'égaliseur ne peut pas définir le changement du plus grand coefficient ou il ne peut pas détecter le délai du canal. La conséquence est que le coefficient W_4 sera toujours le coefficient plus important.

Pendant le temps de chevauchement, le signal reçu au récepteur est donné par l'équation (3.36):

$$\begin{aligned} r(n) &= d(n)h_1(n)(-5t+3) + d(n-2)h_2(n)(5t+2) + v(n); \quad 0,4 \leq t \leq 0,6 \\ &= d(n)l_1(n) + d(n-2)l_2(n) + v(n) \end{aligned} \quad (3.36)$$

avec $l_1(n) = h_1(n)(-5t+3)$

$$l_2(n) = h_2(n)(5t+2)$$

Chaque composante de la matrice R_r de l'équation (3.13) est calculée par:

$$\begin{aligned} r_y(0) &= E[r(n)r^*(n)] \\ &= E[d(n)l_1(n) + d(n-2)l_2(n) + v(n)][d(n)l_1(n) + d(n-2)l_2(n) + v(n)]^* \\ &= \|l_1(n)\| + \|l_2(n)\| + 1 \end{aligned} \quad (3.37)$$

$$\begin{aligned} r_y(2) &= E[r(n)r^*(n-2)] \\ &= E[d(n)l_1(n) + d(n-2)l_2(n) + v(n)][d(n-2)l_1(n) + d(n-4)l_2(n) + v(n-2)]^* \\ &= l_2(n)l_1^*(n) \end{aligned} \quad (3.38)$$

$$\begin{aligned} r_y(1) &= E[r(n)r^*(n-1)] \\ &= E[d(n)l_1(n) + d(n-1)l_2(n) + v(n)][d(n-1)l_1(n) + d(n-3)l_2(n) + v(n-1)]^* \\ &= 0 \end{aligned} \quad (3.39)$$

De la même manière que l'équation (3.39), on obtient:

$$r_y(1) = r_y(3) = r_y(4) = 0 \quad (3.40)$$

Remplace des équations (3.37), (3.38) et (3.39), l'équation (3.14) devient:

$$R_r = \begin{bmatrix} \eta(n) & 0 & \chi(n) & 0 & 0 \\ 0 & \eta(n) & 0 & \chi(n) & 0 \\ \chi^*(n) & 0 & \eta(n) & 0 & \chi(n) \\ 0 & \chi^*(n) & 0 & \eta(n) & 0 \\ 0 & 0 & \chi^*(n) & 0 & \eta(n) \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

avec $\eta(n) = \|l_1(n)\| + \|l_2(n)\| + 1$

$$\chi(n) = l_2(n)l_1^*(n)$$

Si la valeur de Δ égale à deux, le vecteur R_{dr} est calculé par

$$R_{dr} = \begin{bmatrix} E[d(n-2)r^*(n)] & E[d(n-2)r^*(n-1)] & E[d(n-2)r^*(n-2)] & E[d(n-2)r^*(n-3)] & E[d(n-2)r^*(n-4)] \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

On a :

$$E[r(n)d^*(n-2+2)] = E[r(n-2)d^*(n-2)] = [E[d(n-2)r^*(n-2)]]^* = l_1(n) \quad (3.43)$$

$$E[r(n)d^*(n-2)] = [E[d(n-2)r^*(n-2)]]^* = l_2(n) \quad (3.44)$$

$$E[d(n-2)r^*(n-1)] = E[d(n)r^*(n-3)] = E[d(n-2)r^*(n-4)] = 0 \quad (3.45)$$

Les coefficients optimaux de l'égaliseur pendant le temps de chevauchement sont donnés par l'équation (3.46):

$$w_p^* = [l_2(n) \quad 0 \quad l_1(n) \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} \eta(n) & 0 & \chi(n) & 0 & 0 \\ 0 & \eta(n) & 0 & \chi(n) & 0 \\ \chi^*(n) & 0 & \eta(n) & 0 & \chi(n) \\ 0 & \chi^*(n) & 0 & \eta(n) & 0 \\ 0 & 0 & \chi^*(n) & 0 & \eta(n) \end{bmatrix}^{-1} \quad (3.46)$$

$$= [\alpha(n) \quad 0 \quad \beta(n) \quad 0 \quad \gamma(n)]$$

avec $\alpha(n) = \frac{l_1(n)\chi^*(n)}{2\|\chi(n)\| - \eta(n)^2} - \frac{l_2(n)\|\chi(n)\| - \eta(n)^2}{\eta(n)^3 - 2\eta(n)\|\chi(n)\|}$

$$\beta(n) = \frac{l_2(n)\chi(n) - \eta(n)l_1(n)}{2\|\chi(n)\| - \eta(n)^2}$$

$$\gamma(n) = \frac{l_1(n)\chi(n)}{2\|\chi(n)\| - \eta(n)^2} + \frac{l_2(n)\chi^2(n)}{\eta(n)^3 - 2\|\chi(n)\|\eta(n)}$$

L'équation (3.46) montre que pendant le temps de chevauchement, les valeurs des coefficients W_0 , W_2 et W_4 sont plus grandes que zéro. Au contraire, les valeurs des coefficients W_1 et W_3 sont petites, approximativement zéro. Dans la Figure 3.6, pendant le temps de chevauchement, il y a beaucoup de variations des coefficients de l'égaliseur. On note que si le coefficient W_2 est le coefficient le plus important, le deuxième plus grand coefficient est W_0 ou W_4 . Au contraire, le coefficient W_0 est toujours le deuxième plus grand coefficient pendant le temps de chevauchement dans la Figure 3.7. En conséquence, par l'observation le plus grand coefficient et le deuxième plus grand coefficient, le délai du canal peut être défini.

On peut conclure que le coefficient W_{Δ} est le plus important coefficient pendant l'intervalle de temps du canal de Rayleigh. Ensuite, si la somme entre le délai du canal et la valeur de Δ est plus petite que le nombre de coefficient, le coefficient $W_{\Delta+\text{délai}}$ deviendra le plus grand coefficient pendant l'intervalle de temps du canal de Rice. Le coefficient $W_{\Delta-\text{délai}}$ ou le coefficient $W_{\Delta+\text{délai}}$ devient le deuxième plus grand coefficient pendant le temps de chevauchement. Au contraire, si la somme entre le délai du canal et la valeur de Δ est plus grande que le nombre de coefficients ou égale à ce nombre, il n'y aura pas de changement du plus grand coefficient. Le coefficient $W_{\Delta-\text{délai}}$ devient toujours le deuxième plus grand coefficient. L'analyse des variations des coefficients d'un égaliseur permet de prévoir le délai du canal.

3.3 Détection de la transmission

Pour évaluer la performance d'un système de télécommunication, le TES est calculé. La définition de TES est le rapport entre le nombre de symboles démodulés incorrects au récepteur et le nombre de symbole transmis à l'émetteur. Dans cette sous-section, le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles est calculé par chaque intervalle de temps de 0.1s. Cela

signifie qu'on trouvera le nombre de symbole démodulé incorrectement au récepteur par chaque 1000 symboles émis par l'émetteur.

3.3.1 Nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles dans le cas où Δ égale à deux

Dans cette partie, le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles sera calculé dans le cas où Δ égale à deux. Des variations du canal exigent alors une adaptation automatique de l'égaliseur. La Figure 3.6 montre qu'il y a des variations des coefficients de l'égaliseur pour s'adapter aux changements du canal. Si l'égaliseur peut minimiser la distorsion du canal qui est causée par l'effet de l'IES. Ainsi le TES sera minimisé. La Figure 3.8 montre le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles dans le cas où Δ égale à 2.

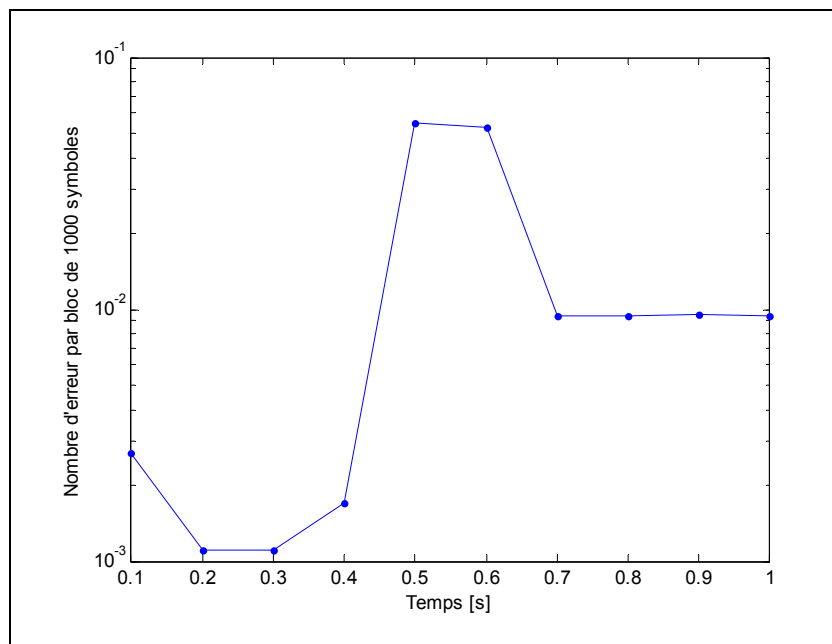


Figure 3.8 Nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles au récepteur dans le cas où Δ égale à 2

Dans la Figure 3.8, il est clair que le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles est une fonction qui varie en fonction du temps. En effet, dans l'intervalle de temps $t = [0,1;0,4]$ s, le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles a une valeur moyenne au moins de 10^{-3} . À chaque itération, le symbole $y(n-2)$ est estimé par l'égaliseur. Au contraire, l'égaliseur ne

peut pas se synchroniser pendant le temps de chevauchement. L'égaliseur ne peut pas corriger l'effet de l'IES du canal dans ce temps-là. Alors le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles dans ce temps-là est 0,4. Enfin, pendant l'intervalle de temps $[0,7;1]$ s, la synchronisation est retrouvée au récepteur et le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles moyen est de 10^{-2} . L'égaliseur peut éliminer l'effet néfaste du canal et le symbole $y(n-4)$ sera estimé au récepteur pendant ce temps-là. Il y a une notation que le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles pendant l'intervalle de temps du canal de Rice est plus grand que le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles pendant l'intervalle de temps du canal de Rayleigh bien que les valeurs de l'EQM sont les mêmes pendant les deux intervalles de temps. L'équation (3.30) montre que les coefficients optimaux de l'égaliseur pendant l'intervalle de temps du canal de Rice sont nuls sauf le coefficient W_4 . Cependant, la Figure 3.6 montre que le coefficient W_4 doit partager son énergie avec le coefficient W_2 pendant le temps du canal de Rice. Alors, le nombre de symbole démodulé incorrectement pendant l'intervalle de temps du canal Rice est plus grand que le nombre de symbole démodulé incorrectement pendant l'intervalle de temps du canal Rayleigh.

3.3.2 Nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles dans le cas où Δ égale à quatre

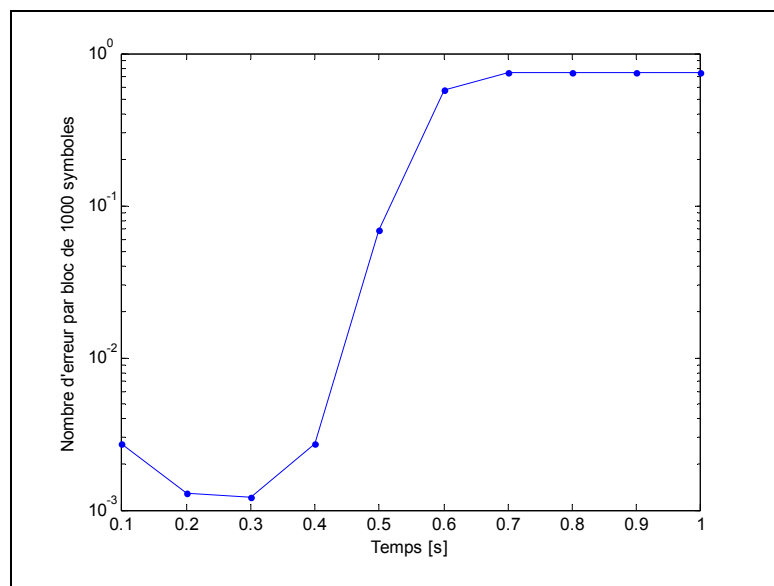


Figure 3.9 Nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles au récepteur dans le cas où Δ égale à 4

La Figure 3.9 montre le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles dans le cas où Δ égale à quatre. On a donc vu que la variation du nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles est la même dans le cas où Δ égale à 2 pendant l'intervalle de temps $[0;0,6]$ s. Au contraire, pendant l'intervalle de temps $[0,7;1]$ s, le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles a toujours une valeur moyenne de 0,75. Cela signifie que la synchronisation est totalement perdue au récepteur. En effet, pour une modulation QPSK, la probabilité maximale d'erreur est donnée par l'équation (3.47)

$$P_{QPSK} = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{SNR}{2}}\right) - \frac{1}{4}\operatorname{erfc}^2\left(\sqrt{\frac{SNR}{2}}\right) \quad (3.47)$$

Si la valeur de SNR est petite, cela signifie que la puissance d'évanouissement au récepteur est plus grande que la puissance du signal transmis. L'équation (3.47) devient:

$$P_{QPSK} = \lim_{SNR \rightarrow 0} \left(\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{SNR}{2}}\right) - \frac{1}{4}\operatorname{erfc}^2\left(\sqrt{\frac{SNR}{2}}\right) \right) = 1 - \frac{1}{4} = 0.75 \quad (3.48)$$

Alors la probabilité maximale de démoduler incorrectement un symbole est de 0,75. Pour justifier la perte de la synchronisation, on trouvera le symbole démodulé au récepteur. Pendant l'intervalle de temps $[0,7;1]$ s, il n'y a pas de changement du coefficient le plus important, donc le symbole $d(n-4)$ est toujours estimé par l'égaliseur. Cependant, pour obtenir l'estimation désirée, le symbole $d(n-6)$ doit être démodulé, comme on a expliqué dans la sous-section 3.2.2.

