

**ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC**

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE**

**COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GENIE ELECTRIQUE
M. ING.**

**PAR
AMAL IBRAHIMI**

**ÉTUDE, CONCEPTION ET SIMULATION D'UN ÉGALISEUR
DFE POUR UN SYSTÈME MULTINIVEAU**

MONTRÉAL, 5 MARS 2001

© droits réservés de Amal Ibrahimy

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ

PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

- **M. Naïm Batani, directeur de mémoire.**
Département de génie électrique à l'école de technologie supérieure.
- **M. Christian Gargour, codirecteur.**
Département de génie électrique à l'école de technologie supérieure.
- **M. David Bensoussan, professeur.**
Département de génie électrique à l'école de technologie supérieure.
- **M. Chakib Tadj, professeur.**
Département de génie électrique à l'école de technologie supérieure.

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET UN PUBLIC

LE 27 FEVRIER 2001

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

Je dédie ce travail

À mon fiancé, mes parents, ma sœur,

Ces quelques lignes ne sauraient exprimer toute l'affection et

tout l'amour que je vous porte.

Que ce travail soit l'exaucement de vos vœux tous formulés,

de vos prières et le fruit de vos innombrables sacrifices.

À tous ceux que j'aime et qui m'aiment...

REMERCIEMENTS

J'exprime ma plus profonde gratitude à mes professeurs, à mon directeur de recherche monsieur N.Batani et mon codirecteur monsieur C.Gargour, ainsi que monsieur J.Belzile, et monsieur C.Cardinal leur aide et commentaires furent grandement appréciés.

Je remercie messieurs les membres du jury qui ont accepté d'examiner et d'évaluer ce travail.

Je remercie également mes meilleurs amis et toute ma famille qui m'ont toujours encouragée, et plus encore durant les moments les plus difficiles.

Une attention particulière pour mes collègues de l'ÉTS et les connaissances que je me suis faite durant mon séjour, puisque même avec toute les richesses du monde, on ne peut vivre seul.

ÉTUDE, CONCEPTION ET SIMULATION D'UN ÉGALISEUR DFE POUR UN SYSTÈME MULTINIVEAU

Amal Ibrahimi

Sommaire

Ce projet d'application porte sur la réduction de la distorsion des signaux due aux interférences entre symboles dans le cas de la transmission des signaux multiniveaux sur des canaux à évanouissement .

La méthode utilisée dans ce travail pour réduire l'effet de ce type d'interférences est l'égalisation aveugle à retour de décision. Les simulations sont effectuées à l'aide du logiciel *SPWTM*. Le travail peut être subdivisé en deux :

La première partie porte sur la conception et la simulation du système numérique classique avec une égalisation DFE (Decision Feedback Equaliser) aveugle, et sur la recherche des meilleures valeurs des paramètres de base de ce système.

Dans la deuxième partie, une structure modifiée du DFE est proposée et incorporée au système étudié dans la première partie. On montre que la structure proposée donne de meilleures performances que celles obtenues avec la structure classique étudiée à la première partie.

ÉTUDE, CONCEPTION ET RÉALISATION D'UN ÉGALISEUR DFE POUR UN SYSTÈME MULTINIVEAU

Amal Ibrahimi

Abstract

This work deals with the reduction of the distortion produced by inter-symbol interferences (ISI) on multilevel signals transmitted over fading transmission channels.

The approach considered here for the reduction of this type of interferences is based upon blind decision feedback equalization (DFE). The required simulations have been performed using the *SPWTM* software. The work presented here can be subdivided into two parts.

The first part consists mainly in the design and simulation of a classical blind DFE digital equalizer. Attempts have been made to obtain basic parameters values for this system, which give good equalization results.

In the second part, a modified structure of the DFE has been proposed and incorporated to the system. It has been shown that the proposed structure gives better equalization results than the ones obtained with the structure studied in the first part.

TABLE DES MATIÈRES

SOMMAIRE.....	iv
REMERCIEMENT.....	iv
ABSTRACT	vi
TABLE DES MATIÈRES.....	vii
LISTE DES TABLEAUX	x
LISTE DES FIGURES	xi
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 CONCEPTION CLASSIQUE DES SYSTÈMES DE COMMUNICATION.....	6
1.1 Le transmetteur.....	7
M-PSK.....	12
M-ASK	13
M-QAM.....	14
1.2 Canal de transmission.....	22
1.3 Le récepteur	28

CHAPITRE 2 L'ÉGALISATION	34
2.1 Introduction	34
2.2 Égaliseur linéaire.....	36
2.3 Égaliseur non linéaire	38
2.4 Méthodes et algorithmes.....	41
2.5 Forçage à zéro (ZF Zéro Forcing)	44
2.6 Gradient stochastique (LMS)	46
2.7 Algorithme des moindres carrés.....	49
CHAPITRE 3 DFE ET ÉGALISATION AVEUGLE.....	54
3.1 Algorithmes aveugles	55
3.2 L'égaliseur à décision dans la boucle : DFE	59
3.3 Égaliseur à suréchantillonnage ou T/n- espacé	61
3.4 Nombre de ligne à retard tapée ou coefficients	63
3.5 L'algorithme.....	63
3.6 Le pas de l'algorithme.....	64
3.7 Les critères de performance d'un système numérique	64

CHAPITRE 4 STRUCTURES	67
4.1 Structure	67
4.2 L'initialisation des coefficients du DFE	73
4.3 Principe et conception du système final	73
4.4 Description et spécification du système	78
4.5 Présentation des blocs du système.....	79
CHAPITRE 5 SIMULATION ET INTERPRETATION DES RÉSULTATS.....	85
5.1 Les étapes de simulation	85
5.2 Simulation	86
5.3 Simulation du système final	90
5.4 Extrait d'un rapport de simulation pour le système 16-QAM	90
5.5 Interprétation des résultats	98
CONCLUSION	100
RECOMMANDATION	102
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES	103

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1 : Valeurs des coefficients du filtre FFF pour la structure modifiée.	76
Tableau 2 : Paramètres du système M-QAM	78
Tableau 3 : 1^e partie des résultats des simulations du système 16-QAM	93
Tableau 4 : 2^e partie des résultats des simulations du système 16-QAM	94

LISTE DES FIGURES

Figure 1 : Schéma simplifié d'un système de transmission numérique.	6
Figure 2 : Système avec codage.	7
Figure 3 : La constellation QPSK.	13
Figure 4 : La constellation 8-ASK.	14
Figure 5 : Exemples des constellations ^(*) M-QAM	16
Figure 6 : Modèle de l'émission d'un système numérique.	17
Figure 7 : La réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist	19
Figure 8 : La réponse en fréquence du filtre de Nyquist	19
Figure 9 : La réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist	20
Figure 10 : La superposition des échantillons adjacents.	21
Figure 11 : Rôle du filtre de (Nyquist) mise en forme.	22
Figure 12 : Modèle discret du canal	25
Figure 13 : La réponse impulsionnelle du canal de Rummel.	27

Figure 14 : Modélisation du canal dans le système.	28
Figure 15 : Transmission sur un canal à trajets multiples	29
Figure 16 : Détection et décision de l'impulsion.	30
Figure 17 : Exemple de diagramme de l'œil pour un 16-QAM.	31
Figure 18 : les mesures indiquées par le diagramme de l'œil	32
Figure 19 : Exemple de diagramme de l'œil fermé pour un 16-QAM.	32
Figure 20 : les différentes techniques d'égalisation ^(*) .	35
Figure 21 : Exemple d'un égaliseur linéaire.	37
Figure 22 : Principe de Forney.	39
Figure 23 : Exemple d'un égaliseur non linéaire à retour de décision	40
Figure 24 : Une liaison point -à-multipoints.	56
Figure 25 : L'égaliseur à décision dans la boucle classique (DFE)	60
Figure 26 : Structure classique de l'égaliseur prédictif (DFE)	61
Figure 27 : Schéma bloc d'un égaliseur T/n- espacé.	62
Figure 28 : Le signal 16-QAM avant l'égalisation.	65

Figure 29 : Le signal 16-QAM après égalisation.	65
Figure 30 : Le signal 16-QAM après décision.	66
Figure 31 : Schéma bloc du système.	68
Figure 32 : Schéma simplifié du système.	69
Figure 33 : La structure classique de l'égaliseur à retour de décision (DFE)	70
Figure 34 : La structure de l'égaliseur VR-DFE ^(*) .	74
Figure 35 : Diagramme bloc de la structure modifiée de l'égaliseur (DFE)	75
Figure 36 : La structure définitive de l'égaliseur à retour de décision (DFE)	77
Figure 37 : Schéma du système modélisé par SPW.	81
Figure 38 : Schéma du DFE proposé modélisé par SPW.	82
Figure 39 : Schéma du canal de Rummier modélisé par SPW.	83
Figure 40 : Schéma du contrôle de gain automatique modélisé par SPW.	84
Figure 41 : Diagramme de l'œil et constellation du signal avant décision et valeur des coefficients du DFE au début de la simulation.	88
Figure 42 : Diagramme de l'œil et constellation du signal avant décision et valeur des coefficients du DFE après stabilisation de la simulation.	89

Figure 43 : Courbe des valeurs des coefficients du DFE (vs) Notch	95
Figure 44 : Diagramme de l'œil et constellation du signal avant décision pour la nouvelle structure avec un creux du canal de 0.99.	96
Figure 45 : Diagramme de l'œil et constellation du signal 64-QAM	98

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES

AM	Amplitude Modulation : modulation d'amplitude
ASK	Amplitude Shift Keying
BER	Bit Error Rate : la probabilité d'erreur d'un bit
CMA	Constant Modulus Algorithm
DFE	Decision Feedback Equalizer
DSP	Digital Signal Processing
FBF	Feedback Filter
FFF	FeedForward Filter
FM	Frequency Modulation :modulation de fréquence
FSK	Frequency Shift Keying
IES	Interférence entre symboles
η	Efficacité spectrale
LMS	Least Mean Squares

MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimation
PM	Phase Modulation : modulation de phase analogique
PSK	Phase Shift Keying : modulation de phase numérique
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RLS	Recursive Least Square
SNR	Signal to Noise Ratio : rapport signal à bruit
SPW	Signal Processing Workstation
VLSI	Very Large Scale Integration
ZF	Zéro Forcing

INTRODUCTION

Le domaine des télécommunications est actuellement en pleine expansion. La possibilité de pouvoir joindre, en tout temps qui l'on veut et n'importe où sur la planète, devient de plus en plus une nécessité. Ce développement a amené naturellement un essor considérable des communications numériques qui tendent aujourd'hui à supplanter les transmissions analogiques.

Les utilisateurs de systèmes de communication exigent à la fois de bonnes performances, un coût minimal (électronique simple), la simplicité des réglages (automatiques) et l'universalité d'utilisation (adaptation à tous les environnements). Toutes ces qualités requièrent des méthodes de traitement de l'information de plus en plus élaborées.

Il s'agit principalement :

- D'optimiser des systèmes de transmission de données numériques au niveau de l'émission et de la réception,
- D'étudier des méthodes de simplification desdits systèmes,
- D'essayer de corriger les défauts de transmission d'une part, et de développer des dispositifs originaux utilisant les techniques de télécommunication d'autre part en vue de réaliser des systèmes améliorant la qualité de transmission.

Les avantages technologiques et économiques de la technique numérique ont, surtout, fait que les systèmes de communication modernes deviennent en majorité de type numérique. Avec le temps, cette tendance ne fait qu'augmenter principalement grâce aux facteurs suivants:

- L'avancement des techniques de traitement de l'information,
- Le développement des circuits intégrés associés à la technologie micro-électronique VLSI (Very Large Scale Integration)
- Les techniques de plus en plus puissantes de traitement de signaux numériques (DSP : Digital Signal Processing).

Ces techniques de traitement du signal (DSP) permettent d'augmenter la fiabilité et la vitesse des transmissions numériques des systèmes de communication mobiles afin qu'ils fonctionnent dans des milieux hostiles caractérisés par des canaux sélectifs en fréquences, dynamiques et non stationnaires (HF, VHF radio mobiles) ceci, avec une propagation à trajets multiples, à qui s'ajoutent le taux de fading et l'effet Doppler, qui causent la déformation de la bande passante en temps réel. On notera que ces variations du canal peuvent être extrêmement rapides et affectent même des transmissions à des vitesses normales.

La diversité ainsi que les techniques d'égalisation et de codage des canaux deviennent de plus en plus le centre d'intérêt en télécommunication surtout grâce à leur :

- Potentiel de résolution des problèmes de limitation de vitesse,
- Fiabilité en communication numérique,
- Compensation des variations spectrales des réponses des canaux.

Ces techniques se situent parmi les thèmes émergents des recherches actuelles aussi bien en télécommunication qu'en traitement de signal pour les communications numériques. Elles ont suscité beaucoup d'intérêt, surtout pour les applications concernant la téléphonie mobile, par satellite, les réseaux locaux sans fils et l'imagerie.

Ces secteurs posent un problème majeur du fait que les signaux numériques transmis subissent :

- Une sévère distorsion pendant la transmission sur un canal dispersif,
- Des interférences entre symboles massives pouvant se produire à la réception.

Notons que le phénomène d'interférence entre symboles résulte de la propagation de l'onde dans un canal ayant une structure de trajets multiples très dense.

C'est, donc, au niveau des équipements de réception que les traitements permettront d'accroître la fiabilité des transmissions numériques, surtout pour les formes d'onde d'efficacité spectrale supérieure à 2 bits/s/Hz (c'est le cas des signaux M-QAM).

Une emphase particulière est axée principalement sur les techniques permettant de construire des démodulateurs :

- Peu coûteux,
- De grande efficacité surtout pour des applications commerciales modernes,
- Garantissant une qualité de transmission acceptable.

On sait que les systèmes de communication, utilisent des débits de transmission de plus en plus élevés, c'est pourquoi ils souffrent généralement du phénomène de l'interférence entre symboles (IES). Pour réduire l'effet de ce phénomène, une technique d'égalisation adéquate doit être utilisée. L'égalisation vise à compenser la dispersion dans le temps des signaux reçus résultant des caractéristiques imparfaites des canaux de transmission. Elle augmente aussi l'efficacité de la largeur de bande de transmission. Toutefois, il s'avère que les traitements classiques d'égalisation ne permettent toujours pas l'extraction parfaite du signal initial. Il faut donc développer des techniques plus efficaces.

Une des techniques les plus utilisées est l'égalisation à retour de décision. Le but de cette technique est d'annuler l'IES due aux symboles futurs ainsi que celle due aux symboles précédemment déjà détectés en les soustrayant du signal présent à l'entrée du bloc de décision. L'inconvénient majeur de cette méthode consiste en une forte possibilité de dépendance de la décision par rapport aux erreurs passées.

En effet, la réaction des mauvaises décisions n'annule pas l'IES pour l'échantillon en cours d'observation, mais peut au contraire l'aggraver en augmentant la probabilité d'erreur pour les décisions futures. C'est ce que l'on appelle le phénomène de propagation de l'erreur. La définition d'une modification convenable de la structure s'impose. Une amélioration et une adaptation des algorithmes classiques seront l'un des buts qu'on essayera d'atteindre dans ce présent projet.

En plus, la décision directe est très coûteuse au niveau de la réception, puisqu'elle exige une connaissance préalable de la séquence d'apprentissage [18] (ou séquence de traînage). L'utilisation des algorithmes aveugles et adaptatifs s'impose.

De plus le démodulateur doit s'initialiser, détecter et estimer le signal au fur et à mesure, indépendamment de la séquence d'apprentissage qui a comme défaut de réduire l'efficacité spectrale. L'objectif est d'atteindre des performances acceptables.

Les facteurs, qui agissent dans l'architecture des démodulateurs aveugles, seront discutés. Une description de la réalisation pratique du schéma classique d'une application de transmission numérique sera donnée plus loin dans le but de :

- Décrire d'abord l'égalisation avec un DFE classique plus une estimation de canal,
- Présenter par la suite une modification du DFE selon une nouvelle structure. Nous aurons recours à la simulation numérique pour l'étude de nombreuses variantes de la structure du système et pour celle de l'influence de chacun des paramètres.

Documentation et recherche bibliographique

Pour ce projet, nous avons utilisé plusieurs sources de documentation. Les plus importantes sont celles qui donnent un survol complet du sujet telle que la référence [2] qui est une source pour un grand nombre d'articles en télécommunication, en particulier l'égalisation qui est traitée dans les chapitres 10 et 11. Aussi, l'article [4] de Qureshi est une très bonne introduction aux domaines de l'égalisation en général.

Ces deux références couvrent la partie théorique du projet. Les autres références ont été utilisées pour compléter la compréhension du sujet.

L'article qui nous a inspiré la forme générale de la structure proposée dans ce travail est la référence [3], A New Decision Feedback Equalization Method For Digital Microwave Radio, par Tsujimoto, Ichiro.

CHAPITRE 1

CONCEPTION CLASSIQUE DES SYSTÈMES DE COMMUNICATIONS

Un système de transmission numérique a pour rôle d'acheminer l'information entre une source et une destination avec la meilleure fiabilité possible. Il se compose en principe de trois blocs. a) L'émetteur, qui reçoit l'information de la source, la transforme (modulation, codage, filtrage...) et l'envoie sous forme de signal à haute fréquence. b) Le canal, qui déforme en général le signal transmis au récepteur. c) Le récepteur doit détecter le signal transmis via un vrai canal gaussien, et le transformer en information compréhensible.

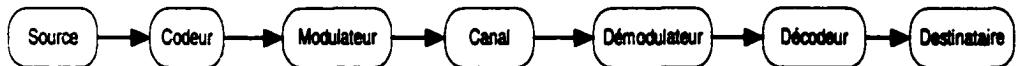


Figure 1 : Schéma simplifié d'un système de transmission numérique.

Un des buts à atteindre est de recevoir une réplique aussi fidèle que possible du message émis.

La Figure 1 montre le schéma synoptique d'un système de transmission numérique. À l'émetteur, les données sont converties en un signal analogique modulé puis transmis au récepteur avec un retard, atténuation, et distorsion. Ces effets, qui seront discutés, sont modélisés dans le schéma fonctionnel par un canal de propagation (canal de Rummel pour ce projet). Lorsque ce dernier varie, le taux d'erreur moyen augmente. Dans ce cas, les performances chutent. Pour y remédier et atteindre un taux d'erreur moyen raisonnable (taux d'erreur critique est de $1/2$), il est nécessaire d'accroître la robustesse du système de transmission. Quant au récepteur, il doit récupérer les données avec de meilleures performances [1].

1.1 Le transmetteur

La transmission consiste à émettre des impulsions. Les données sont sous forme d'ensembles de bits, c'est à dire de symboles. Et à chaque symbole est assigné une phase, une fréquence et une amplitude maximale d'une impulsion.

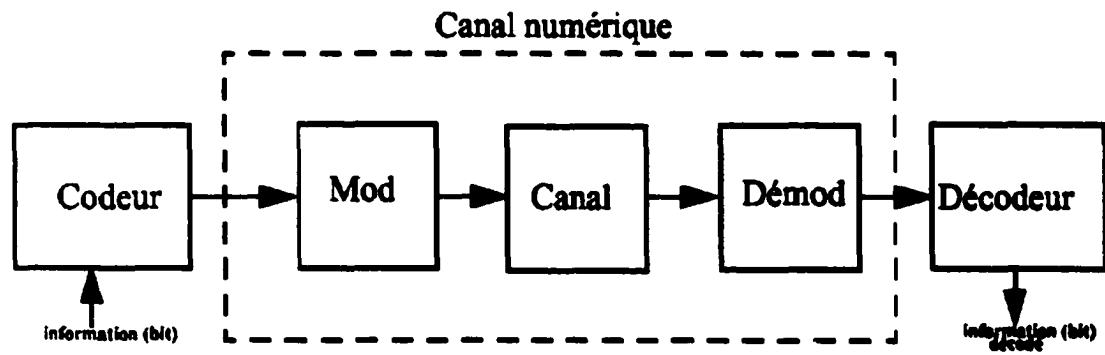


Figure 2 : Système avec codage.

Le codeur englobe en général deux fonctions différentes :

- le codage en ligne pour un support physique,
- le codage correcteur d'erreur pour protéger le signal contre le bruit et les perturbations introduites par le canal.

On peut transmettre les informations par deux méthodes :

1. En bande de base, méthode qui consiste à émettre le signal directement sur le canal.
2. Modulé, méthode permettant d'adapter le signal au canal de transmission.

$$S_i(t) = A_i \sin(2\pi f_i t + \theta_i) \quad f_i = \frac{1}{T_i} \quad (1.1)$$

(T_i = période)

Un signal est caractérisé par trois paramètres (voir l'équation (1.1)) son amplitude A_i, sa fréquence f_i et sa phase θ_i. La modulation a pour rôle l'adaptation du spectre du signal au canal. On module la phase, la fréquence et / ou l'amplitude d'une onde porteuse centrée sur la bande de fréquence du canal. Donc la modulation est l'opération consistant à placer un signal sur une onde porteuse. On fait varier un des paramètres physiques de la porteuse (amplitude, fréquence...) en fonction de la tension du signal qu'elle "transporte". Pour moduler une onde on fait varier ces trois paramètres d'une façon séparée ce qui donne :

La modulation AM "Amplitude Modulation" : modulation d'amplitude.

La modulation FM "Frequency Modulation" :modulation de fréquence.

La modulation PM "Phase Modulation" : modulation de phase.

Ou d'une façon combinée .

En supposant que l'on transmette un signal en bande de base ayant un spectre symétrique autour de la fréquence centrale $f = 0$, il sera le signal modulant d'une haute fréquence qui est une simple multiplication par un cosinus ou sinus.

Ainsi le signal devient un signal RF (radio-fréquence) passe bande. Pour ce projet, le système considéré est en bande de base (transmission avec une fréquence nulle).

La modulation numérique est l'opération qui consiste à transformer les symboles numériques en un signal compatible avec le canal de transmission. Elle a commencé juste avec la transmission deux signaux binaires par exemple "0" et "1", et par la suite on a utilisé la modulation numérique à plusieurs signaux appelée aussi multiniveaux ou M-aire.

On peut donc transmettre plus de bits par seconde par unité de fréquence, c'est ce qu'on appelle l'efficacité spectrale η qui est définie par :

$$\eta = \frac{R_b}{W} \quad (1.2)$$

Avec R_b =le taux de bits d'information (en bits/s).

W =la largeur de bande (en Hz).

Parmis les modulations M-aire les plus utilisées, on peut citer :

- M-ASK (Amplitude Shift Keying) modulation à saut d'amplitude, c'est l'équivalent de la modulation AM analogique,
- M-PSK (Phase Shift Keying) modulation à saut de phase, c'est l'équivalent de la modulation PM analogique,
- M-FSK (Frequency Shift Keying) modulation à saut de fréquence, l'équivalent de la modulation FM analogique,
- M-QAM (combinaison de ASK et PSK).