Avec les résultats obtenus dans les Figure 3.9 et 3.10, on peut conclure que si l'égaliseur ne peut pas s'adapter aux changements du canal à partir du temps de chevauchement, la synchronisation sera perdue au récepteur.

3.4 Algorithme pour recentrer les coefficients de l'égaliseur

Dans un contexte où un égaliseur ne peut pas corriger le délai du canal, la synchronisation sera complètement perdue au récepteur, il est donc nécessaire de trouver une solution qui peut assurer qu'une synchronisation sera toujours maintenue au récepteur avec toutes les

valeurs de délai. Cela veut dire que l'égaliseur est capable de suivre une variation temporelle de la réponse d'un canal (Aksas, 2003, p.26).

3.4.1 Algorithme qui positionne le coefficient central à W_2

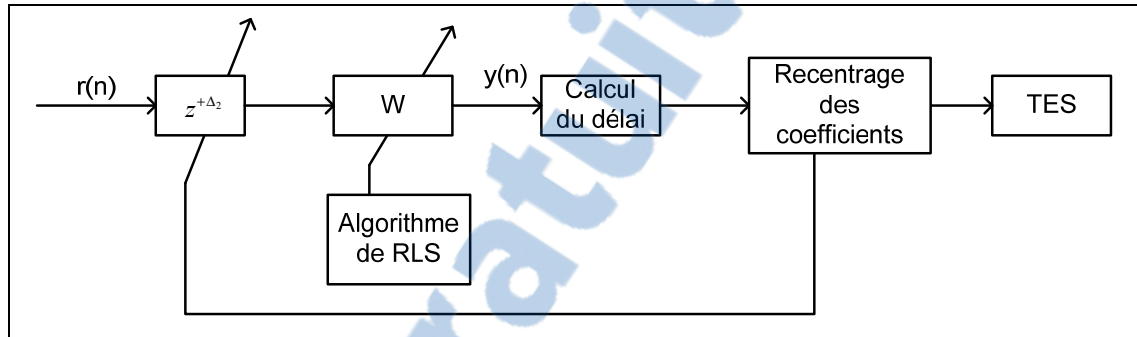


Figure 3.10 Algorithme qui positionne le coefficient central à W_2

La figure (3.10) présente un algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 . Trois blocs sont ajoutés dans cette figure: le bloc **Calcul du délai**, le bloc **Recentrage des coefficients** et le bloc $z^{+\Delta_2}$.

L'idée principale de cette méthode est de situer le coefficient central à W_2 si la somme entre la valeur de Δ et le délai du canal est plus grande que le nombre de coefficients de l'égaliseur. Tout d'abord, après le mode d'apprentissage, le coefficient W_Δ a une valeur constante qui ne change pas durant l'intervalle de temps du canal de Rayleigh. Ensuite, pendant le temps de chevauchement, la valeur du coefficient W_Δ change rapidement. Quand la diminution de l'amplitude du coefficient W_Δ est plus grande que 0.2, le bloc **Calcul du délai** trouvera le deuxième plus grand coefficient de l'égaliseur pour calculer le délai du canal. En supposant que W_j est le deuxième plus grand coefficient de l'égaliseur détecté par le bloc **Calcul du délai** pendant le temps de chevauchement, le délai du canal est calculé par l'équation (3.49)

$$\text{délai} = |\Delta - j|; \quad \Delta, j \in \{0, 1, 2, 3, 4\} \quad (3.49)$$

avec j le nombre réel qui définit le deuxième plus grand coefficient de l'égaliseur pendant le temps de chevauchement.

La valeur de Δ_2 est mise à jour à chaque itération par le bloc **Recentrage des coefficients**. Il obtient une valeur de zéro dans le cas où la somme entre la valeur de Δ et le délai du canal est plus petite que le nombre de coefficients de l'égaliseur. Pour Δ_2 plus grand que zéro, l'estimation du symbole transmis sera erronée. Le symbole démodulé au récepteur est toujours $d(n-\Delta)$ sans correction du délai. Cependant, pour obtenir le bon résultat, le symbole désiré lors qu'il y a un délai doit être $d(n-\Delta-\text{délai})$. Pour obtenir la bonne synchronisation au récepteur s'il n'y a pas le changement du plus grand coefficient d'un égaliseur, la valeur de Δ_2 est donnée par l'équation (3.50):

$$n - \Delta = n - \Delta - \text{délai} + \Delta_2 \quad (3.50)$$

Alors, Δ_2 est définie précisément par l'équation (3.51):

$$\Delta_2 = \text{délai} \quad (3.51)$$

D'une part, l'égaliseur doit assurer la synchronisation au récepteur, d'autre part, il doit situer le coefficient central à W_2 . Pour situer le coefficient central à W_2 , l'équation (3.12) devient:

$$R_{dr} = E \left[d(n - \Delta + m) r^*(n) \right] = E \left[d(n - 2) r^*(n) \right] \quad (3.52)$$

où m est le nombre de symbole avancé qui doit être ajouté pour satisfaire la condition que le coefficient W_2 devient le coefficient le plus important. Ainsi, la valeur de m est donnée par l'équation (3.53)

$$n - \Delta + m = n - 2 \Leftrightarrow m = \Delta - 2 \quad (3.53)$$

Δ_2 est la somme entre la valeur de m et la valeur de délai du canal. À partir des équations (3.49) et (3.50), la valeur totale de Δ_2 est définie par l'équation (3.54):

$$\Delta_2 = \text{délai} + \Delta - 2 \quad (3.54)$$

Dans le même moment, Δ_2 est plus grand que zéro, les amplitudes des coefficients W_Δ et W_2 changent. Plus clairement, le coefficient W_2 devient le coefficient W_Δ et le coefficient W_Δ est le coefficient W_2 . Ce changement permet de situer le coefficient le plus important à W_2 . Cependant, le changement soudain du plus important coefficient affectera la valeur de

l'EQM au temps δt . δt correspond au temps où Δ_2 est plus grand que zéro. Le signal de sortie du filtre $y(n)$ sans correction du délai est donné par l'équation (3.55):

$$y(n) = \begin{bmatrix} w_0 & w_1 & w_2 & w_3 & w_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(n) \\ r(n-1) \\ r(n-2) \\ r(n-3) \\ r(n-4) \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

En supposant qu'il y a un changement entre le coefficient W_2 et le coefficient W_4 au temps δt avec le symbole n_1 . Le signal de sortie du filtre $y(n_1)$ est donné par l'équation (3.56)

$$y(n_1) = \begin{bmatrix} w_0 & w_1 & w_4 & w_3 & w_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(n_1) \\ r(n_1-1) \\ r(n_1-2) \\ r(n_1-3) \\ r(n_1-4) \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

Les équations (3.55) et (3.56) montrent qu'il y a un changement de l'EQM au temps δt car le signal de sortie du filtre $y(n)$ est changé. Le changement de l'EQM dans le cas où Δ_2 est plus grand que zéro est donné par l'équation (3.57)

$$\Delta_{EQM}(\delta t) = EQM(n) - EQM(n_1) = E \left[\|w_2 r_{n-2} + w_4 r_{n-4} - w_4 r_{n-2} - w_2 r_{n-4}\|^2 \right] \quad (3.57)$$

où $\Delta_{EQM}(\delta t)$ est le changement de l'EQM au temps δt quand Δ_2 est plus grand que zéro.

3.4.2 Résultat de la simulation

Dans cette partie, le fonctionnement de l'algorithme dans la sous-section 3.4.1 sera testé dans le cas où Δ égale à 4 pendant le mode d'apprentissage.

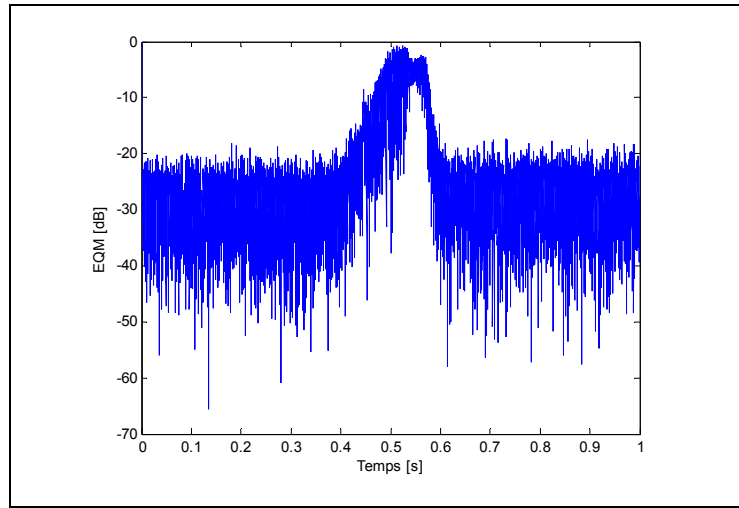


Figure 3.11 EQM de l'égaliseur avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 quand Δ égale à 4

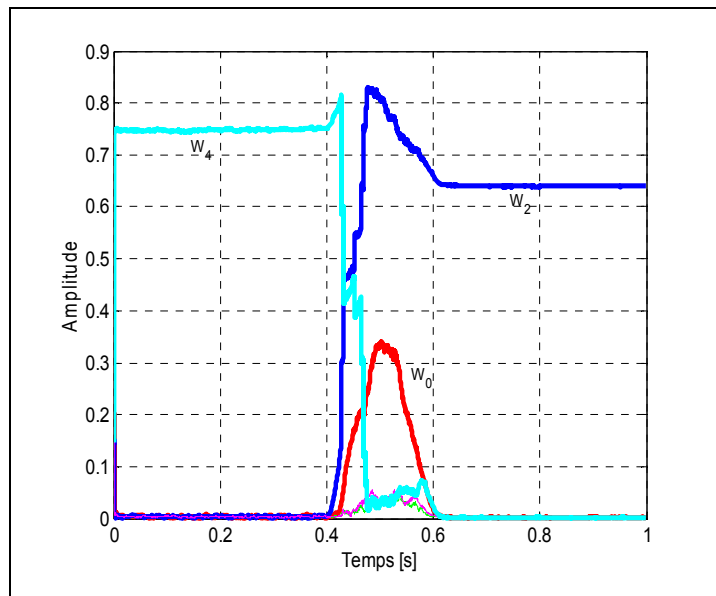


Figure 3.12 Variations des coefficients de l'égaliseur avec algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 quand Δ égale à 4

Les Figures 3.11 et 3.12 montrent l'EQM et les variations des coefficients de l'égaliseur avec algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 . Tout d'abord, le coefficient W_4 est le coefficient le plus important pendant l'intervalle de temps $[0;0,4]$ s. Dans cet intervalle de

temps, la valeur de Δ_2 est toujours zéro. Ensuite, au temps $\delta t = 0,43s$, le bloc **Calcul du délai** détecte que la valeur de W_4 diminue sa valeur de 0,73 à 0.45 et W_2 devient le deuxième plus grand coefficient. Ainsi, le bloc **Calcul du délai** trouve que le délai du canal égale deux symboles. Puis, le bloc **Recentrage des coefficients** détecte que la somme entre le délai du canal et la valeur de Δ égale à six et plus grande que le nombre de coefficients de l'égaliseur. Alors, il recalcule la valeur Δ_2 égale à 4. En même temps, le coefficient W_4 devient le coefficient W_2 et le coefficient W_2 obtient la valeur du coefficient W_4 . Ensuite, le coefficient W_2 est toujours le coefficient le plus important à partir de 0,5s.