On peu représenter les M-aire dans l'équation (1.1) en donnant A_i , f_i et θ_i des valeurs discrètes exemple :

$$A_i = (\pm a, \pm 3a, \pm 5a, \dots),$$

$$f_i = (\text{un multiple de } 1/T),$$

$$\theta_i = (m-1)2\pi/M, \text{ avec } m=1, \dots, M$$

Les signaux S_i ($i=1, \dots, M$) transmis sur le canal peuvent être représenté mathématiquement, en utilisant une représentation géométrique. On procède dans un espace orthogonal de dimension N (en général $N=2$), avec une base orthonormée composée des signaux $\{\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_N\}$ ainsi :

$$S_i = \sum_{j=1}^N S_{ij} \varphi_j \quad (1.3)$$

Avec :

$$\int_0^T \varphi_i(t) \varphi_j(t) dt = \begin{cases} 1 & , si \quad i = j \\ 0 & si \quad i \neq j \end{cases} \quad (1.4)$$

Par la suite on peut démontrer que l'énergie du signal est :

$$E_{S_i} = \sum_{j=1}^N |S_{ij}|^2 \quad (1.5)$$

On peut décomposer les signaux S_i ($i=1 : M$) de l'équation (1.1)

$$\begin{aligned} S_i(t) &= a_i \sqrt{\frac{2E_S}{T_S}} \cos(2\pi f_c t - \theta_i) \\ &= a_i \sqrt{\frac{2E_S}{T_S}} [\cos(2\pi f_c t) \cos(\theta_i) + \sin(\theta_i) \sin(2\pi f_c t)] \end{aligned} \quad (1.6)$$

On déduit :

$$A_i = a_i \sqrt{\frac{2E_S}{T_S}}$$

On pose :

$$\begin{aligned}\varphi_1(t) &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_S}} \cos(2\pi f_c t) \\ \varphi_2(t) &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_S}} \sin(2\pi f_c t)\end{aligned}\tag{1.7}$$

On déduit que $N=2$.

La constellation est une représentation géométrique des signaux transmis dans la base prédéfinis.

M-PSK

Pour $M=4$, $i=1,2,3$ et 4 . Et $\theta_i=(0,\pi/2,\pi,3\pi/2)$.

$N=2$ et on prend la base : $\{\varphi_1, \varphi_2\}$ de l'équation (1.7).

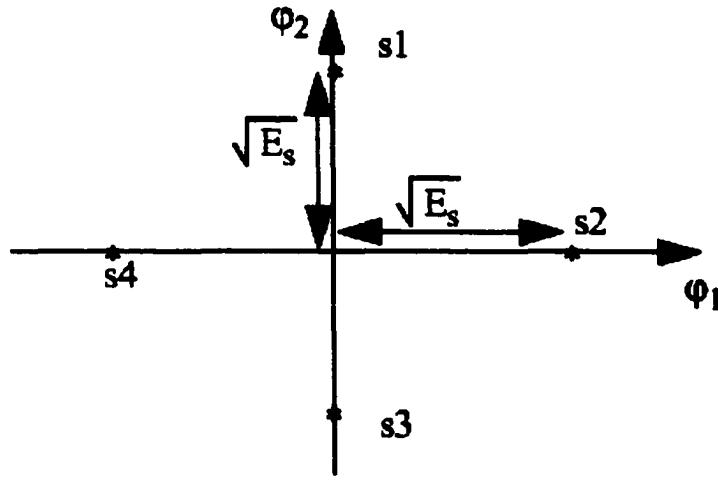


Figure 3 : La constellation QPSK.

M-ASK

i=1,2,3...M on a :

$$S_i(t) = A_i \cos(2\pi f_c t)$$

$$\varphi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_S}} \cos(2\pi f_c t)$$

donc :

$$S_i(t) = A_i \sqrt{\frac{T_S}{2}} \varphi_1 \quad (1.8)$$

Dans ce cas, on aura N=1 et la base sera réduite à : $\{\varphi_1\}$.

$$E_{S_i} = \frac{T_s}{2} A_i^2$$

Prenant le cas : $M=8$, c'est à dire 8 niveaux : $A_i = (\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7)$.

On aura donc la constellation suivante :

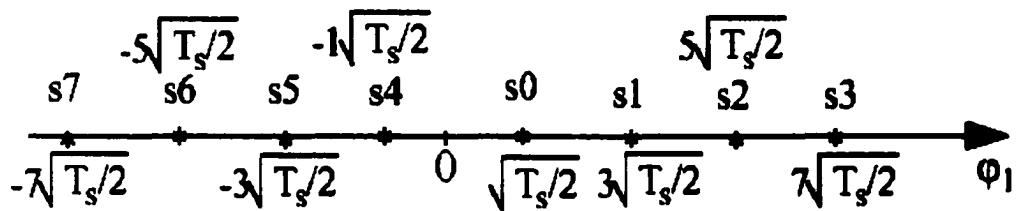


Figure 4 : La constellation 8-ASK.

M-QAM

$i=1,2,3\dots M$ on a :

$$\begin{aligned} A_i &= a_i \cos(\theta_i) \\ B_i(t) &= a_i \sin(\theta_i) \end{aligned} \tag{1.9}$$

Donc on peut déduire :

$$S_i(t) = A_i \varphi_1 + B_i \varphi_2 \tag{1.10}$$

L'énergie du signal S_i est donc :

$$E_{S_i} = A_i^2 + B_i^2 \quad (1.11)$$

Pour $M=16$ on aura la constellation de la Figure 5.

$A_i = (\pm a, \pm 3a)$, et $B_i = (\pm a, \pm 3a)$.

Donc on peut dire que la modulation M-QAM (quadrature amplitude modulation) est une modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature. C'est la somme d'un sinus et d'un cosinus modulés séparément en amplitude par deux composantes I (en phase, équivalent de A_i) et Q(en quadrature, équivalent de B_i) cette modulation permet de doubler le débit binaire et augmenter l'efficacité spectrale η ainsi en utilisant les filtres à cosinus surélevé (que l'on verra plus tard en détail) l'équation (1.2) devient :

$$\eta = \frac{R_b}{W} = \frac{2 \log_2(M)}{(1+\alpha)N} \quad (1.12)$$

Où α est le facteur de mise en forme.

La plupart des systèmes de transmission modernes utilisent les signaux QAM. Toutes les impulsions transmises ont les mêmes formes et largeurs de bande, elles diffèrent par leurs amplitudes maximales et leurs angles de phase qui dépendent du modulateur. À un ensemble de bits d'entrée on attribue une des combinaisons d'amplitude et de phase d'impulsion.

L'impulsion transmise peut correspondre à n'importe laquelle des $M=2^n$ ^(*) combinaisons d'amplitude et de phase.

^(*) n : nombre de bits. Ex : $n = 6$.

M : nombre de signaux possible permettant au système de transmission de porter n bits $M = 2^n$.

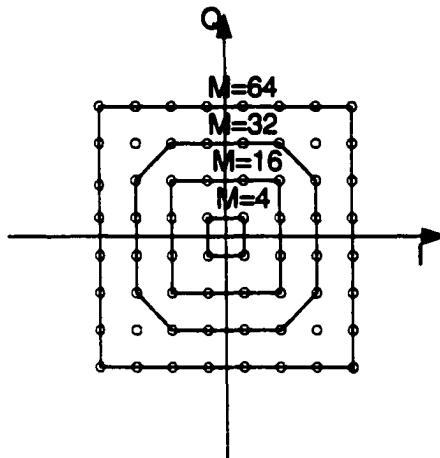


Figure 5 :Exemples des constellations^() M-QAM**

Le récepteur, doit donc distinguer lequel des signaux a été envoyé, et c'est aussi à la réception que doit se faire l'opération inverse de la modulation. La démodulation est l'opération qui consiste à redresser le signal d'entrée puis à le filtrer pour retrouver le message véhiculé par l'onde porteuse.

D'une façon générale, un système de transmission M-QAM a une meilleure efficacité de puissance qu'un signal PSK pour le même taux de symbole [2] . La modulation M-QAM est utilisée pour les liaisons numériques, micro-ondes à grande capacité, les modems à haute vitesse, ainsi que pour d'autres services avancés.

M : nombre de signaux possible permettant au système de transmission de porter n bits $M = 2^n$.

(**) Constellation : représentation géométrique des signaux transmis.

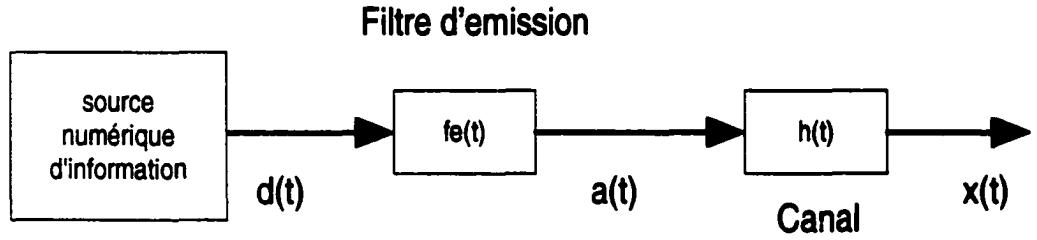


Figure 6 : Modèle de l'émission d'un système numérique.

La mise en forme du symbole discret $d(t)$ (voir Figure 6) doit être faite via le filtre d'émission qui est un filtre de Nyquist (raised cosine), dont le module de la réponse en fréquence $F_c(f)$ a la forme d'un filtre à cosinus surélevé[8].

$$a(t) = \sum_n f_{e_i} d(t - nT) \quad (1.13)$$

La prise des échantillons se fait à chaque instant t qui est un multiple de la période d'un symbole $t=nT$. Donc a_n et la valeur de $a(t)$ à l'instant $t=nT$.

$$a_n = \sum_k f_{e_k} d_{n-k} \quad (1.14)$$

Donc pour $t=0$ l'équation s'écrit :

$$a_0 = f_{e0} d_0 + \sum_{k \neq 0} f_{e_k} d_{n-k} \quad (1.15)$$

Dans cette équation le premier terme est le signal désiré le deuxième est l'interférence entre symbole à éliminer.

On appelle ce type de filtre éliminant les interférences des échantillons adjacents le filtre de Nyquist. Il doit satisfaire le critère de Nyquist, et de plus il utilise la largeur de bande suivante [8] :

$$W = (1 + \alpha) \frac{R_s}{2} \quad (1.16)$$

Où

$$R_s = \frac{1}{T} \quad \text{est le taux de symbole/sec}$$

α est le facteur de mise en forme, ou coefficient d'arrondi [9] (roll-off) $0 < \alpha < 1$.

$$Fe(f) = \begin{cases} 1; & 0 \leq |f| \leq \frac{(1-\alpha)}{2T} \\ \frac{1}{2} \left[1 + \sin \left(\frac{\pi T}{\alpha} \left(\frac{1}{2T} - |f| \right) \right) \right]; & \frac{(1-\alpha)}{2T} \leq |f| \leq \frac{(1+\alpha)}{2T} \\ 0; & |f| \geq \frac{(1+\alpha)}{2T} \end{cases} \quad (1.17)$$

L'équation (1.17) illustre la réponse en fréquence [8] d'un filtre de Nyquist ainsi pour $\alpha=0$ on retrouve la réponse d'un filtre passe bas idéal (Figure 8).

L'équation (1.18) représente la réponse impulsionnelle [8] d'un filtre de Nyquist.

$$f_e(t) = \frac{1}{T} \frac{\cos(\frac{\pi\alpha t}{T})}{1 - 4\alpha^2} \frac{\sin(\frac{\pi}{T})}{t^2} \frac{\pi}{T} \quad (1.18)$$

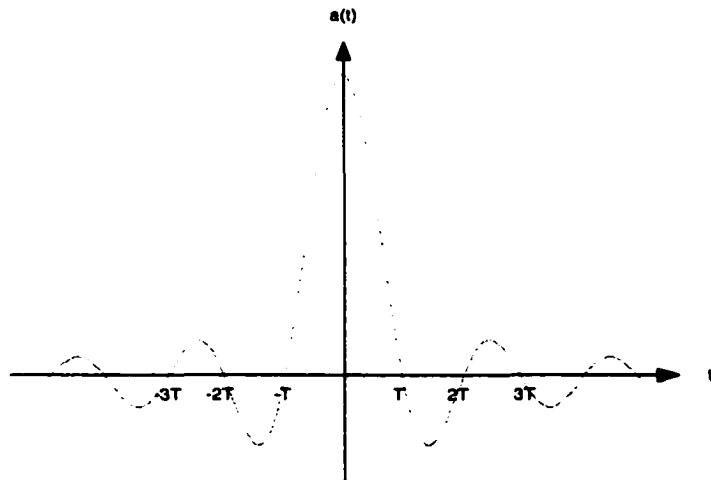


Figure 7 : La réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist

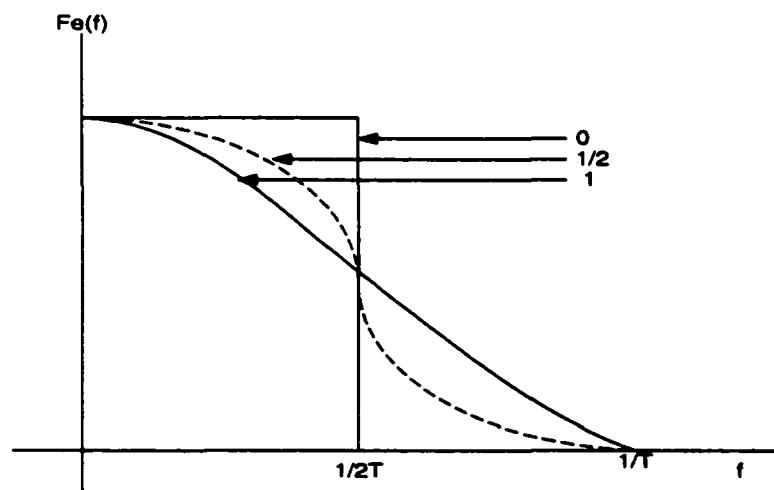


Figure 8 : La réponse en fréquence du filtre de Nyquist pour différentes valeurs de α

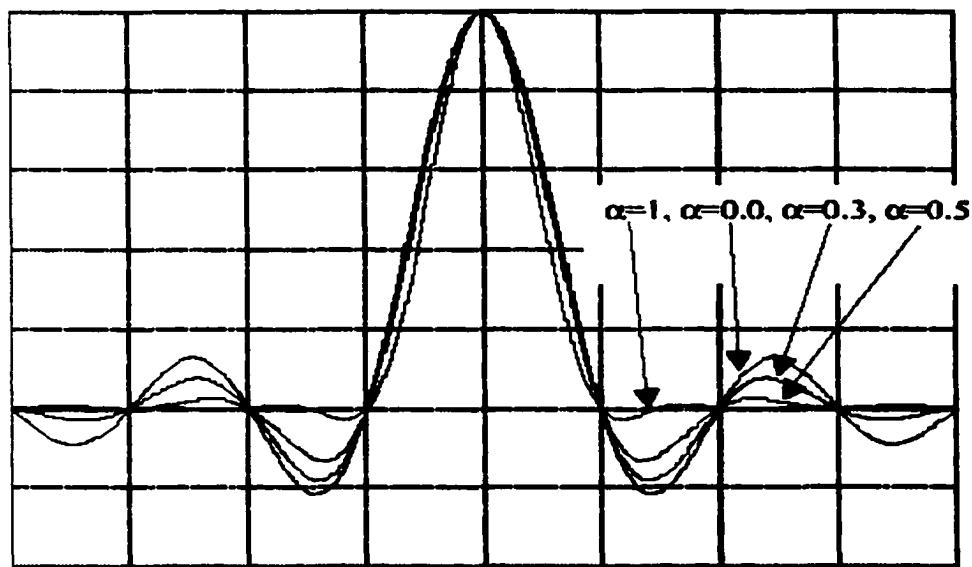


Figure 9 : La réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist pour différentes valeurs de α

Le filtre de Nyquist a pour rôle, la mise en forme du signal à transmettre, de réduire l'interférence entre les échantillons adjacents. Le maximum d'énergie se localisant à l'instant 0 comme l'indique la Figure 7 il réduit en partie l'interférence entre échantillons (voir Figure 10). En effet, toutes les réponses impulsionales s'annulent pour les instants kT sauf pour $k=0$ [9], il faut donc bien choisir l'instant d'échantillonnage.

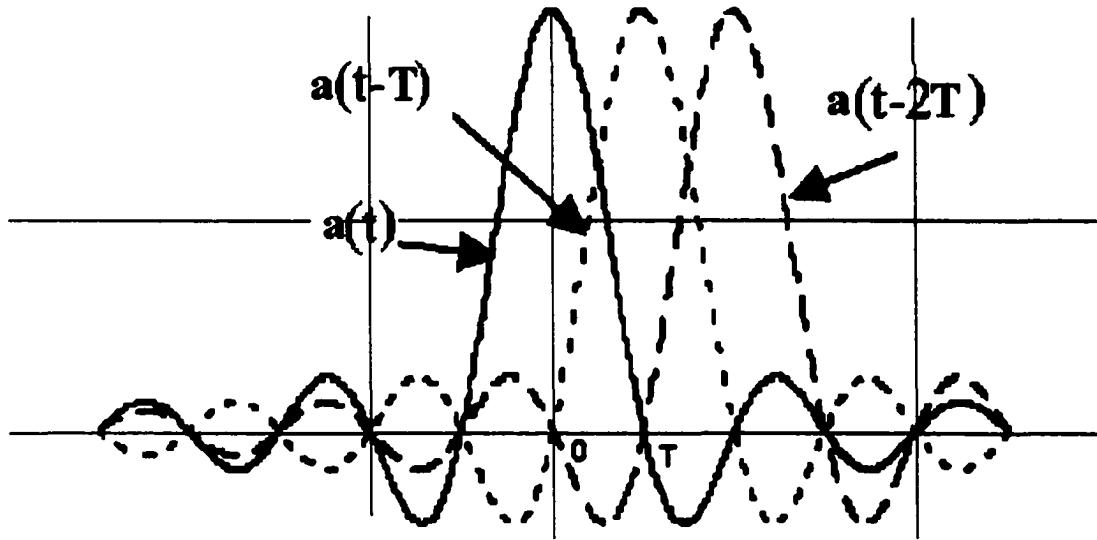


Figure 10 : La superposition des échantillons adjacents.

Les réponses fréquentielles des filtres d'émission et de réception correspondent en effet à la racine carrée de la réponse fréquentielle d'un filtre de Nyquist en cosinus surélevé. Elles satisfont donc l'équation suivante :

$$F_e F_r = 1 \quad (1.19)$$

On utilise un filtre de type "square root raised cosine", dont le module de la réponse en fréquence $F_e(f)$ a la forme de la racine carré de l'équation (1.17).



Figure 11 : Rôle du filtre de mise en forme (Nyquist).

1.2 Canal de transmission

Le canal de transmission est le support physique qui véhicule l'information de l'émetteur au récepteur. Il est caractérisé par sa bande passante, la puissance maximale admissible et le bruit qu'il génère. On distingue quatre types [9] de canaux de transmission:

- Le câble bifilaire (bande passante faible).
- Le câble coaxial (bande passante plus large, débit inférieur à quelques centaines de Mbits/s).
- La fibre optique (bande passante très large, débit inférieur à quelques Gbits/s).

- L'espace libre.

Une autre caractéristique du canal est sa capacité théorique $D(\text{bit/s})$ qui est exprimée par la relation Shannon-Hartley [9] :

$$D = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.20)$$

Où : W est la bande passante du canal.

Et S/N : est le rapport signal à bruit

Le canal de transmission est, en général, modélisé par un filtre linéaire qui représente des trajets multiples. Dans le présent projet, le modèle utilisé est celui du canal de Rummel à partir duquel les systèmes de communications peuvent être évalués d'une manière objective. Il est suivi d'une addition de bruit $w(t)$.

En principe le bruit est d'origine thermique, il peut être modélisé par l'un des processus aléatoire suivants de variance σ^2 :

- * Bruit blanc (densité spectrale de puissance constante et indépendante de la gamme de fréquence),
- * Bruit Gaussien (théorème de la centrale limite),
- * Bruit centré (sa moyenne est nulle),
- * Bruit additif (signal mesuré = signal utile + bruit)

Sa densité de probabilité est de la forme :

$$p = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\omega}{\sigma}\right)^2\right] \quad (1.21)$$

Le signal x en sortie du canal est défini par la relation : (1.23) et la densité de probabilité de la variable x est donné par :

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x-a}{\sigma}\right)^2\right] \quad (1.22)$$

En général :

$$x(t) = h(t) * a(t) + w(t). \quad (1.23)$$

Soit,

$$x(t) = \int h(\theta) a(t - \theta) d(\theta) + w(t). \quad (1.24)$$

Si on prend t_0 un instant de référence pour échantillonner $x(t)$ au taux $1/T$ on aura donc un échantillon à chaque t_0+kT qu'on représentera par le symbole x_k .

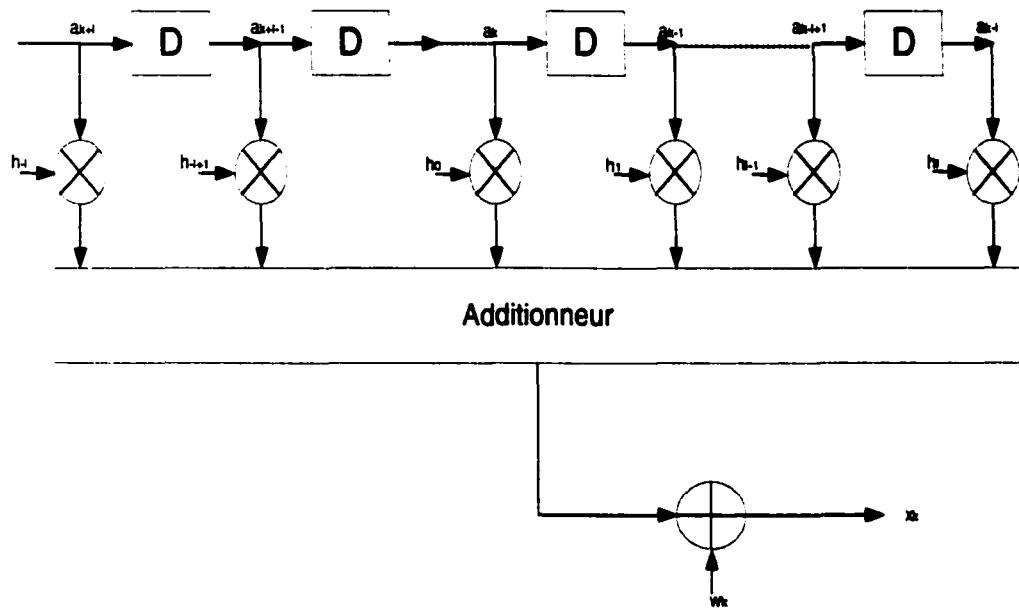


Figure 12 : Modèle discret du canal

Les échantillons à la sortie du canal (voir la Figure 12) auront pour expression :

$$x_k = \sum_j h_j a_{k-j} + w_k. \quad (1.25)$$

Avec : $-l < j < l$ les a_k sont les données transmises et les w_k sont les échantillons du bruit. Donc l'équation (1.25) représente le k^e échantillon en sortie à l'instant kT (voir Figure 12).

Notons que: $2l+1$ est la longueur du canal que l'on suppose finie.

Soit :

$$X_k^T = (x_{k-l}, \dots, x_k, \dots, x_{k+l}) \quad (1.26)$$

Et;

$$W_k^T = (w_{k-l}, \dots, w_k, \dots, w_{k+l}) \quad (1.27)$$

Et en plus;

$$H^T = (h_{-l}, \dots, h_0, \dots, h_l) \quad (1.28)$$

Avec :

$$A_k^T = (a_{k-l}, \dots, a_k, \dots, a_{k+l}) \quad (1.29)$$

Alors le vecteur X_k^T s'écrit alors :

$$X_k^T = A_k H^T + W_k \quad (1.30)$$

Dans le domaine de fréquence, le signal $x(t)$ à la sortie du filtre de réception à la forme générale suivante :

$$X(f) = H(f)A(f) + W(f) \quad (1.31)$$

$H(f)$ est la fonction de transfert équivalente en bande de base du milieu de transmission.

$W(f)$ est le bruit ramené en bande de base et filtré par le filtre de réception.