On constate que l'EQM sur la Figure 3.11 est plus grand que l'EQM sur la Figure 3.3 pendant l'intervalle de chevauchement. Parce qu'il y a le changement soudain la valeur de l'EQM quand Δ_2 est plus grande que zéro comme on l'a expliqué dans la sous-section 3.4.1. Cependant, l'EQM sur les Figures 3.12 et 3.1 pendant l'intervalle de temps $[0,6;1]s$ sont les mêmes, bien qu'il y ait un changement de la valeur de l'EQM au temps δt . Le coefficient W_2 est le coefficient le plus important dans ce temps-là, le symbole à la sortie du filtre $y(n)$ est l'estimation du symbole $d(n-2)$. En outre, tous les coefficients de l'égaliseur sont absolument convergents, il y a une approximation entre le vecteur w et le vecteur optimal w_p . En effet, à partir de $t=0.6$, le coefficient W_2 est toujours le coefficient le plus important avec la valeur maximale de 0.63 et les valeurs des autres coefficients de l'égaliseur sont petites, approximativement zéro. Donc, l'égaliseur peut corriger le délai du canal et obtenir une valeur optimale de l'EQM.

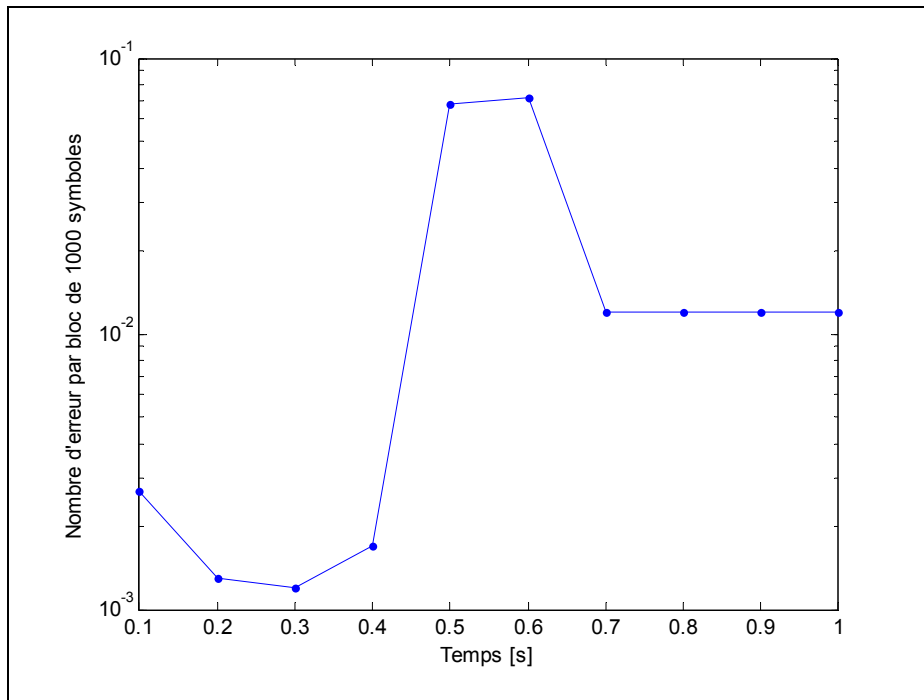


Figure 3.13 Nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles au récepteur avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 quand Δ égale à 4

La Figure 3.13 présente le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles en fonction du temps avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 quand Δ égale à 4. On remarque que la synchronisation est aussi perdue pendant le temps de chevauchement, comme dans la Figure 3.9. Cependant, la synchronisation est retrouvée dans l'intervalle de temps $[0,7;1]$ s avec le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles égale à 10^{-2} . Le but le plus important de cette méthode est de retrouver la synchronisation au récepteur pendant l'intervalle du temps du trajet secondaire. L'effet de l'IES pendant le temps de chevauchement ne peut pas être corrigé par cette méthode.

CHAPITRE 4

ANALYSE DES PERFORMANCES DANS DIFFÉRENTS SCÉNARIOS DE CANAUX

Ce chapitre présente les résultats de simulation de l'égaliseur pour différents scénarios de canal. Ceci a pour but de tester le fonctionnement de l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 dans les différents canaux. Dans la réalité, le canal est généralement non stationnaire. Par exemple, le téléphone cellulaire se déplace dans l'environnement et on désire avoir de bonnes performances en tout temps. Plus clairement, le récepteur peut être situé dans un milieu urbain ou montagneux, il peut aussi se déplacer à pied ou en voiture. L'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 , comme on l'a vu dans la sous-section 3.4, doit assurer la synchronisation soit toujours conservée au récepteur. La première partie de ce chapitre présentera le fonctionnement de l'égaliseur quand le temps de chevauchement est plus grand que 0,2s comme présenté dans la sous-section 1.3. Ensuite, les performances d'un récepteur en présence d'un canal comportant de longs délais seront estimées. Enfin, on trouvera quelles conditions assurent un bon fonctionnement l'algorithme.

4.1 Modèle du canal avec un temps de chevauchement plus grand

Tel qu'abordé à la sous-section 3.4, pendant le temps de chevauchement entre deux variantes de canal il y a beaucoup de changements indésirables des paramètres de l'égaliseur, tels que l'amplitude des coefficients, l'EQM, le TES, etc. En outre, l'algorithme proposé dans la sous-section 3.4 cause une grande dégradation de l'EQM à l'intervalle du temps de chevauchement. Dans la présente section, le modèle du canal avec un temps de chevauchement plus grand sera introduit. Plus clairement, le temps de chevauchement dans ce cas-ci est 0.6s. Donc, pendant l'intervalle de temps $[0;0,2]$ s, le signal est transmis seulement par le canal de Rayleigh sans délai. Ensuite, pendant l'intervalle de temps $[0,2;0,8]$ s, le canal induit l'effet de l'IES. Enfin, à partir de 0,8s, le canal en est un de Rice avec le délai de deux symboles. Tous les paramètres de simulation, comme le temps

d'échantillonnage, la fréquence de l'effet Doppler, les paramètres de RLS sont les mêmes qu'à la sous-section 3.1.

4.1.1 La valeur de L égale à 4 pendant le mode d'apprentissage

Normalement, l'égaliseur permet d'éliminer l'effet de l'IES. Cependant, quand L égale à 4, le résultat obtenu dans la sous-section 3.3.2 montre que la synchronisation est totalement perdue au récepteur avec le modèle du canal comportant un temps de chevauchement égale à 0,2s. La valeur de L sera, ici, égale à 4 durant le mode d'apprentissage quand le temps de chevauchement égale à 0.6s.

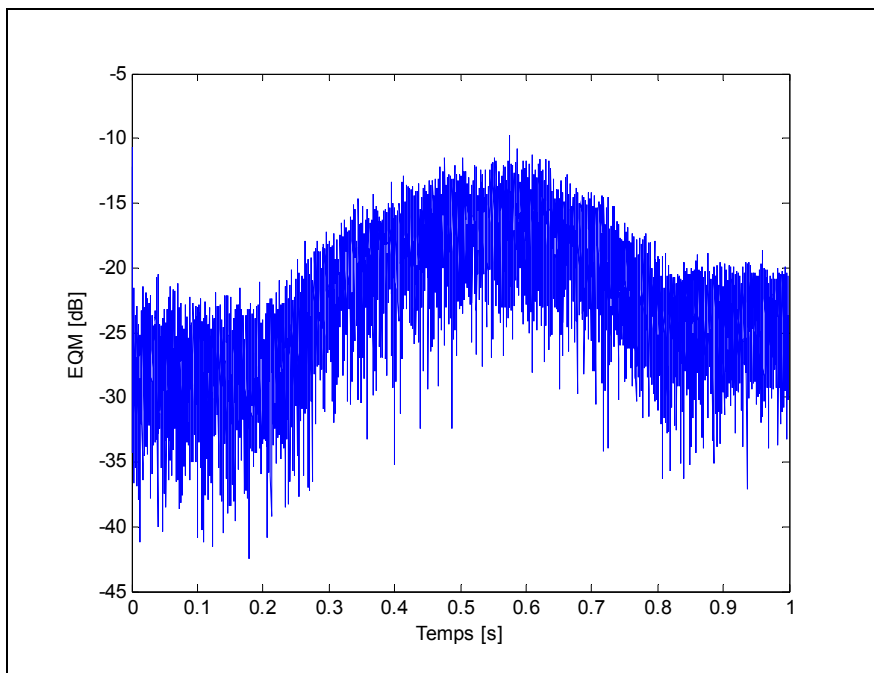


Figure 4.1 EQM quand le temps de chevauchement égale à 0,6s et L égale à 4

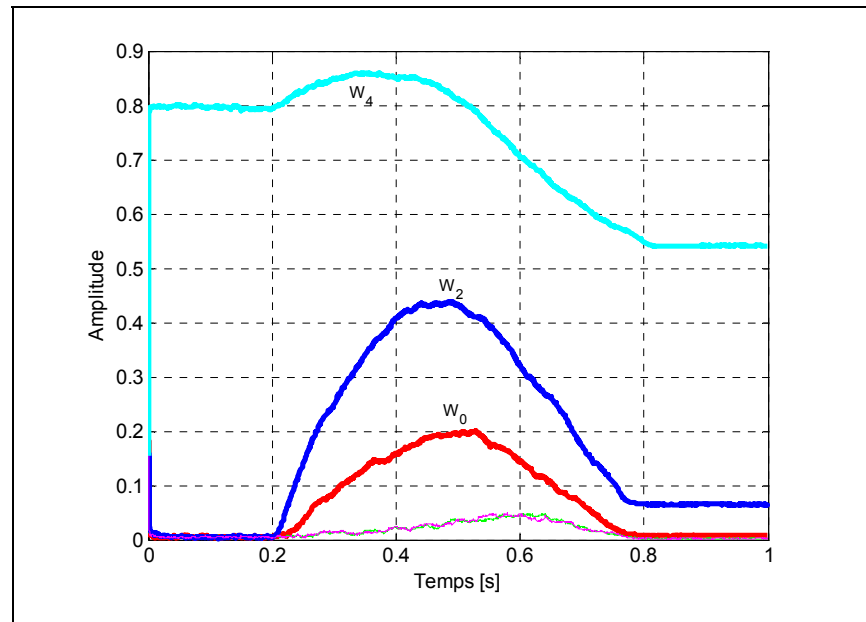


Figure 4.2 Variations des coefficients de l'égaliseur quand le temps de chevauchement égale à 0,6s et Δ égale à 4

Les Figures 4.1 et 4.2 illustrent l'EQM et les variations des coefficients de l'égaliseur qui varient en fonction du temps avec le temps de chevauchement égale à 0,6s. Les résultats obtenus sont les mêmes qu'à la Figure 3.3 et la Figure 3.7. En effet, quand le signal émis ne doit pas subir l'effet de l'IES, l'EQM est inférieure à -20 dB pendant les intervalles de temps suivants: [0;0,2]s et [0,8;1]s. Au contraire, durant le temps de chevauchement, on obtient une valeur de l'EQM égale à -15 dB. Cela signifie que la performance est perdue pendant ce temps-là. On note qu'il n'y a pas le changement du coefficient le plus grand après le temps de chevauchement. En effet, le coefficient W_4 est toujours le coefficient le plus important parce qu'il manque un coefficient additionnel, W_6 , pour adapter le changement du canal comme on a expliqué dans la sous-section 3.3.2

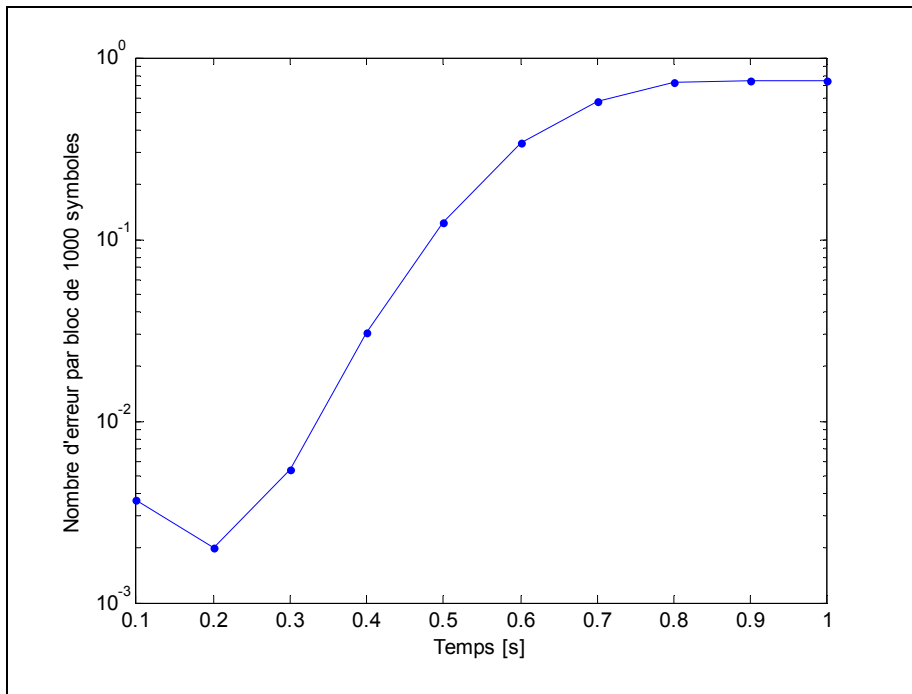


Figure 4.3 Nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles quand le temps de chevauchement égale à 0,6s et Δ égale à 4

La Figure 4.3 illustre le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles qui varie en fonction du temps. On voit que la synchronisation est perdue à partir du temps de chevauchement. En effet, le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles augmente rapidement à partir de 0,2s et garde une valeur de 0,75 à partir de 0,8s. Le décalage de la réponse impulsionnelle dépasse la mémoire de l'égaliseur. Ce dernier a donc “ glissé ” et il fournit les symboles avec un décalage de deux par rapport au début de l'expérience. Avec les résultats obtenus, on peut conclure que plus le temps de chevauchement est grand, plus il y a de perte de la synchronisation au récepteur. En outre, on peut conclure que l'égaliseur ne peut pas corriger le canal avec un temps de chevauchement plus grand dans le cas où Δ égale à 4 pendant le mode d'apprentissage.