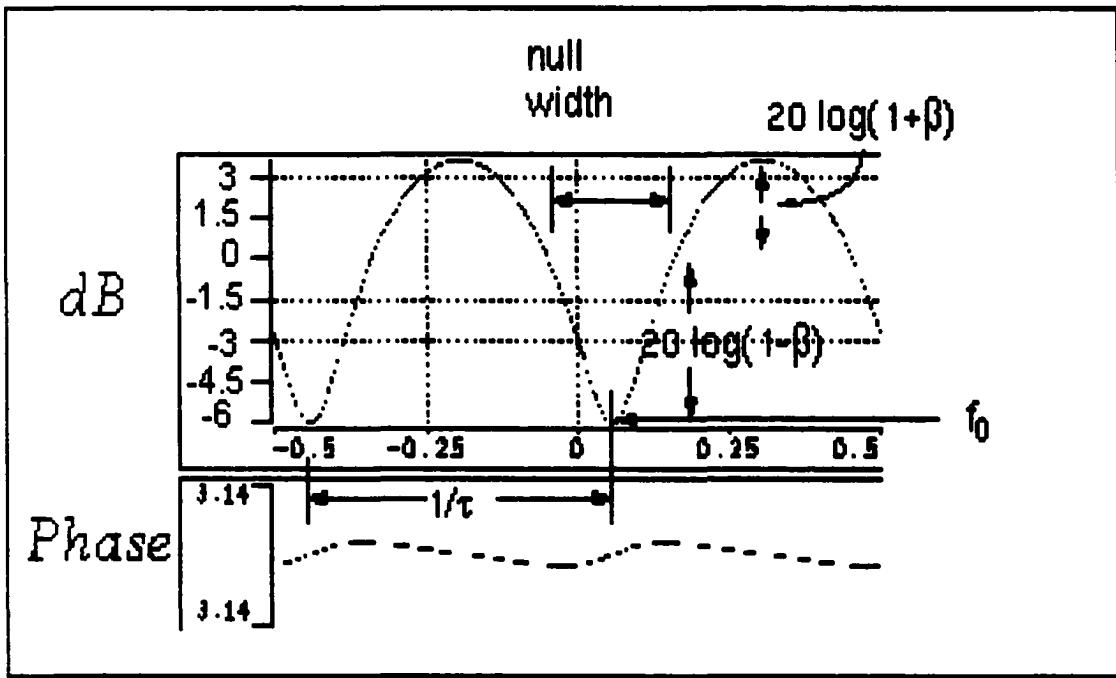


Figure 13 : La réponse en fréquence du canal de Rummler.

Le canal de Rummler est modélisé par la somme de deux chemins, l'un direct et l'autre avec un retard σ :

$$x(t) = a(t) - \beta e^{jk} a(t - \tau) + w(t) \quad (1.32)$$

$a(t)$: signal à l'entrée du canal,

$x(t)$: signal à la sortie du canal,

β : amplitude du gain du chemin de réflexion (l'écho),

τ : le délai ou retard du chemin en seconde,

$k = \tau f_0 2\pi$: la phase de l'écho,

f_0 : fréquence centrale en hertz.

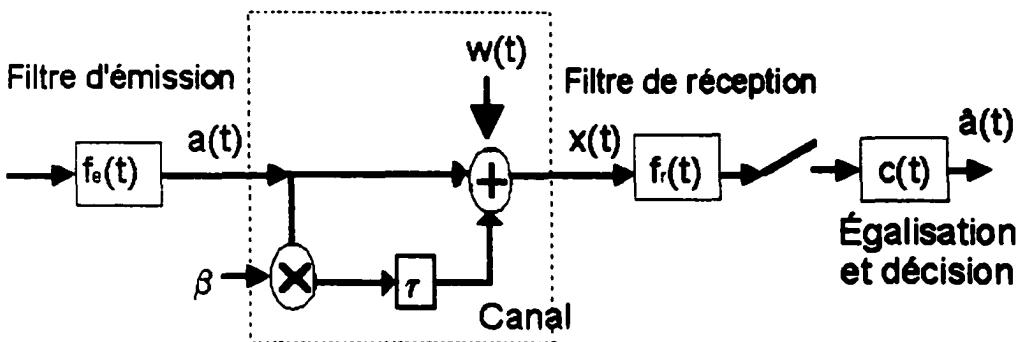


Figure 14 : Modélisation du canal dans le système.

L'équation (1.32) permet de mettre en évidence l'interférence entre symboles. Étant donné que dans ce cas, le symbole est complexe, avec une partie réelle et une partie imaginaire, la décision sur le symbole devient alors double. Dans cette expression (1.32), le premier terme correspond au signal utile, le second est l'interférence entre symboles, le bruit additif inclus.

1.3 Le récepteur

Le récepteur réalise en principe l'opération inverse de l'émetteur, qui doit engendrer une reproduction aussi fidèle que possible du message appliqué à l'entrée du système.

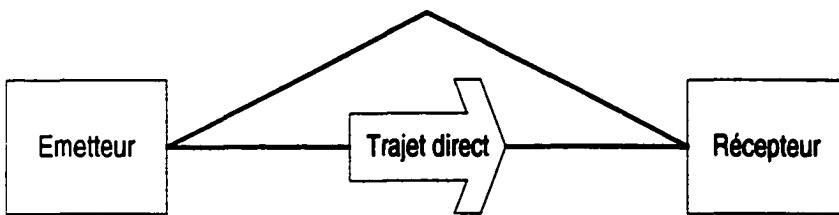


Figure 15 : Transmission sur un canal à trajets multiples

Le signal utile est transmis dans le canal de transmission (voir Figure 15), et parvient au récepteur par plusieurs chemins de longueurs et de propriétés différentes. Le signal reçu est, alors, la contribution de répliques du signal émis affectées d'un retard, d'une amplitude et d'un déphasage différent. Donc en général, pour les systèmes de transmission, le signal reçu est habituellement une superposition (atténuee ou distordue) du signal transmis, de l'écho et du bruit additif. Dans le cas d'une modulation numérique, on a des interférences entre symboles (IES) importante, si la dispersion des temps de propagation est de l'ordre de grandeur de la durée des symboles.

La valeur maximale des délais est l'un des paramètres les plus importants pour la conception du récepteur. En particulier, la présence d'échos longs augmente fortement la complexité du récepteur.

Le récepteur comprend :

- 1- Un filtre de réception,
- 2- Un contrôle automatique du gain (AGC) pour l'ajustement de l'amplitude du signal d'entrée,

3- Un bloc qui est en même temps un égaliseur du canal et un bloc de décision pour identifier l'amplitude et la phase de l'impulsion transmise, et pour estimer la correction requise des erreurs.

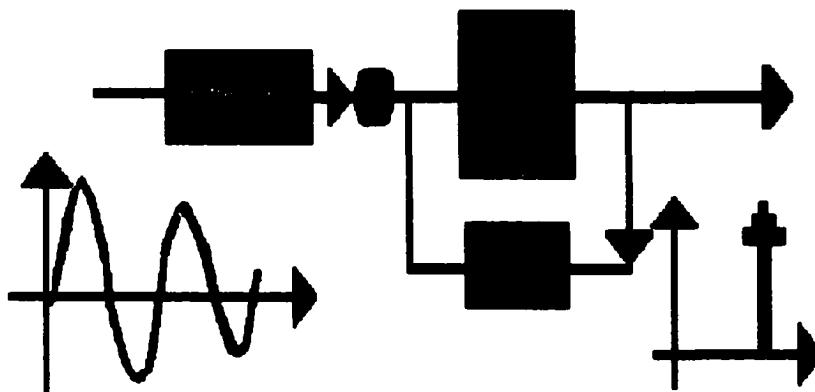


Figure 16 : Détection et décision de l'impulsion.

Les impulsions reçues sont dispersées pendant deux intervalles de symboles ou plus (voir Figure 16). C'est grâce à l'égalisation, qu'on peut compenser la déformation d'un canal qui ne peut jamais avoir une réponse idéale. La réponse impulsionnelle du canal n'étant toujours pas connue, on est amené à utiliser un égaliseur dans la plupart des démodulateurs afin de remédier à cette situation.

Le récepteur est conçu pour déterminer l'amplitude, la phase, et la fréquence de chaque impulsion entrante. Pour déterminer lequel des 2^N signaux possibles a été envoyé, et les N bits correspondants, la crête de l'impulsion est localisée échantillonnée, mesurée et comparée aux valeurs de référence. Ce principe est utilisé dans des récepteurs optimaux. La décision est pour le signal voisin le plus proche (du point de vue distance euclidienne) pour déterminer l'impulsion reçue la plus susceptible d'avoir été transmise.

Une erreur est produite lorsque le bruit et l'interférence entre symboles, font passer le signal de la zone de décision du symbole émis vers une autre zone de décision.

Il est difficile de recevoir le même signal transmis. On a défini dans ce but des critères de mesure des performances d'un système de transmission. Parmi ces critères on peut citer la probabilité d'erreur ou le rapport signal à bruit, ainsi que la représentation temporelle du signal récupéré (diagramme de l'œil et son niveau d'ouverture, clarté de la constellation).

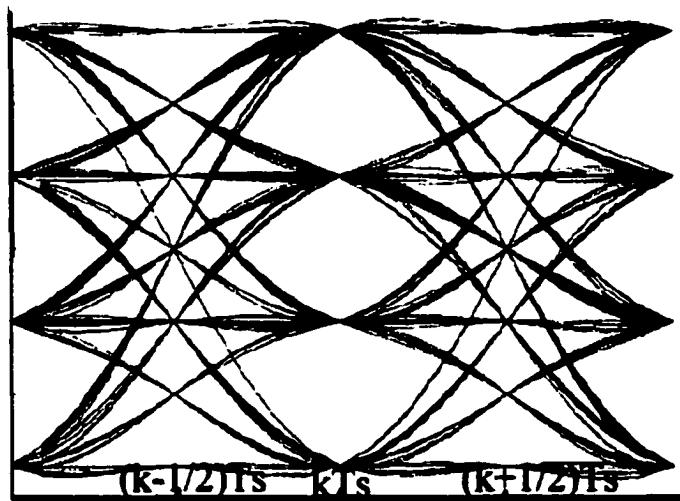


Figure 17 : Exemple de diagramme de l'œil pour un 16-QAM.

Le diagramme de l'œil est une superposition des différentes formes des symboles reçus sur un oscilloscope synchronisé sur l'horloge d'émission des bits ou à l'instant d'échantillonnage. Il peut nous indiquer plusieurs mesures de distorsion comme on peut le voir sur la figure suivante :

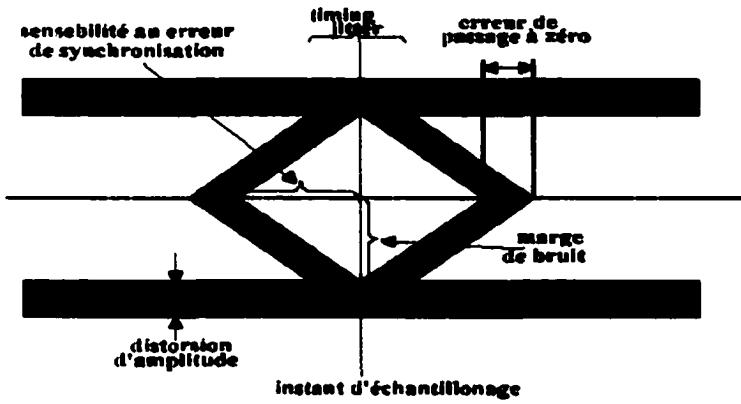


Figure 18 : les mesures indiquées par le diagramme de l'œil

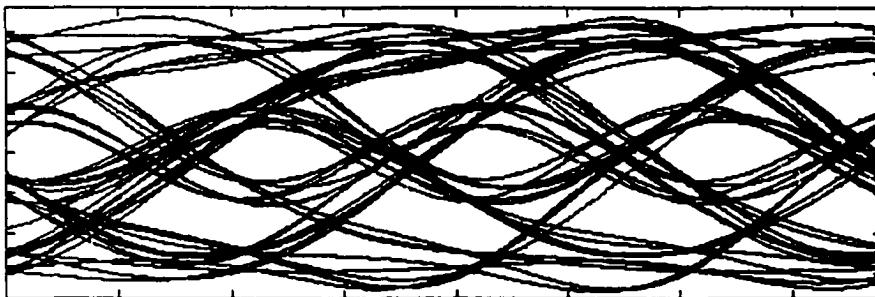


Figure 19 : Exemple de diagramme de l'œil fermé pour un 16-QAM.