4.1.2 Résultat de simulation avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 du canal avec le temps de chevauchement plus grand

À la dernière sous-section, l'égaliseur ne fonctionne pas bien quand Δ égale à 4. Par conséquent, la synchronisation est totalement perdue au récepteur. C'est pourquoi l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 est nécessairement maintenu pour corriger le canal et assurer que la synchronisation soit toujours maintenue au récepteur.

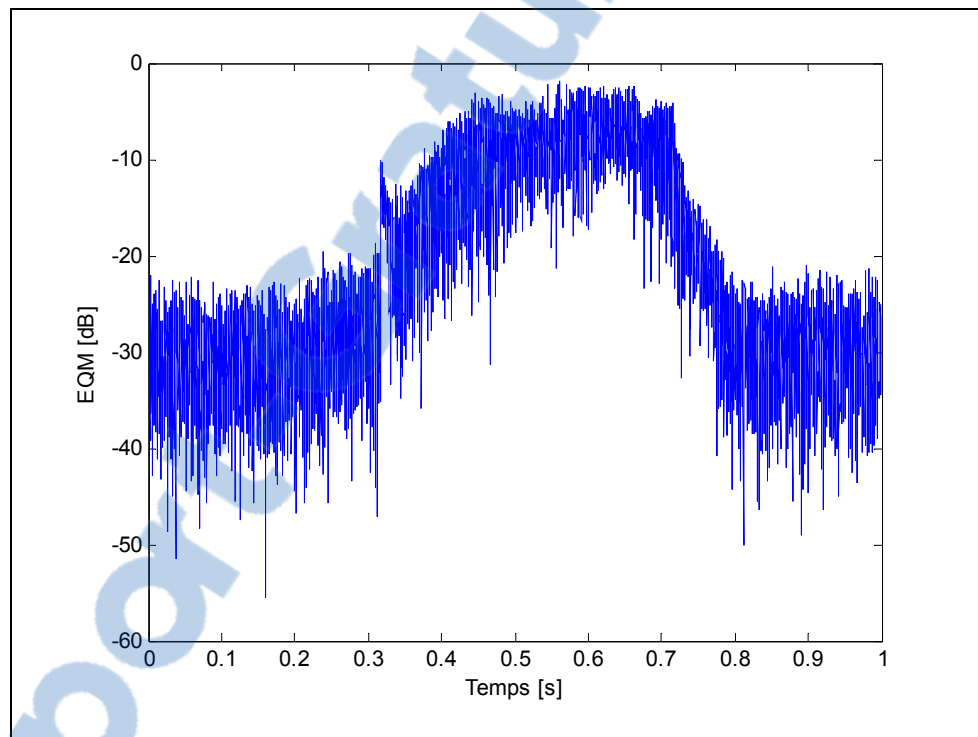


Figure 4.4 EQM quand le temps de chevauchement égale à 0,6s et Δ égale à 4 avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2

La Figure 4.4 montre une variation de la valeur de l'EQM quand le temps de chevauchement égale à 0,6s avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 . On remarque que l'EQM pendant les intervalles de temps suivants: $[0;0.2]$ s et $[0.8;1]$ s, est inférieure à -20 dB, est la même qu'à la Figure 4.1. Ensuite, il y a aussi le changement soudain de l'EQM pendant le temps de chevauchement. Au temps 0.3s, l'EQM augmente sa valeur de -20 dB à -10 dB. Après, il obtient une valeur maximale à -4 dB au temps $t=0.5$ s. Cela signifie qu'il y a le changement du plus grand coefficient de l'égaliseur. Par conséquent il cause l'augmentation

désastreuse de la valeur de l'EQM pendant le temps de chevauchement comme on l'a expliqué dans la sous-section 3.4.1

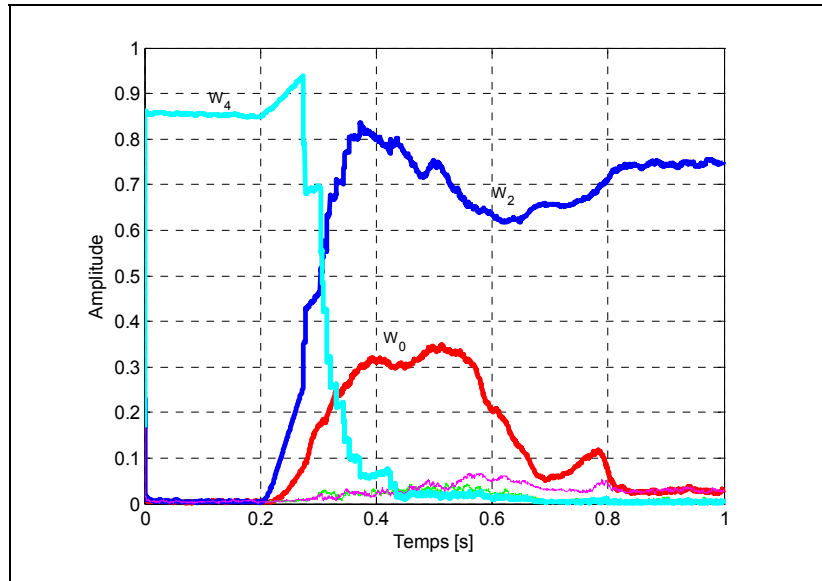


Figure 4.5 Variations des coefficients de l'égaliseur quand le temps de chevauchement égale à 0.6s et L égale à 4 avec algorithme qui positionne le coefficient central à w_2

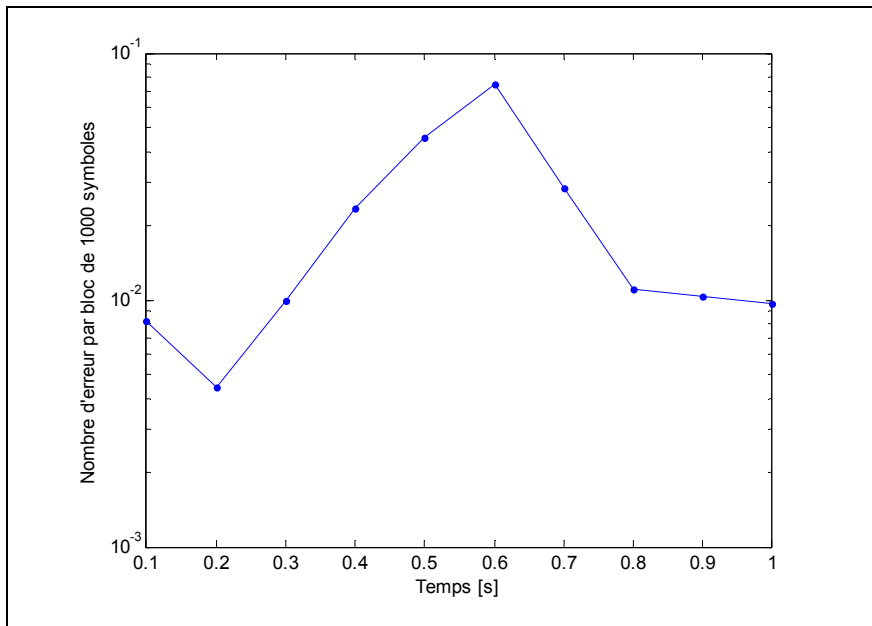


Figure 4.6 Nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles quand le temps de chevauchement égale à 0.6s et L égale à 4 avec algorithme qui positionne le coefficient central à w_2

Les Figures 4.5 et 4.6 illustrent une variation des coefficients de l'égaliseur et un nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles quand le temps de chevauchement égale 0,6s et Δ égale à 4 avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 . Au temps $t = 0,3s$, d'une part, le bloc **Calcul du délai** trouve que la valeur du coefficient W_2 est diminuée de 0,85 à 0,7. D'autre part, il détecte que le coefficient W_2 est le deuxième plus grand coefficient. Alors le délai du canal, dans ce cas-là, est deux symboles. Puis, il trouve que la somme entre la valeur de Δ et le délai du canal égale six, ce qui est plus grand que le nombre de coefficients. C'est pourquoi le bloc **Recentrage des coefficients** situera le plus grand coefficient à W_2 . À partir de 0,3s, le coefficient W_2 maintient toujours une valeur maximale. Cependant, pendant le temps de chevauchement, le coefficient W_2 est le plus grand coefficient, mais il ne converge pas. Alors, l'égaliseur ne peut pas corriger le canal pour avoir une bonne valeur de l'EQM dans ce temps-là. La Figure 4.6 présente le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles, qui varie en fonction du temps. Pendant l'intervalle de temps $[0,3;0,8]s$, la synchronisation ne peut pas être retrouvée au récepteur bien que le coefficient W_2 soit le coefficient le plus important. Pour expliquer ce phénomène, on observe que les coefficients de l'égaliseur ne convergent pas durant le temps de chevauchement. Donc, la synchronisation est perdue durant ce temps-là. Enfin, le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles est de 10^{-2} pendant l'intervalle de temps $[0,8;1]s$. Le paramètre Δ_2 a une valeur de 4 à partir de 0,3s quand le coefficient W_2 devient le coefficient le plus important. On peut conclure que l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 fonctionne bien dans le cas où un temps de chevauchement est plus grand. Cependant, il ne peut pas corriger l'effet de l'IES pendant le chevauchement. Donc, la synchronisation est perdue aussi pendant ce temps-là.

4.2 Modèle du canal avec un signal direct et deux signaux de trajets multiples

Les trajets multiples sont, dans la réalité, indésirables et inconnus. Dans cette sous-section, le scénario du canal avec de grands délais sera d'abord introduit. Ensuite, une règle de changement du coefficient le plus important, quand il y a beaucoup de délais du canal, sera

obtenue. Enfin, dans le cas où l'égaliseur ne peut pas corriger le canal, l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 sera testé.

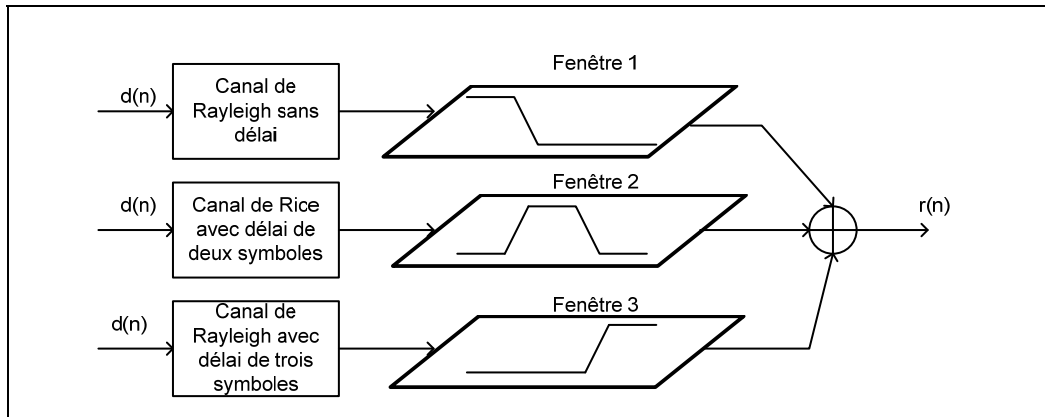


Figure 4.7 Modèle du canal avec un trajet principal sans délai et deux trajets multiples

La Figure 4.7 introduit le modèle d'un canal plus compliqué que dans la sous-section 1.3. En effet, dans ce modèle, en plus d'un trajet multiple avec un délai de deux symboles, le récepteur doit subir un trajet multiple avec trois symboles. La puissance du signal direct est unitaire, et les puissances des deux signaux de trajets multiples sont les mêmes et plus petites que un.

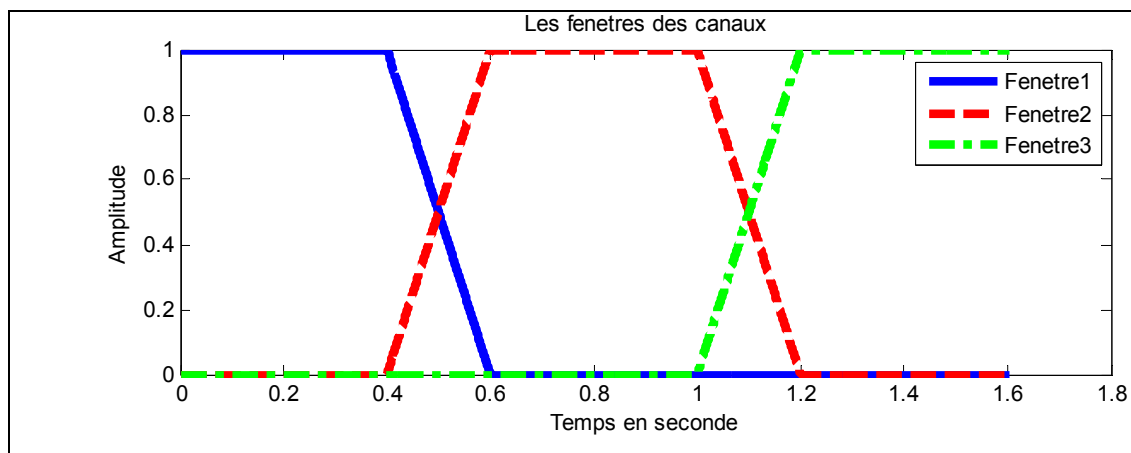


Figure 4.8 Trois fenêtres du canal

La Figure 4.8 présente trois fenêtres du canal. Tout d'abord, le signal subit seulement un canal de Rayleigh sans délai. Ensuite, pendant l'intervalle de temps $[0,4;0,6]$ s, le signal reçu au récepteur est la somme entre le signal direct du canal de Rayleigh et le signal de trajet multiple avec le délai de deux symboles du canal de Rice. Après, il n'y a plus l'effet de l'IES pendant l'intervalle de temps $[0,6;1]$ s. Le signal $d(n)$ est toujours transmis sur le canal de Rice avec le délai de deux symboles pendant ce temps-là. Puis, de 1s à 1,2s, il y a aussi le temps de chevauchement entre le canal de Rice et le canal de Rayleigh avec le délai de trois symboles. Enfin, à partir de 1,2s, le signal est transmis seulement sur le canal de Rayleigh avec le délai de trois symboles. Mathématiquement, les définitions de trois fenêtres sont données par:

$$F1 = \begin{cases} 1 ; & 0 < t < 0,4 \\ -5t + 3 ; & 0,4 \leq t \leq 0,6 \\ 0 ; & 0,6 < t \leq 1,6 \end{cases} \quad (4.1)$$

$$F2 = \begin{cases} 0 ; & 0 \leq t \leq 0,4 \text{ ou } 1,2 \leq t \leq 1,6 \\ 1 ; & 0,6 \leq t \leq 1 \\ 5t - 2 ; & 0,4 \leq t \leq 0,6 \\ -5t + 6 ; & 1 \leq t \leq 1,2 \end{cases} \quad (4.2)$$

$$F3 = \begin{cases} 0 ; & 0 \leq t \leq 1 \\ 5t + 5 ; & 1 \leq t \leq 1,2 \\ 1 ; & t \geq 1,6 \end{cases} \quad (4.3)$$

Donc, le signal reçu au récepteur est donné par l'équation (4.4):

$$\begin{aligned} r(t) = & \sum_{k=-\infty}^{N_1} d(k)h_1(t-kT_s) + \underbrace{\sum_{N_1}^{N_2} d(k)h_1(t-kT_s)F_1 + \sum_{N_1}^{N_2} d(k)h_2(t-(k-2)T_s)F_2}_{IES} + \sum_{N_2}^{N_3} d(k)h_2(t-(k-2)T_s) \\ & + \underbrace{\sum_{N_3}^{N_4} d(k)h_2(t-(k-2)T_s)F_2 + \sum_{N_3}^{N_4} d(k)h_3(t-(k-3)T_s)F_3}_{IES} + \sum_{N_3}^{\infty} d(k)h_3(t-(k-3)T_s) \end{aligned} \quad (4.4)$$

4.2.1 La valeur de Δ égale à 1 pendant le mode d'apprentissage

Dans cette partie, tous les paramètres de simulation sont les mêmes que dans la sous-section 3.1, mais pendant le mode d'apprentissage, le signal $d(n-1)$ sera utilisé pour estimer l'erreur $e(n)$. Plus clairement, la valeur de Δ est égale à 1 durant ce temps-là

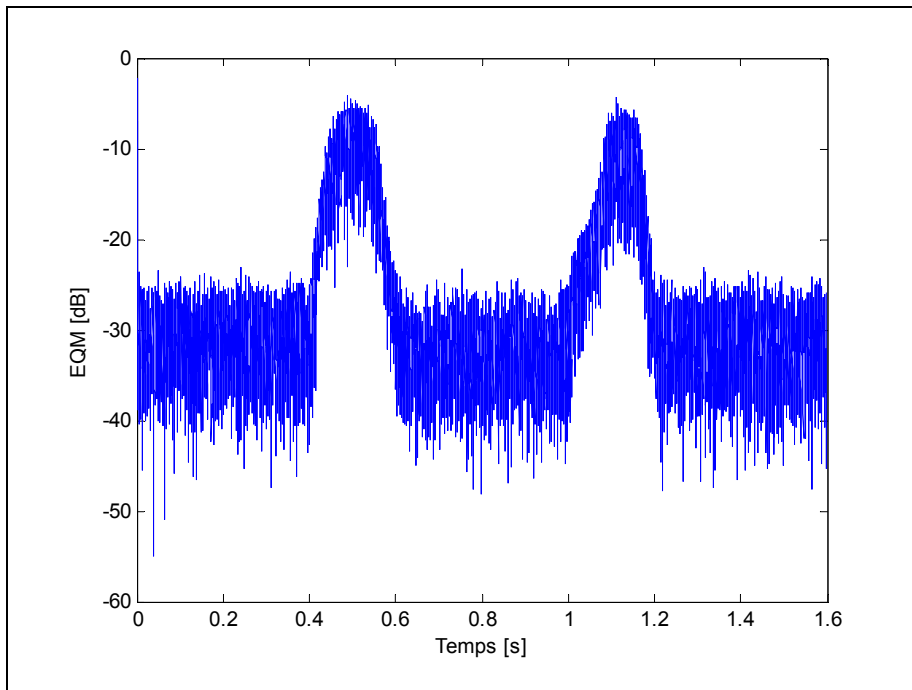


Figure 4.9 EQM avec un signal direct et deux signaux de trajets multiples dans le cas où Δ égale à 1

La figure 4.9 montre l'EQM de l'égaliseur avec un signal direct et deux signaux de trajets multiples dans le cas où Δ égale à 1. On remarque l'EQM, quand le signal émise ne doit pas subir l'effet de l'IES pendant l'intervalle de temps $[0;0,4]$ s, est inférieure de -20 dB. Ensuite, l'EQM durant les deux intervalles de temps de chevauchement sont les mêmes, avec la valeur moyenne de -5 dB.

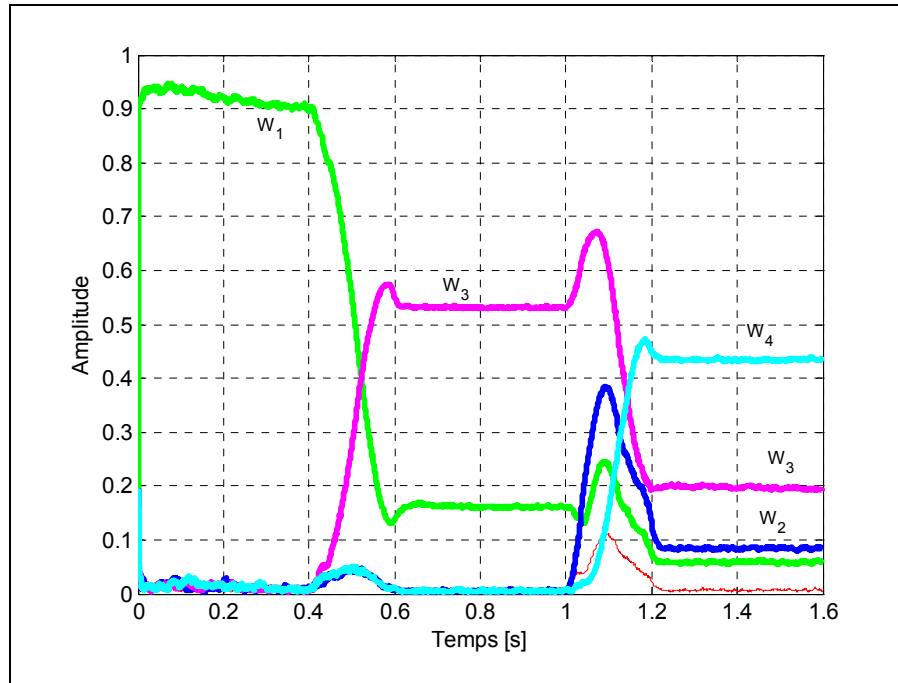


Figure 4.10 Variations des coefficients de l'égaliseur avec un signal direct et deux signaux de trajets multiples dans le cas où Δ égale à 1

On remarque, à la Figure 4.10, que la règle de changement du coefficient le plus important pendant l'intervalle de temps $[0;1]$ s est la même que dans la sous-section 3.2. En effet, le coefficient W_1 devient le coefficient le plus important pendant le temps du canal de Rayleigh sans délai parce que Δ égale à 1 pendant le mode d'apprentissage. Ensuite, à partir du temps de chevauchement de 0,4s à 0,6s, le coefficient W_3 est le coefficient le plus important. La règle de ce changement a déjà été expliquée clairement dans la sous chapitre 3.2.2. Il faut noter que le coefficient W_4 devient le coefficient le plus important à partir le temps de chevauchement de 1 à 1,2s bien qu'il y ait un délai de trois symboles pendant ce temps-là. Pour expliquer ce phénomène, on peut essayer de trouver les valeurs des coefficients de l'égaliseur pendant le temps du canal de Rayleigh avec le délai de trois symboles. Plus simplement, à partir de 1,2s, parce qu'il y a un délai de trois symboles du canal de Rayleigh, le signal reçu au récepteur est calculé par l'équation (4.5):

$$r(n) = d(n-3)h_3(n) + v(n) \quad (4.5)$$

où $h_3(n)$ est une réponses impulsionnelle du canal de Rayleigh avec un délai de trois symboles.

C'est pourquoi, l'équation (3.13) dans le cas où Δ égale à 1 devient:

$$R_{dr} = E[d(n-\Delta-3)r^*(n)] = E[d(n-1-3)r^*(n)] = E[d(n-4)r^*(n)] \quad (4.6)$$

De la même manière que dans la sous-section 3.3, les coefficients optimaux de l'égaliseur dans ce temps-là sont:

$$w_p^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{h_3(n)}{\|h_3(n)\|+1} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

L'équation (4.7) montre que le coefficient W_4 est le coefficient le plus important durant la période du canal avec le délai de trois symboles. Cela signifie que l'égaliseur a perçu un délai de 1 symbole entre le canal de Rice avec le délai de deux symboles et le canal de Rayleigh avec le délai de trois symboles.