Donc pour rendre la chaîne de transmission optimale, il faut respecter deux conditions [9]:

- La chaîne doit se comporter comme un filtre de Nyquist afin de limiter l'interférence entre symboles.
- Le filtre de réception doit être adapté au signal reçu pour maximiser le SNR.

En effet la qualité de la transmission dépend du BER (Bit Error Rate : la probabilité d'erreur d'un bit) qui lui-même est fonction du SNR (le rapport signal à bruit). Tout d'abord, on doit estimer, mesurer et améliorer le rapport signal sur bruit en fonction de la fréquence en réception. Chose difficile, car on peut juste observer le signal bruité. Ni le signal transmis ni le bruit ne sont connus.

CHAPITRE 2

L'ÉGALISATION

2.1 Introduction

En pratique, les interférences subies par un signal à bande étroite sont si communes que des mesures ont été développées pour la mise en place de l'égalisation adaptative. Ce type d'égalisation est une technique clé qui a ouvert la voie à des niveaux très élevés de débits dans le domaine de la radiocommunication numérique.

L'avancement de l'électronique et l'élaboration de nouvelles méthodes, de même que la nature programmable des DSP ont permis la mise en œuvre en temps réel d'algorithmes complexes d'égalisation afin d'améliorer l'efficacité spectrale et à se rapprocher de la capacité théorique du canal.

Donc, l'égaliseur est devenu la composante la plus importante et la plus compliquée du démodulateur, pouvant minimiser l'effet de l'interférence entre symboles. En effet, c'est la seule technique qui permet de remédier à cette situation très fréquente.

L'interférence entre symboles est connue comme étant l'obstacle majeur pour une transmission radio mobile à haut débit. Elle est causée par les trajets multiples d'un canal dispersif linéaire avec une période finie.

L'égaliseur a donc une influence sur la vitesse de transmission et nécessite un temps assez considérable de calcul dans le but d'améliorer le BER (Bit Error Rate : La Probabilité d'Erreur d'un Bit) et le SNR (Signal Noise Ratio : Le Rapport Signal à Bruit).

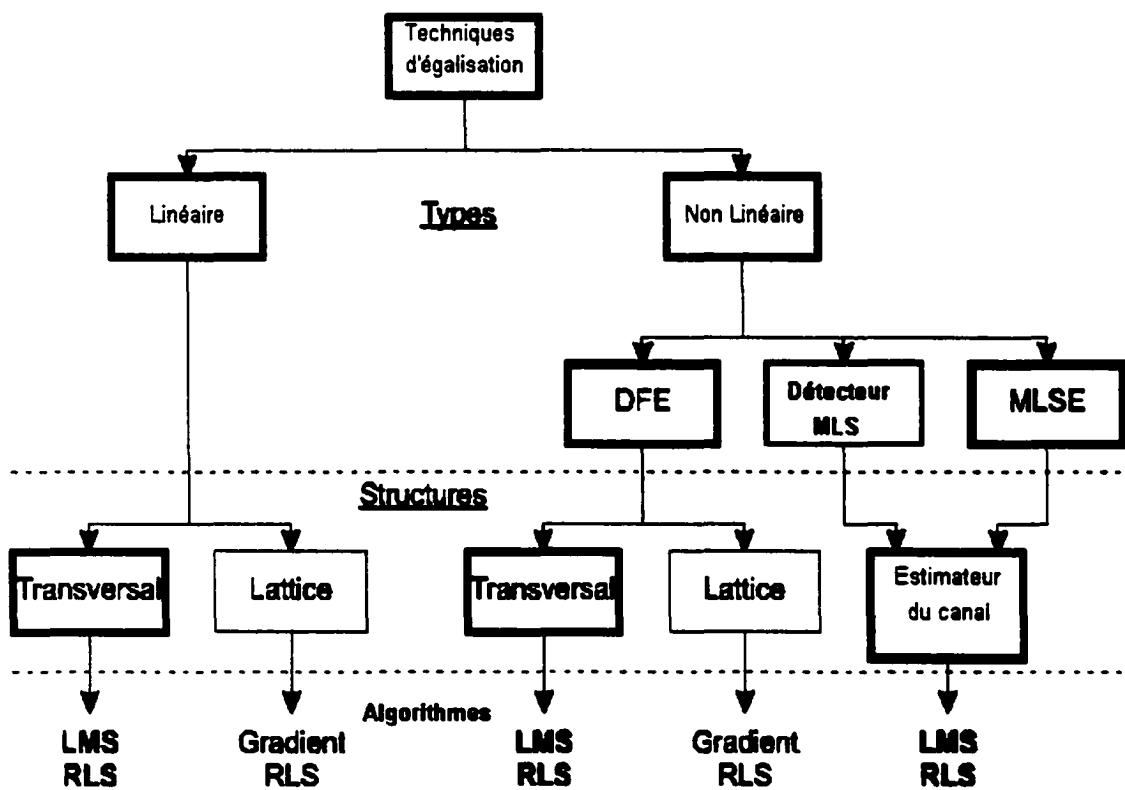


Figure 20 : les différentes techniques d'égalisation^(*).

^(*)ce schéma est une reproduction du schéma dans [20].

Les techniques conventionnelles peuvent être subdivisées en deux catégories (voir Figure 20 [2]) :

- Linéaire,
- Non linéaire et à retour de décision.

2.2 Égaliseur linéaire

Un égaliseur linéaire peut être un filtre transversal à réponse impulsionnelle finie connu aussi sous le nom de FIR (voir Figure 21), avec un délai $D=T$ (où T est la période d'un symbole), et à coefficients ajustables. Ce filtre est suivi d'un circuit de décision.

Dans ce type d'égaliseur, la sortie (voir Figure 21) est la somme linéaire de la valeur courante et des valeurs passées du signal reçu qui sont respectivement multipliées par les coefficients de l'égaliseur. Cette sortie est échantillonnée à la vitesse de transmission du symbole puis appliquée au bloc décision.

L'égaliseur linéaire compense les distorsions subies par le signal en inversant la fonction de transfert du canal. Il en résulte un renforcement du bruit dans les plages de fréquence où les composantes spectrales du signal sont fortement atténueres, donc, une détérioration du rapport signal/bruit SNR. Par conséquent, ce type d'égaliseur n'est pas efficace sur les canaux à trajets multiples caractérisés par des creux profonds et une forte sélectivité en fréquence.

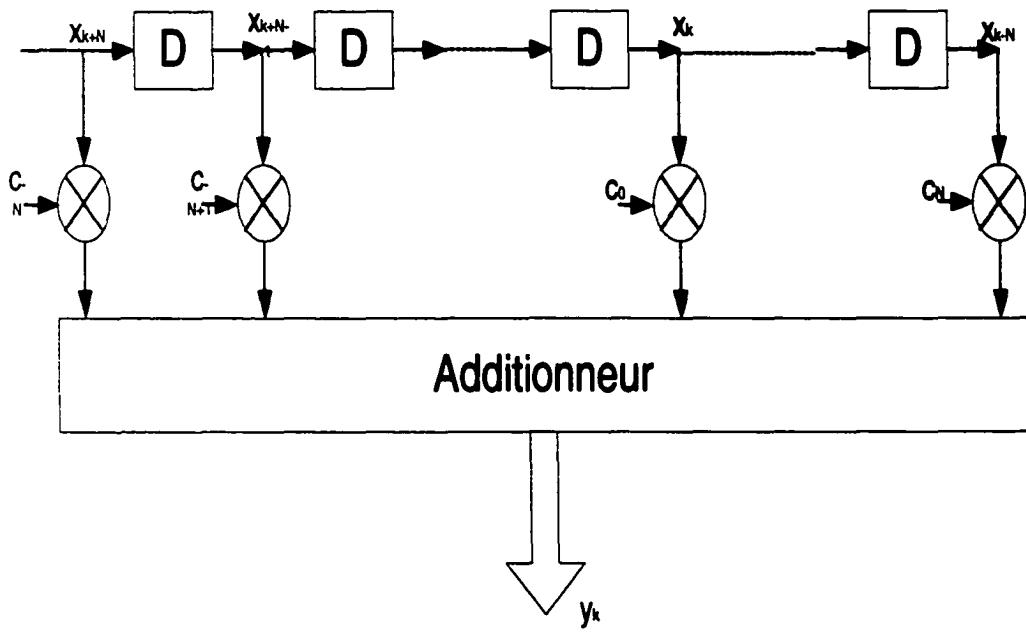


Figure 21 : Exemple d'un égaliseur linéaire.

La Figure montre le schéma d'un égaliseur linéaire avec $2N+1$ coefficients. La sortie [10] de l'égaliseur à l'instant kT est :

$$y_k = \sum_n C_n x_{k-n} \quad (2.1)$$

En utilisant la notation vectorielle, on pose :

$$C = (C_{-N}, \dots, C_0, \dots, C_N)^T \quad (2.2)$$

$$X_k = (x_{k+N}, \dots, x_k, \dots, x_{k-N})^T \quad (2.3)$$

$$V = E(X_k^* a_k) \quad (2.4)$$

$$C = G^{-1}V \quad (2.5)$$

Soit G la matrice d'auto corrélation du signal d'entrée :

$$G = E(X_k^* X_k^T) \quad (2.6)$$

2.3 Égaliseur non linéaire

Un égaliseur à retour de décision ou non linéaire est constitué d'un filtre transversal direct (Filtre avant à N coefficients) et d'un filtre transversal récursif (Filtre arrière à N' coefficients) dont les entrées sont les symboles décidés antérieurement.

L'égaliseur tient compte de la nature spécifique du canal et de ses imperfections. Il est surtout utilisé pour les canaux à forte distorsion et pour lesquels le spectre a un grand creux. On distingue deux familles de techniques :

- Les détecteurs à maximum de vraisemblance (L'estimation avec maximisation de la vraisemblance à posteriori, MLSE : Maximum Likelihood Sequence Estimation) ont été proposé pour la première fois par Forney[18,19]. Ce type d'égaliseur est appelé parfois égaliseur de Viterbi ou égaliseur en treillis (voir Figure 22).

- Les égaliseurs construits à partir de filtres transversaux qui sont plus connus sous le nom DFE (Égaliseur à décisions dans la boucle :Decision Feedback Equalizer).

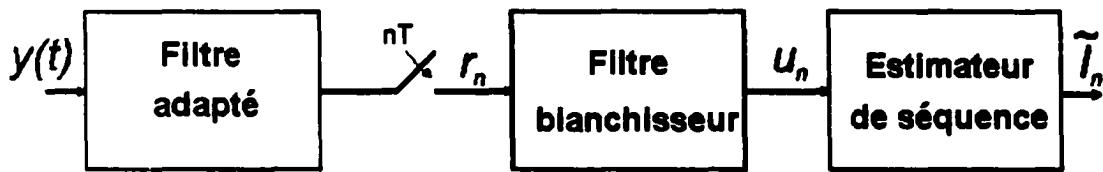


Figure 22 : Principe de Forney.

La sortie y_k de l'égaliseur à décision dans la boucle (DFE voir la Figure 23) s'écrit alors sous la forme :

$$y_k = \sum_n C_n x_{k-n} + \sum_n D_n \hat{a}_{k-n} \quad (2.7)$$

Avec :

$x(t)$ est le signal à l'entrée de l'égaliseur.

$y(t)$ est le signal avant décision.

$\hat{a}(t)$ est le signal après décision.