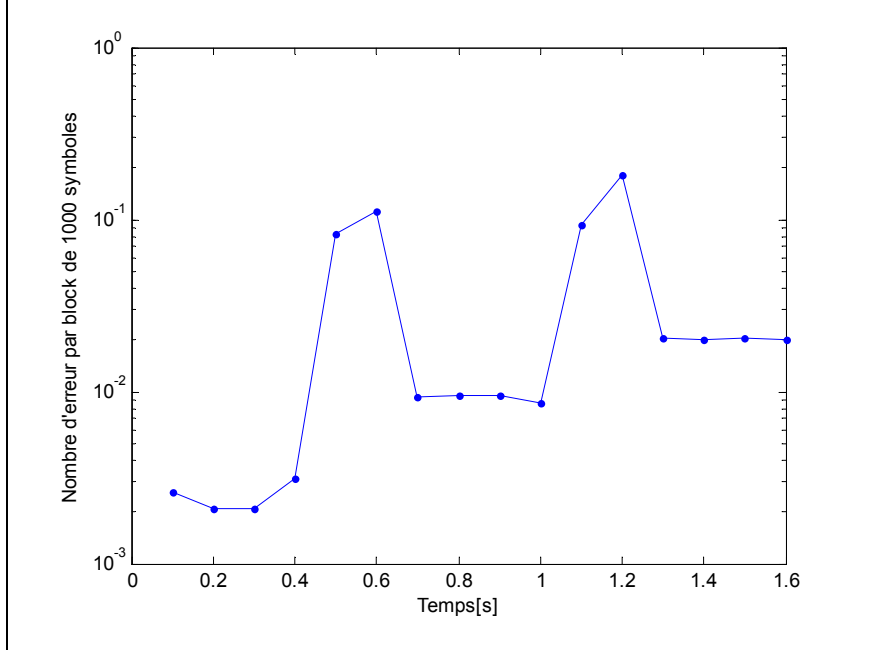


Figure 4.11 Nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles avec un signal direct et deux signaux de trajets multiples dans le cas où Δ égale à 1

La Figure 4.11 présente le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles qui varie en fonction du temps. On remarque dans la Figure 4.11 que le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles pendant l'intervalle de temps [1,2;1,6]s est plus grand que le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles pendant l'intervalle de temps [0,6;1]s. Cela signifie qu'il y a plus de symboles démodulés incorrects au récepteur pendant le temps du canal de Rayleigh avec le délai de trois symboles, parce que le canal induit un plus grand plus délai en nombre de symboles. Donc, le plus important coefficient doit partager son énergie avec les autres coefficients. Supposons que le vecteur w_k présente l'erreur entre le coefficient optimal w_p et le coefficient w_i obtenu à itération n . La définition de w_k est donnée donc:

$$w_k = w_p - w_i \quad (4.8)$$

À partir de la valeur de w_k , on peut calculer l'erreur $e_a(i)$ qui mesure la différence entre $u_i w_p$ et $u_i w_{i-1}$. La valeur de $e_a(i)$ est donnée par l'équation (4.9)

$$e_a(i) = u_i w_{k-1} \quad (4.9)$$

Plus la valeur de $e_a(i)$ est petite, plus l'estimation entre $u_i w_{i-1}$ et le signal $d(n-A)$ est précise. D'après la Figure 4.12, le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles pendant l'intervalle de temps [1,2;1,6]s n'est pas meilleure que le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles pendant l'intervalle de temps [0,6;1]s bien que les valeurs de l'EQM, durant deux intervalles de temps, soient les mêmes. Pour expliquer ce phénomène, on trouve les différences de variations des coefficients durant ces deux intervalles de temps là. Premièrement, le vecteur des coefficients optimaux pendant l'intervalle de temps [0,6;1]s est donné par l'équation

$$w_p^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{h_2(n)}{\|h_2(n)\|+1} & 0 \end{bmatrix}. \text{ Cela veut dire que toute la puissance du signal se}$$

concentrera au coefficient W_3 et les autres coefficients seront nuls. Cependant, d'après la Figure 4.12, le coefficient W_3 partage son énergie avec le coefficient W_1 dû au délai de deux symboles du canal de Rice. Alors, la valeur de $e_a(i)$ dépend des valeurs du coefficient W_1 et du coefficient W_3 .

De la même façon, les coefficients optimaux de l'égaliseur pendant l'intervalle de temps $[1,2;1,6]$ s sont $w_p^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{h_3(n)}{\|h_3(n)\|+1} \end{bmatrix}$, mais le coefficient W_4 doit partager son énergie avec les coefficients W_3 , W_2 et W_1 . C'est pourquoi la valeur de e_a pendant l'intervalle de temps $[1,2;1,6]$ s est plus grande que la valeur de e_a pendant l'intervalle de temps $[0,6;1]$ s.

4.2.2 La valeur de Δ égale à 4 pendant le mode d'apprentissage

Les résultats obtenus dans la sous-section 4.2.1 montre que l'égaliseur peut corriger les délais du canal dans le cas où Δ égale à 1 pendant le mode d'apprentissage. Dans cette partie, on essaie d'estimer une performance au récepteur dans le cas où la Δ égale à 4 pendant le mode d'apprentissage. La Figure 4.12 présente la valeur de l'EQM dans le cas où Δ égale à 4.

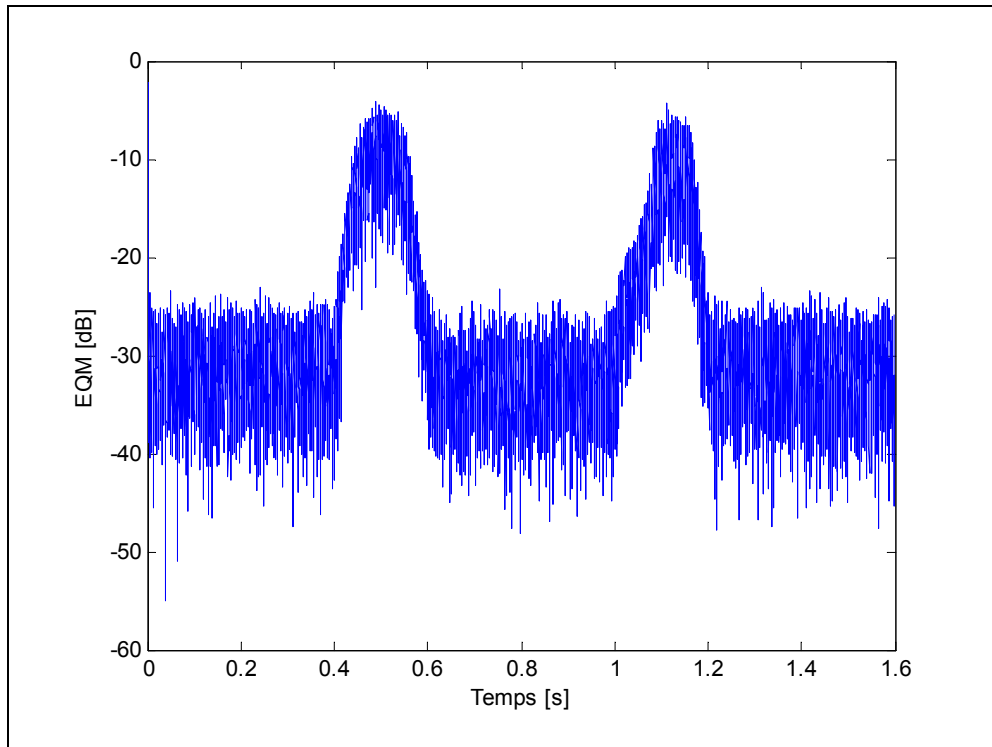


Figure 4.12 EQM avec un signal direct et deux signaux de trajets multiples dans le cas où Δ égale à 4

On remarque dans la Figure 4.12 que la variation de la valeur de l'EQM dans le cas où Δ égale à 4 est la même que la variation de la valeur de l'EQM dans le cas où la valeur Δ égale à 1 dans la sous-section 4.2.1. En effet, l'EQM est inférieure à -20 dB pendant les intervalles de temps suivants : $[0;0.4]$ s, $[0.6;1]$ s et $[1.2;1.4]$ s. Ensuite, les valeurs de l'EQM durant les deux intervalles de temps de chevauchement sont les mêmes, avec la valeur moyenne de -10 dB.

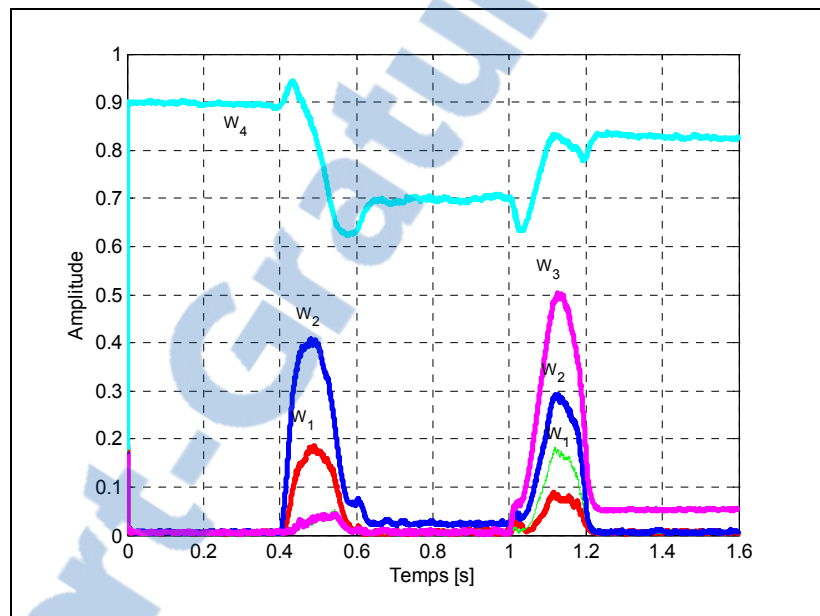


Figure 4.13 Variations des coefficients de l'égaliseur avec un signal direct et deux signaux de trajets multiples dans le cas où Δ égale à 4

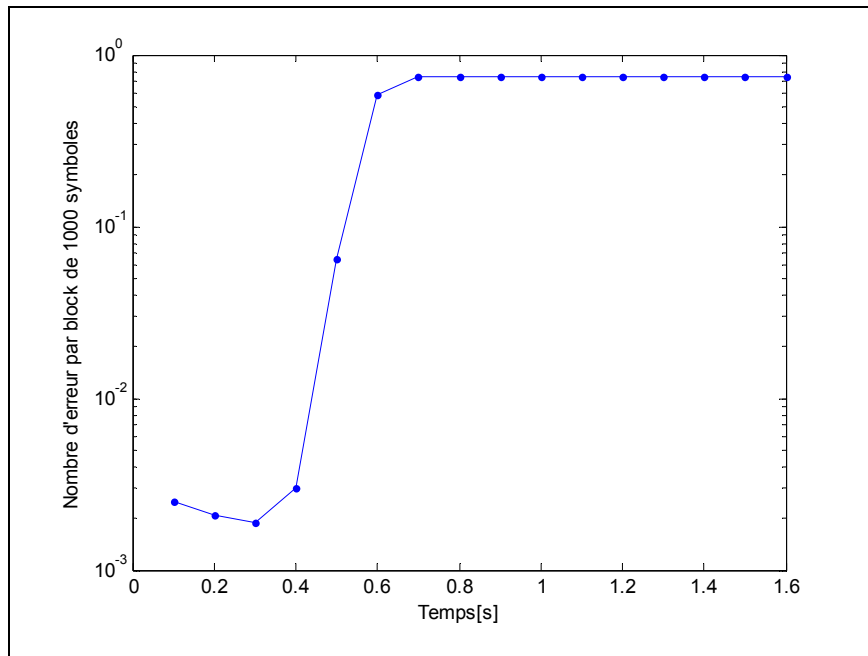


Figure 4.14 Nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles dans le cas où L égale à 4 avec un signal direct et deux signaux de trajets multiples

Les Figure 4.12 et 4.13 présentent les variations des coefficients de l'égaliseur et le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles dans le cas où L égale à 4 du canal avec un signal direct et deux signaux de trajets multiples. Comme expliqué dans la sous-section 3.3.2, lorsque L égale à 4, il n'y a pas de changement du coefficient le plus important durant le temps chevauchement entre le canal de Rayleigh sans délai et le canal de Rice avec un délai de deux symboles. Cependant, on note que le coefficient W_4 continue de jouer le rôle du coefficient le plus important en tout temps bien qu'il a un délai de trois symboles avec le canal de Rayleigh. La conséquence de cet effet est que la synchronisation est complètement perdue au récepteur à partir du temps de chevauchement entre les deux canaux. Plus clairement, de 0,6s à 1,6s, le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles est toujours de 0,75. Ce résultat s'explique par le fait que l'égaliseur ne peut pas suivre les variations du canal. On peut conclure que, dans le cas où la somme entre la valeur de L et le délai du canal est plus grande que le nombre de coefficients, l'égaliseur n'a pas la possibilité d'éliminer l'effet de l'IES du canal à partir du temps de chevauchement.

4.2.3 Algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 dans le cas où il y a beaucoup de délai du canal

Avec les résultats obtenus dans la sous-section 4.2.1, le coefficient $W_{\text{délai}+\Delta}$ deviendra le coefficient le plus important à partir du temps de chevauchement. Ceci est dû au fait que plus grand est le nombre de délai de symboles subis par le canal, plus grand est le nombre de coefficients utilisés pour s'adapter à la variation du canal. D'une part, le nombre de coefficients qui peut être utilisé est limité. D'autre part, le délai du canal est aléatoire. Alors, la possibilité de perdre la synchronisation au récepteur est très grande s'il y a beaucoup de délais du canal. Il est donc nécessaire de trouver un algorithme pour s'assurer que la synchronisation soit toujours maintenue au récepteur dans le cas de longs délais du canal. Une méthode simple pour positionner le coefficient central à W_2 , qui est basée seulement sur une variation du plus grand coefficient, a déjà été présentée à la sous-section 3.4. Cependant, quand il y a de longs délais, le plus grand coefficient doit partager son énergie avec les autres coefficients. Donc, la différence entre la valeur du plus grand coefficient et la valeur du deuxième plus grand coefficient n'est pas aussi grande que dans le cas où il n'y a pas le délai du canal. C'est pourquoi, l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 , dans le cas où il y a beaucoup de délais est basé sur deux paramètres. Ceux-ci sont la variation de l'EQM et la variation du coefficient le plus grand, qui tous deux varient toujours en fonction du temps. Plus clairement, pendant le temps de chevauchement, il y a des changements du plus grand coefficient et de la valeur de l'EQM en même temps. Tout d'abord, dénotons mse_std et $coef_std$ comme des valeurs de l'EQM et du plus grand coefficient, après le mode d'apprentissage, elles sont constantes. Ensuite, ces valeurs sont mises à jour à chaque itération. Pendant le temps de chevauchement, deux conditions doivent être satisfaites pour détecter ces valeurs. Ces conditions sont, les suivantes: premièrement, la différence entre la valeur de mse_std et la valeur de $e(n)$ doit être plus grande que 10 dB et, deuxièmement, la différence entre la valeur du plus grand coefficient $w_{\Delta}(n)$ et la valeur de $coef_std$ doit être plus grande que 0,2. Dans ces conditions, le bloc **Calcul du délai**, montré dans la Figure 3.11, détectera le deuxième plus grand coefficient. Puis, il peut calculer le délai du canal. Ensuite, si la somme entre le délai du canal et la valeur de Δ est plus grande que le

nombre de coefficients, le bloc **Recentrage des coefficients** situera le plus important coefficient à W_2 avec la valeur de Δ_2 calculée par l'équation (3.45). Enfin, les valeurs de mse_std , $coef_std$, et Δ sont mises à jour à chaque intervalle de temps de chevauchement. Cet algorithme est présenté au tableau 4.1

Tableau 4.1 Algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 dans le cas où il y a beaucoup de délais d'un canal

Entrée: $numtaps; \Delta; N_tr; 1 \leq \Delta \leq numtaps$

Tout d'abord: $w(0)=0; P(0)=\delta^{-1}I; \lambda=0.99; \Delta_2=0;$

Loop $n=1,2\dots N$

$$k(n) = \frac{P(n-1)u(n)}{\lambda + u^H(n)P(n-1)u(n)}$$

$$y(n) = w^H(n-1)u(n)z^{+\Delta_2}$$

$$e(n) = d(n) - w^H(n-1)u(n)$$

$$w(n) = w(n-1) - k(n)e^*(n)$$

$$P(n) = \lambda^{-1}P(n-1) - \lambda^{-1}k(n)u^H(n)P(n-1)$$

$$mse_std = e(N_tr)$$

$$coef_std = w_\Delta(N_tr);$$

If $abs(e(n) - mse_std) > 10$ (dB) et $abs(w_\Delta(n) - coef_std) > 0,2$

$$[re1, re2] = sort(w)$$

$$delay = re2(numtaps) - re2(numtaps - 1)$$

If $(delay + \Delta) > numtaps$

$$\Delta_2 = delay + \Delta - 2$$

$$w_2(n) = w_\Delta(n)$$

$$w_\Delta(n) = re2(1)$$

If $abs(e(n) - mse_std) = 0$ (dB) et $re2(numtaps) \neq \Delta$

$$\Delta = re2(numtaps)$$

$$mse_std = e(n)$$

$$coef_std = w_\Delta(n)$$

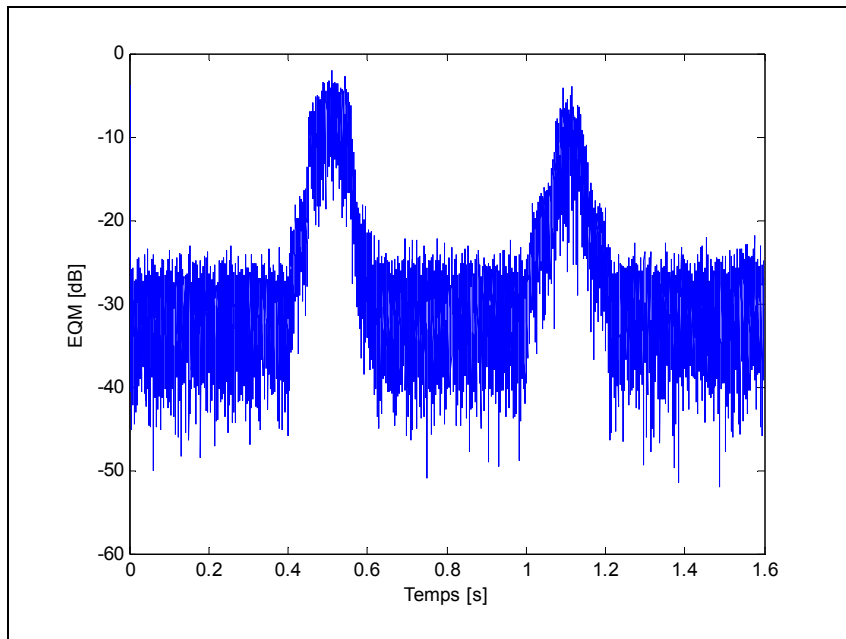


Figure 4.15 EQM de l'égaliseur dans le cas où Δ égale à 4 avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2

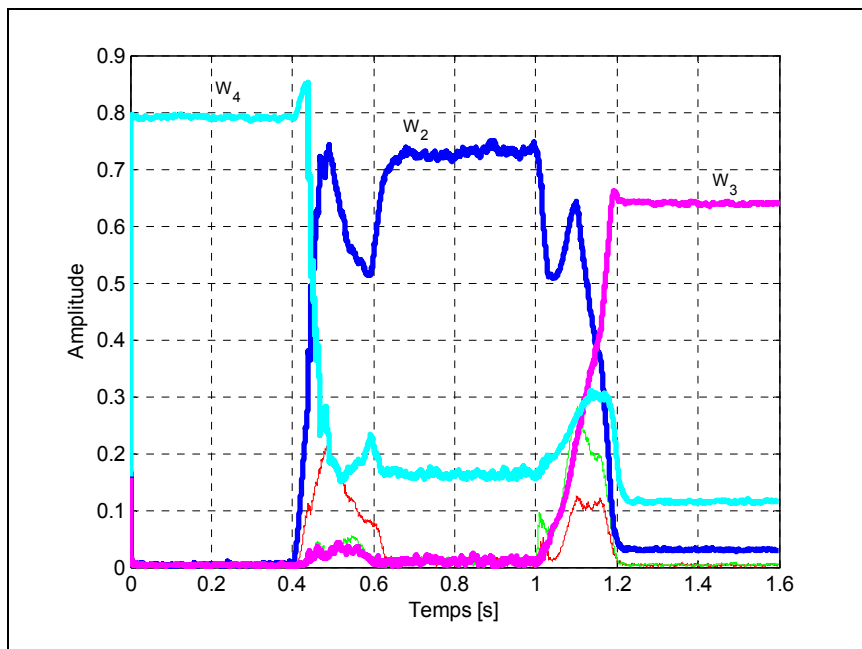


Figure 4.16 Variations des coefficients de l'égaliseur dans le cas où Δ égale à 4 avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2

Figure 4.15 et la Figure 4.16 illustrent l'évolution de l'EQM et les variations des coefficients de l'égaliseur dans le cas où Δ égale à 4 avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 . Au temps $t=0.45s$, le bloc **Calcul du délai** détecte qu'il y a le changement de l'EQM et celle du plus grand coefficient W_4 . Il détecte que le coefficient W_2 est le deuxième plus grand coefficient. En outre, la somme entre la valeur de Δ et celle du délai du canal égale à 6, et est plus grande que le nombre de coefficients. C'est pourquoi le bloc **Recentrage des coefficients** situera le plus grand coefficient à W_2 . Après, le coefficient W_2 aura une valeur moyenne de 0.7 durant l'intervalle de temps $[0,6;1]s$. Ensuite, après le temps de chevauchement entre le canal de Rice avec le délai de deux symboles et le canal de Rayleigh avec le délai de trois symboles, le coefficient W_3 joue le rôle du plus important coefficient. Cette variation du plus grand coefficient est la même que dans la Figure 4.10. Cela signifie que l'égaliseur détecte toujours qu'il y a seulement un délai de 1 symbole entre le canal de Rice avec le délai de deux symboles et le canal de Rayleigh avec le délai de trois symboles bien que le plus important coefficient soit situé à W_2 pendant le temps de chevauchement. Plus clairement, pendant l'intervalle de temps $[0,6;1]s$, le paramètre Δ_2 a une valeur +4. Donc, le signal reçu au récepteur est présenté comme dans la Figure 4.17

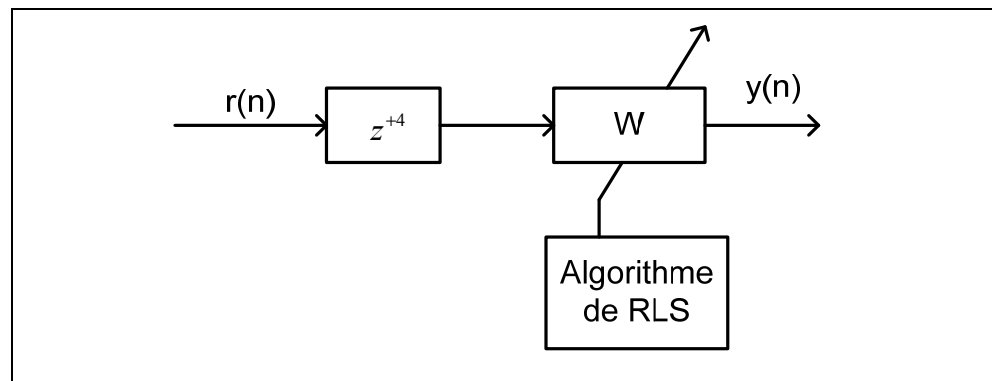


Figure 4.17 Le signal reçu au récepteur avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 pendant l'intervalle de temps $[0,6;1]s$

Mathématiquement, le signal reçu au récepteur avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 pendant l'intervalle de temps $[0,6;1]s$ est donnée par l'équation (4.10)

$$y(n) = w^H(n-1)r(n)z^{+4} \quad (4.10)$$

Mais le signal reçu au récepteur du canal de Rayleigh avec le délai de trois symboles est calculé par l'équation (4.5). Donc, la valeur de R_{dr} de l'équation (3.13) est calculé par:

$$R_{dr} = E[d(n-\Delta-3+\Delta_2)r^*(n)] = E[d(n-4-3+4)r^*(n)] = E[d(n-3)r^*(n)] \quad (4.11)$$

Le résultat obtenu de l'équation 4.11 montre que le coefficient W_3 deviendra le coefficient le plus important pendant l'intervalle de temps du canal de Rayleigh avec le délai de trois symboles.