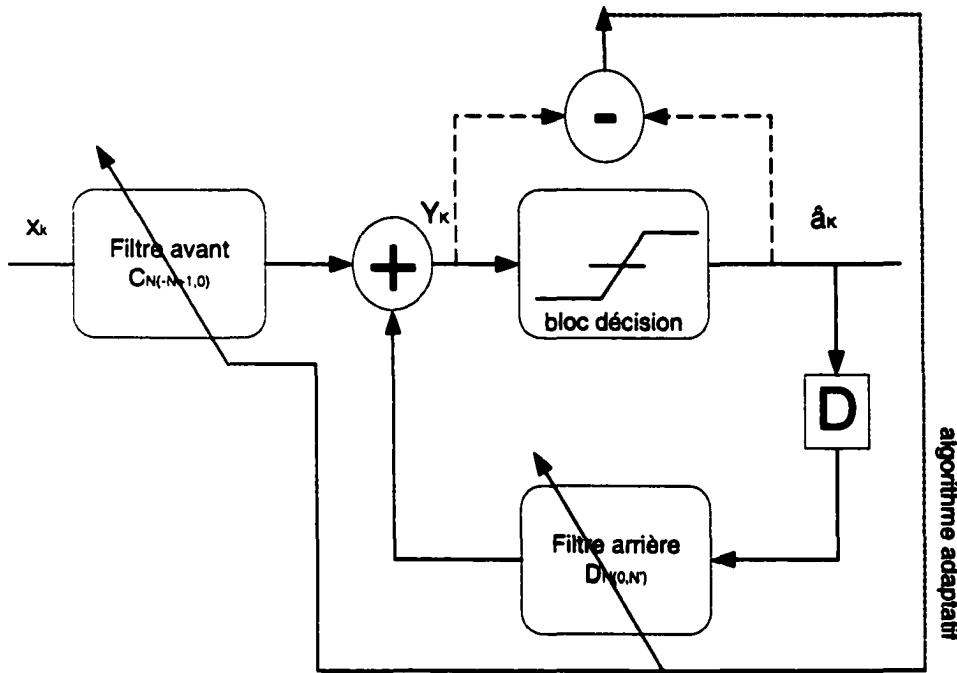


Figure 23 : Exemple d'un égaliseur non linéaire à retour de décision (DFE)

Dans le cas des détecteurs, on cherche à déterminer la séquence, la plus vraisemblable, de symboles émis, c'est-à-dire situés à la "distance minimale" de la séquence reçue tout en tenant compte du critère de probabilité de l'erreur. Cette méthode est optimale en ce sens, elle minimise la probabilité d'erreur de la séquence, mais elle est relativement complexe à mettre en œuvre pour les canaux ayant de longues réponses impulsionales. En plus elle nécessite une connaissance préalable des caractéristiques du bruit.

L'égalisation de type DFE comporte une partie récursive (retranchant l'IES des symboles passés) et une partie transversale. Elle est plus simple à mettre en œuvre qu'un détecteur et demande moins de temps.

2.4 Méthodes et algorithmes

La conception de l'égaliseur dépend de la réponse à l'impulsion du canal. Dans la pratique ni le bruit ni la réponse du canal ne sont connus. C'est pourquoi on est contraint d'utiliser un égaliseur qui s'adapte automatiquement et qui s'ajuste avec les variations du canal de transmission.

Historiquement, l'égalisation adaptative du signal numérique, filtrage adaptatif, et identification de système ont été des domaines fertiles de recherche et de développement depuis les années 60 jusqu'à nos jours. Ce domaine qui était réservé aux chercheurs dans le domaine des télécommunications a pris par la suite de l'intérêt pour les chercheurs en traitement de signal, au cours de ces dernières années. En effet l'égalisation est le sujet où la double compétence en "télécommunication" et en "traitement de signal" est nécessaire surtout pour le filtrage adaptatif.

Un filtrage adaptatif est nécessaire quand il faut réaliser, simuler ou modéliser un système avec une composante qui varie dans le temps (comme c'est le cas du canal dans notre étude), c'est Lucky [18] et Niessen [19] qui ont été les premiers à proposer un algorithme automatique d'égalisation. Ainsi les coefficients s'ajustent pour compenser ces variations. Cet ajustement des coefficients est défini par un critère d'optimisation et réalisé suivant un algorithme d'adaptation, est déterminé en fonction de l'application. Les coefficients de l'égaliseur sont continuellement mis à jour.

Les algorithmes de filtrage font une estimation du canal. Il sont adaptatifs pour compenser les canaux à réponse impulsionnelle inconnues et variants dans le temps [16]. Ainsi, l'égaliseur change constamment de coefficients suivant les variations du canal. Chacun des algorithmes est utilisé dans le cas approprié.

Les coefficients sont ajustés selon l'algorithme en vue de minimiser soit l'erreur; soit l'erreur quadratique moyenne associée à l'algorithme du gradient. Cette dernière est le résultat de la différence entre la sortie du détecteur (en général, appelée : Signal désiré et noté \hat{a}_k) et son entrée y_k . De cette façon, l'erreur e_k est égale à : $\hat{a}_k - y_k$ (Figure 23).

Les algorithmes d'adaptation utilisent e_k pour minimiser la fonction du coût et générer à chaque fois de façon itérative de nouveaux coefficients. Ce processus est répété rapidement en maintenant la convergence de l'égaliseur jusqu'à ce que l'erreur devienne la plus petite possible et ce par différentes techniques d'optimisation (Exemple : la méthode du gradient).

En général, l'égalisation classique utilise la plus commune des fonctions de coût qui est l'erreur moyenne quadratique (MSE : Mean square Error), c'est la plus importante mesure et c'est la somme des puissances de l'IES et du bruit. Donc minimiser la MSE revient à réduire la probabilité d'erreur de bit,

$$e_k = \hat{a}_k - y_k \quad (2.8)$$

$$\text{MSE} = E[|e(k)|^2] \quad (2.9)$$

$$\text{MSE} = E[e(k) * e^*(k)] \quad (2.10)$$

La performance de l'algorithme employé pour contrôler l'égaliseur est déterminée par différents facteurs qui doivent satisfaire quatre conditions de base:

- converger assez rapidement vu le nombre d'itérations qu'exige l'algorithme pour converger vers le point optimum, et s'ajuster rapidement à des variations temporelles assez rapides du canal de propagation,

- converger vers une solution rapportant l'exécution adéquate d'égalisation (Une MSE la plus petite possible),
- avoir un volume des calculs et une complexité acceptables,
- être stable, c'est à dire, que l'algorithme ne doit avoir aucun comportement pouvant interrompre la démodulation appropriée du signal reçu.

Le choix de l'algorithme d'adaptation dépend des caractéristiques du canal et de la vitesse de transmission du système.

Ainsi, les algorithmes sont repartis en trois classes :

1. Les algorithmes basés sur le concept du gradient stochastique,
2. Les algorithmes rapides qui exploitent des propriétés de la matrice de la covariance de signal d'entrée afin d'accélérer la convergence,
3. Les algorithmes de bloc qui reçoivent des données, calculent une solution ou une mise à jour, et par la suite envoient la solution ou la mise à jour au filtre de l'égaliseur.

Chacune de ces trois approches a une application pratique [10] . En particulier, l'approche de bloc convient aux applications où le canal est inconnu mais ne change pas beaucoup. Les algorithmes rapides sont attrayants dans les applications où la saisie initiale du signal doit être très rapide et/ou les changements de canal de propagation sont fréquents et rapides. Cependant, de tels algorithmes posent des problèmes numériques de stabilité.

Les égaliseurs les plus pratiques utilisent une certaine version de l'algorithme de gradient stochastique. Ils représentent un compromis raisonnable entre la complexité de calcul, la robustesse numérique (c'est à dire la stabilité) et la vitesse de convergence de l'algorithme.

2.5 Forçage à zéro (ZF Zéro Forcing)

Cet algorithme a été développé par Lucky, il est basé sur un principe simple, chaque coefficient de l'égaliseur se charge d'annuler un terme de l'IES, tel que pour $H(f)$ qui est la réponse en fréquence en bande de base du milieu de transmission et $L(f)$ est la réponse en fréquence (de période $1/T$) de l'égaliseur, on a donc:

$$H(f)L(f) = 1 \quad (2.11)$$

L'équation présente le critère de Nyquist que doit satisfaire l'égaliseur[4]. Par conséquent $L(f)$ est simplement un filtre inverse de la fonction de transfert du canal.

On pose [10]:

$$g_n = \sum_j c_j h_{n-j} \quad (2.12)$$

Où c_j les coefficients de l'égaliseur et h_{n-j} sont les échantillons de la réponse du canal.

La sortie de l'égaliseur s'écrit alors :

$$y_k = g_0 a_k + \sum_{j=0} g_j a_{k-j} + w_k \quad (2.13)$$

D'après cette formule, on peut remarquer que le premier terme représente le signal désiré, le second représente l'interférence à éliminer et le troisième représente le bruit.

L'algorithme a pour fonction de mettre le terme g_0 à 1 et forcer les autres coefficients à 0.

L'algorithme s'écrit :

$$c_j(k+1) = c_j(k) - \alpha a_{k-j}^* e_k \quad (2.14)$$

Où : α est une constante positive qu'on appellera : Le pas de l'algorithme.

L'inconvénient de cet algorithme est que le filtre inverse peut amplifier énormément le bruit pour les fréquences où le spectre du canal est fortement atténué. Il ne peut donc être utilisé que pour les canaux à faibles distorsions et dans les cas où le diagramme de l'œil est peu ouvert avant l'égalisation [10]. C'est la raison pour laquelle il n'est pas utilisé dans les communications sans fil. En plus, l'égaliseur linéaire avec une adaptation forçage à zéro n'est pas stable, par contre, la forme DFE proposée par Austin est stable [15]. Malgré cet avantage, on a cherché d'autres algorithmes, plus robuste.

2.6 Gradient stochastique (LMS)

L'algorithme du gradient stochastique est plus robuste et il est connu aussi sous le nom de LMS (Least Mean Squares). Il a été présenté par Widrow et Hoff en 1960. C'est le plus populaire en égalisation adaptative. Il est obtenu en optimisant la dérivée de la MSE par rapport aux vecteur C_N des coefficients de l'égaliseur, ceci revient à minimiser l'effet de l'IES et celui du bruit additif.

$$MSE = E[|e(k)|^2] \quad (2.15)$$

$$e(k) = \hat{a}_k - y_k \quad (2.16)$$

$$MSE = E[|\hat{a}_k - y_k|^2] \quad (2.17)$$

$$MSE = E[(X^t(k)C_N - \hat{a}(k))^2] \quad (2.18)$$

$$\frac{d(MSE)}{dC_N^t} = 2E[x(k)(X^t(k)C_N - \hat{a}(k))] \quad (2.19)$$

Avec $X(k)$ est le vecteur signal d'entrée.

Le traitement itératif de l'équation permet de calculer, en même temps, les valeurs optimales de tous les coefficients de l'égaliseur en appliquant une recherche de l'optimum dans la direction opposée au gradient.

Elle fixe temporairement la dimension de la solution et fournit une nouvelle solution qui initialise un second module d'optimisation sur un espace continu de dimension fixée (gradient adaptatif). Le principe de l'algorithme consiste à utiliser ces deux modules d'optimisation dans un calcul itératif jusqu'à une convergence vers des valeurs optimales.

$$\hat{a}(k) = C_N^T(k)X(k) \quad (2.20)$$

$$C_N(k+1) = C_N(k) - \alpha(k)e_k^\top x(k) \quad (2.21)$$

Les valeurs des coefficients futurs sont calculées à partir des valeurs courantes de ces mêmes coefficients et de l'erreur, la valeur courante de celle-ci est multipliée par le vecteur des échantillons des données reçues qui à son tour est multiplié par le pas actuel de l'algorithme. Pour plus de simplification, on pose α égal au pas de l'algorithme, la vitesse de convergence et la stabilité dépendent de ce même pas. Les conditions de convergence sont plus délicates à vérifier (condition sur une valeur propre). Cependant, cet algorithme fonctionne et est extrêmement employé.