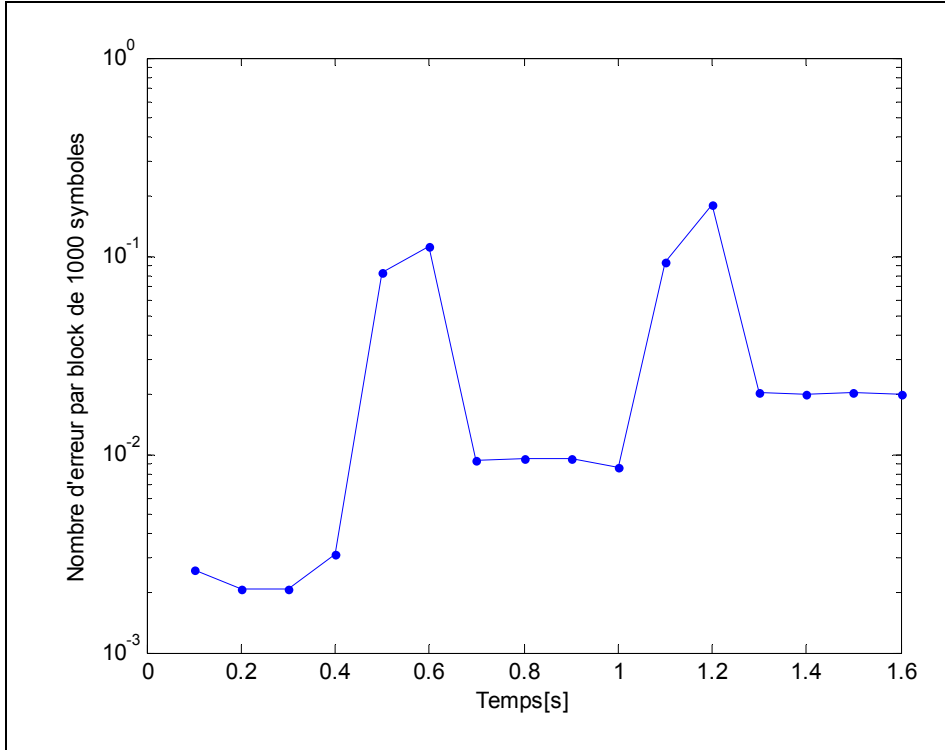


Figure 4.18 Nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles dans le cas où Δ égale à 4 avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2

La Figure 4.18 présente le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles qui évoluera en fonction du temps dans le cas où Δ égale à 4 avec l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2 . Le résultat obtenu dans la Figure 4.18 montre l'efficacité d'utilisation de cet algorithme pour réobtenir la synchronisation au récepteur. En effet, pendant deux intervalles

de temps $[0,6;1]$ s et $[1,2;1,6]$ s, le nombre d'erreur par bloc de 1000 symboles est de 10^{-2} . La performance obtenue est semblable à celle obtenue à la Figure 4.11 où l'égaliseur peut corriger et couvrir le délai du canal automatiquement. Cependant, pendant l'intervalle de temps de chevauchement, la synchronisation est toujours perdue au récepteur.

4.3 Condition pour assurer le bien fonctionnement de l'algorithme qui positionne le coefficient central à W_2

L'observation des variations des coefficients de l'égaliseur permet de prévoir le délai du canal tel que présenté à la sous-section 4.2.3 et la sous-section 3.1. Pendant le temps de chevauchement, le bloc **Calcul du délai** détecte bien le délai du canal. Ensuite, le bloc **Recentrage des coefficients** contrôlera la valeur de Δ_2 pour assurer que la synchronisation est toujours obtenue au récepteur. Il faut noter que, pendant le temps de chevauchement, le coefficient $W_{\Delta\text{-délai}}$ est le deuxième plus grand coefficient. Le bloc **Calcul du délai** doit bien définir le deuxième plus grand coefficient pour calculer précisément le délai du canal. Dans cette section, on cherche la condition sur la somme ($\Delta\text{-délai}$) pour assurer que le bloc **Calcul du délai** puisse toujours trouver le deuxième plus grand coefficient.

En supposant que le modèle du canal soit comme dans la sous-section 1.3, avec un canal de Rayleigh sans délai et un canal de Rice avec le délai de cinq symboles. Tous les paramètres de simulation sont les mêmes que dans la sous-section 3.1. Pendant la simulation, on mesure des variations des coefficients de l'égaliseur avec des différentes valeurs de Δ .

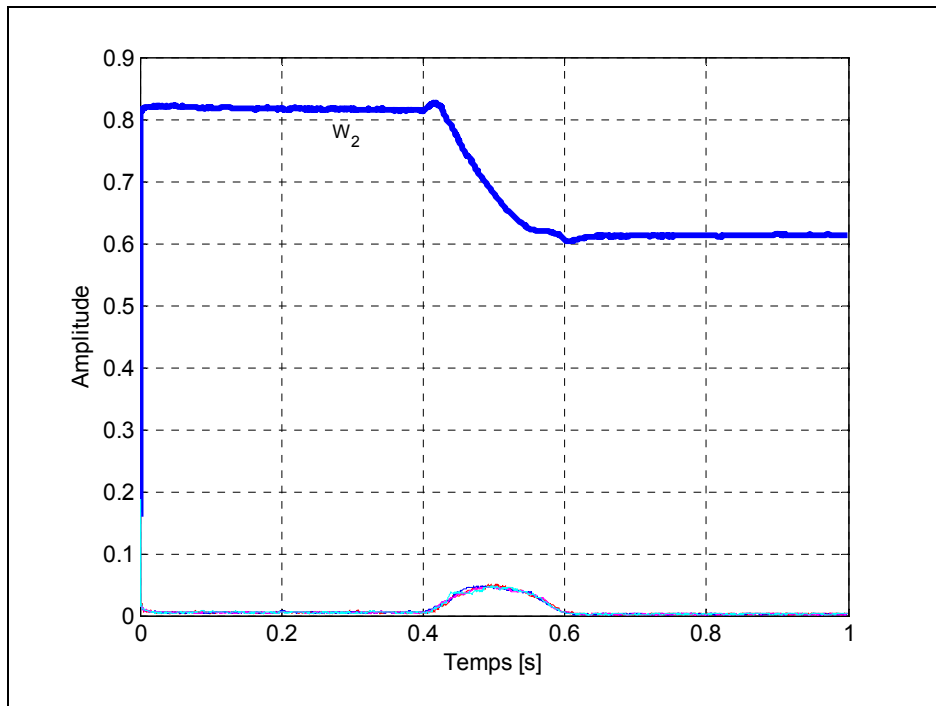


Figure 4.19 Variations des coefficients de l'égaliseur dans le cas où Δ égale à 2 et le canal de Rice avec le délai de 5 symboles

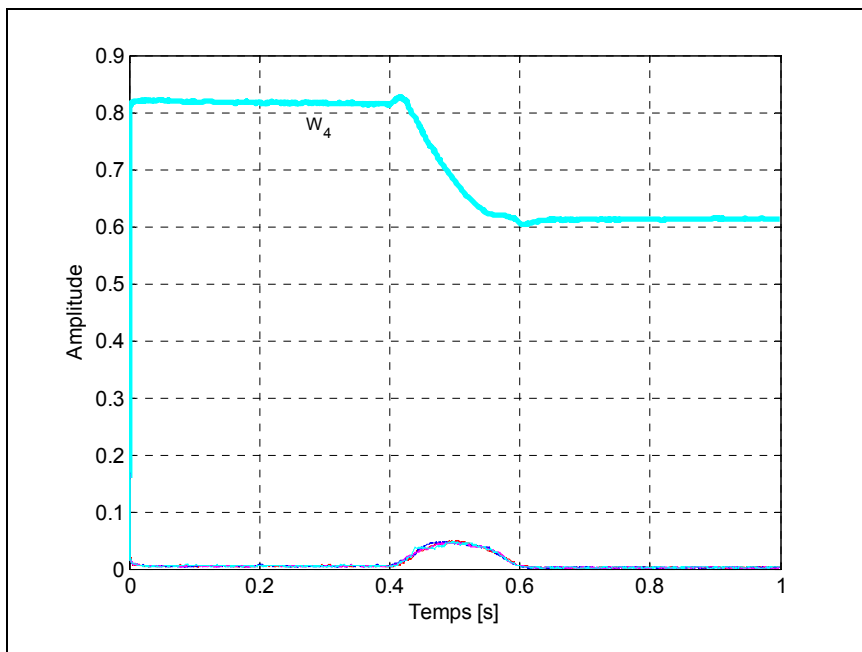


Figure 4.20 Variations des coefficients de l'égaliseur dans le cas où Δ égale à 4 et le canal de Rice avec le délai de 5 symboles

Les Figure 4.19 et Figure 4.20 présentent les variations des coefficients de l'égaliseur dans les cas où L égale à 2 ou 4 et un canal de Rice avec le délai de 5 symboles. On remarque que le coefficient W_L est toujours le coefficient le plus important durant tout le temps. Cependant, durant le temps de chevauchement, le deuxième plus grand coefficient ne peut pas être défini précisément parce que, à part le plus grand coefficient, tous les autres coefficients ont une même valeur. Donc, on peut conclure que l'égaliseur doit couvrir le délai du canal pour obtenir une bonne performance au récepteur dans le cas où l'égaliseur peut corriger l'effet néfaste du canal. Cela signifie que un délai d'un canal doit être plus petit que un nombre de coefficients d'un égaliseur.

CONCLUSION

Dans notre travail, nous avons considéré deux approches. Premièrement, le fonctionnement d'un égaliseur lorsque le canal change rapidement en fonction du temps, est testé. Ensuite, on peut détecter les cas où les symboles sont démodulés correctement au récepteur ainsi que les cas où la synchronisation est perdue totalement au récepteur. Deuxièmement, par l'observation des variations des coefficients de l'égaliseur, une méthode pour corriger le canal est présentée. L'idée principale de cette méthode situera le coefficient central à W_2 dans le cas où le canal introduit un délai plus grand que la longueur de l'égalisation. Alors l'égaliseur ne peut pas adapter les variations d'un canal.

Dans l'étape suivante, le modèle d'un canal plus complexe est construit. Ensuite, une méthode pour corriger le canal dans le cas où il y a beaucoup de délai est présentée. Cette méthode démontrait une bonne performance ainsi qu'une bonne valeur de TES au récepteur. Enfin, une condition pour assurer le bon fonctionnement de cette méthode qui montre une condition entre le délai du canal et le nombre de coefficients de l'égaliseur est présentée.

Travaux futurs

Suite à ce travail, voici quelques suggestions de travaux qui peuvent être réalisés dans le futur. Ce sont :

1. Utiliser aux modulations QAM d'ordre supérieur (16, 64, 256) ainsi qu'aux autres types de modulation.
2. Appliquer cette approche aux différents types des égaliseurs comme LMS, égaliseur aveugle.
3. Construire différents modèles du canal qui change rapidement en fonction du temps.
4. Implémenter et tester en situation réelle à simulateur de canaux.

BIBLIOGRAPHIE

- Aksas, Madjid. 2003. « Égaliseur linéaire aveugle avec recouvrement simultané de la porteuse ». Mémoire de maîtrise en génie électrique, Montréal, École de technologie supérieure, 90 p.
- Amador, Emmanuel. 2008. « Synthèse de canaux de Rice et de Rayleigh en chambre de Réverbération ». Mémoire de maîtrise en génie électrique, Québec, Université Laval, 84 p.
- Baudoin, G. & al. 2002. *Radiocommunications numérique / Principes, modélisation et simulation*. Paris : Dunod.
- Chen, Laurent. 2005. « Estimation des canaux et configuration de multiégaliseur au sein d'une radio reconfigurable par logiciel ». Mémoire de maîtrise en génie électrique, Montréal, École de technologie supérieure, 95 p.
- Ding, Zhi, Ye Li. 2001. *Blind equalization and identification*, 1st ed. Coll. « Signal processing and communication series ». Marcel Dekker: University of California, 404 p.
- Du, Ke-Lin and M.N.S Swamy. 2010. *Wireless Communication Systems From RF subsystem to 4G Enabling Technologies*, 1st ed. Cambridge University Press 2010, 966 p.
- Haykin, Simon. 2002. *Adaptive filter theory*, 4th ed. Prentice Hall, Inc. Upper Saddle River, New Jersey, 912 p.
- Haykin, Simon. 2002. *Communications systems*, 4th ed. John Wiley & Sons, Inc. Digital Communications – Fundamentals and Applications. McGraw-Hill Prof Med/Tech, 490 p.
- Parsons, J.D. 2000. *The mobile radio propagation channel*, 2nd ed. John Wiley & Sons, 413 p.
- Paul, L. Mukasa. 1978. « Reliability of a frame synchronization technique ». Mémoire de maîtrise en génie électrique, Ottawa, University of Ottawa, 89 p.
- Pekka Kyösti, Juha Meinilä, et al. 2007. « Winner II channel models ». En ligne. 82 p. <<http://www.ist-winner.org/WINNER2-Deliverables/D1.1.2v1.1.pdf>>. Consulté le 19 septembre 2012.
- Proakis, John G. 2001. *Digital communications*, 4th ed. McGraw-Hill, 1002 p.

Roland, E. Best. 1999. *Phase Locked Loops Design, Simulation, and applications*, 4th ed. McGraw-Hill, 408 p.

Sayed, Ali. 2008. *Adaptive filter*, 1st ed. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 780p.