Retenons que α doit être assez grand pour que l'algorithme soit adaptatif et se rende compte d'éventuels cas de non stationnarité. Et en plus, il faut que α soit assez petit pour qu'il converge. C'est un dilemme à résoudre. Donc la stabilité de cet algorithme dépend du choix de α [7] tel que:

$$0 \leq \alpha \leq \sum_{j=1}^N \lambda_j \quad (2.22)$$

avec λ_j est la $j^{\text{ème}}$ valeur propre de la matrice de covariance de $x(t)$, or

$$\sum_{j=1}^N \lambda_j = x^T(k)x(k) \quad (2.23)$$

Cette équation représente la puissance du signal d'entrée.

Donc :

$$\alpha_{\max} = \frac{2}{N\sigma_x^2} \quad (2.24)$$

Où :

N est le nombre de coefficients.

σ_x^2 est la puissance du signal à l'entrée de l'égaliseur.

La convergence est garantie [7] pour :

$$\alpha \leq \frac{1}{3} \frac{2}{N\sigma_x^2} \quad (2.25)$$

Vu les deux contraintes énoncées précédemment, on peut déduire :

$$\alpha_{opt} = \frac{1}{N\sigma_x^2} \quad (2.26)$$

La stabilité étant assurée, il est intéressant d'évaluer la rapidité de convergence symbolisée par une constante de convergence souvent appelée : **Constante de temps** [7] :

$$\tau \approx \frac{1}{\alpha \sigma_x^2} \quad (2.27)$$

Par rapport à l'algorithme « forçage à zéro », le terme a_{k-j} dans la formule (2.14) est tout simplement remplacé par x_{k-j} dans la formule (2.21) qui représente l'échantillon du $j^{\text{ème}}$ coefficient à l'instant k . En plus, cet algorithme est plus performant vu qu'il minimise l'IES et le bruit, tout en améliorant le SNR, cependant il reste relativement lent par rapport à d'autres algorithmes.

2.7 Algorithme des moindres carrés

Il est aussi connu sous le nom de l'algorithme rapide. C'est un algorithme qui minimise le cumul de l'erreur quadratique à chaque instant :

$$C(k+1) = G_k^{-1} V_k \quad (2.28)$$

G_k est la matrice d'autocorrélation du signal d'entrée.

C'est à dire :

$$G_k = \sum_{i=0}^k X_i^* X_i^T \quad (2.29)$$

On pose :

$$V_k = \sum_{i=0}^k X_i^* A_i \quad (2.30)$$

Donc :

$$G_k = G_{k-1} + X_k^* X_k^T \quad (2.31)$$

$$V_k = V_{k-1} + X_k^* A_k \quad (2.32)$$

$$G_k^{-1} = G_{k-1}^{-1} - \frac{G_{k-1}^{-1} X_k^* X_k^T G_{k-1}^{-1}}{1 + X_k^T G_{k-1}^{-1} X_k} \quad (2.33)$$

D'où

$$C(k+1) = C(k) - G_k^{-1} X_k^* e_k \quad (2.34)$$

L'algorithme des moindres carrés est peu différent de l'algorithme du gradient stochastique si l'on remplace α par la matrice G_k^{-1} .

Pour une grande valeur de k , on simplifie la formule en posant :

$$G_k \approx kG \quad (2.35)$$

D'où :

$$G_k^{-1} \approx \frac{1}{k} G_k^{-1} \quad (2.36)$$

Où :

$$G_k^{-1} = \alpha_k G^{-1} \quad (2.37)$$

G étant la matrice d'autocorrection et $\alpha_k = 1/k$ est un pas qui converge vers zéro pour de grandes valeurs de k .

Cet algorithme est peu adapté aux canaux non stationnaires auxquels on applique plutôt l'algorithme RLS (Recursive Least Square). Ce dernier est un cas particulier de l'algorithme des moindres carrés où la somme de l'erreur quadratique est minimisée avec des facteurs de pondération qui deviennent plus importants surtout pour les valeurs récentes :

$$j_k = \sum_{i=0}^k \lambda^{k-i} |e_i|^2 \text{ avec } 0 \leq \lambda \leq 1 \quad (2.38)$$

Ce cas particulier tient compte des dernières variations du canal avec un poids pondéré qui peut atteindre $\lambda_k=1$. Le paramètre λ_k est un facteur d'oubli pour les données précédents dans un milieu qui varie dans le temps. Ainsi l'algorithme devient plus puissant et s'adapte facilement aux variations du canal.

Les valeurs de λ n'ont aucune influence sur la rapidité de convergence de l'algorithme, par contre elles en ont sur la stabilité particulièrement dans le cas de petites valeurs.

$$C(k+1) = G_k^{-1} V_k \quad (2.39)$$

Avec :

$$G_k = \sum_{i=0}^k \lambda^{k-i} X_i^* X_i^T \quad (2.40)$$

$$V_k = \sum_{i=0}^k \lambda^{k-i} X_i^* A_i \quad (2.41)$$

Donc :

$$G_k = \lambda G_{k-1} + X_k^* X_k^T \quad (2.42)$$

$$V_k = \lambda V_{k-1} + X_k^* A_k \quad (2.43)$$

$$C(k+1) = C(k) - G_k^{-1} X_k^* e_k \quad (2.44)$$

$$G_k^{-1} = \frac{1}{\lambda} \left[G_{k-1}^{-1} - \frac{G_{k-1}^{-1} X_k^* X_k^T G_{k-1}^{-1}}{\lambda + X_k^T G_{k-1}^{-1} X_k^*} \right] \quad (2.45)$$

On peut dire que l'algorithme des moindres carrés, est proche de celui utilisé pour le filtre de Kalman, c'est une méthode récursive basée sur l'inversion de la matrice que l'on estime de façon récursive de telle manière qu'il n'y ait jamais une inversion directe de la matrice de covariance.

Cet algorithme devient complexe vu le calcul matriciel énorme à effectuer.

Il y a plusieurs sortes d'algorithmes LMS et RLS pour adapter un égaliseur, mais chacune est plus approprié à un cas plutôt qu'un autre. Par exemple l'algorithme RLS a une vitesse de convergence meilleure que celle de l'algorithme LMS. Cependant il demeure complexe, nécessitant beaucoup de calcul et en plus il est peu stable.

Donc, le choix de l'algorithme sera très important et devra être effectué selon :

- Le canal de transmission,
- Les caractéristiques statiques du signal émis,
- Le système de transmission en global.

CHAPITRE 3

DFE ET ÉGALISATION AVEUGLE

Dans les transmissions numériques, il est souhaitable d'avoir un égaliseur qui peut en même temps:

- annuler entièrement l'interférence entre symbole d'un canal dispersif linéaire avec une période finie tout en gardant l'amplitude du bruit fixe.
- être mis en application avec une facilité relative.

C'est le cas de l'égaliseur DFE (égaliseur à décision dans la boucle). C'est le composant le plus important en réception, qui a attiré, pendant plus de trente années, l'attention des chercheurs et des praticiens.

La difficulté, de l'analyse du DFE, est due surtout à sa structure non linéaire.

Notons qu'il y a trois approches principales pour l'égalisation d'un canal à réponse impulsionnelle inconnue :

- Transmettre et analyser une séquence connue d'information,
- Déetecter l'information (les données inconnues transmises) la plus probable et la plus fiable qui sera corrigée en fonction des coefficients d'égalisation.

- Utiliser les propriétés statistiques du signal transmis pour ajuster les coefficients d'égalisation.

Le troisième cas est plus connu sous le nom de l'adaptation aveugle. Il nécessite une compréhension très importante de l'algorithme et de ses paramètres en raison de la complexité des propriétés de convergence.

3.1 Algorithmes aveugles

Les algorithmes décrits au chapitre précédent utilisent un signal d'erreur e_k qui peut être la différence entre le signal décidé et le signal émis. Dans ce cas, on suppose que la séquence émise est partiellement connue en réception, donc le récepteur a besoin de la séquence d'apprentissage.

Cette méthode conventionnelle est une solution peu pratique pour certaines applications. On ne dispose pas de séquence d'apprentissage dans plusieurs cas, comme par exemple celui de liaison point -à- multipoints c'est à dire dans le cas d'un seul émetteur relié à plusieurs récepteurs (voir Figure 24). L'émetteur doit envoyer la séquence d'apprentissage à chaque fois qu'un des récepteur se connecte, par conséquent la transmission doit s'arrêter. En plus cette méthode est très coûteuse et peu pratique car elle réduit le taux de transmission.

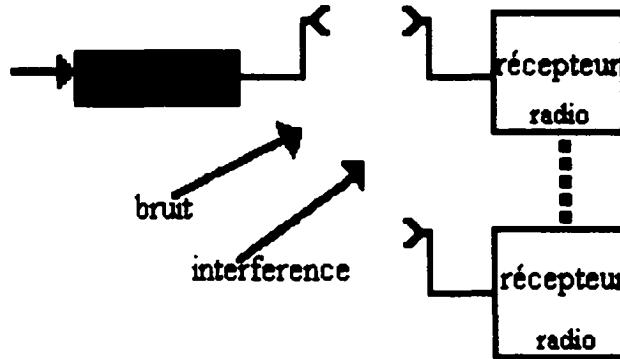


Figure 24 : Une liaison point -à- multipoints.

De plus, pour les canaux qui varient dans le temps et qui subissent des évanouissements sélectifs en fréquence, on doit utiliser une méthode d'adaptation de l'égaliseur sans connaissance à priori de l'information transmise. Le récepteur doit se synchroniser tout seul selon la méthode d'égalisation aveugle (Blind equalization) [5].

L'algorithme aveugle converge rapidement après un évanouissement profond, ce qui réduit le temps des coupures et améliore la qualité de service des liaisons point à multipoints sans avoir à transmettre la séquence d'apprentissage à chaque fois. Par la suite, la théorie de l'algorithme aveugle est devenue très utile dans la conception pratique d'égaliseur pour les systèmes de transmission numérique à haut débit.

L'algorithme aveugle se fait en deux étapes [6] :

1. Estimation aveugle de la réponse impulsionnelle du canal connue aussi sous le nom de l'identification aveugle

2. Construction d'un égaliseur basé sur l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal.

C'est Sato [11] qui proposa la première forme de cet algorithme, qui minimise la valeur quadratique moyenne de l'erreur pour les signaux réels modulés en amplitude.

Dans le cas des signaux complexes, Godard [12] a proposé son algorithme aveugle en 1980. Celui-ci minimise la fonction objective suivante:

$$j_p = E(|y_k|^p - R_p)^2 \quad (3.1)$$

Avec :

$$R_p = \frac{E(|a_k|^{2p})}{E(|a_k|^p)} \quad (3.2)$$

Où : p est un entier supérieur ou égal 1.

L'algorithme du gradient stochastique utilise l'équation suivante pour calculer les nouvelle valeur des coefficients de l'égaliseur :

$$C(k+1) = C(k) - \alpha X_k^* y_k |y_k|^{p-2} (|y_k|^p - R_p) \quad (3.3)$$

L'erreur est donc définie par rapport à un cercle de rayon R_p [1].

Foschini [17] fut le premier à analyser la convergence et l'état du cas le plus simple de la version de Godard où p=2. C'est l'algorithme (Constant Modulus Algorithm) [19] qui est le plus utilisé pour mettre en œuvre l'adaptation aveugle.

La fonction du coût est donnée par la formule :

$$j = E(|y_k|^2 - R_{CMA})^2 \quad (3.4)$$

$$R_{CMA} = \frac{E(|a_k|^4)}{E(|a_k|^2)} \quad (3.5)$$

L'algorithme du CMA est le même que celui de l'équation (3.3) en remplaçant p par 2, ce qui simple simplifie l'équation précédente :

$$C(k+1) = C(k) - \alpha X_k^* y_k (|y_k|^2 - R_{CMA}) \quad (3.6)$$

L'algorithme aveugle proposé par Benveniste et Goursat [13] n'est autre qu'une extension de celui de Sato pour des signaux complexes.

La fonction à minimiser dans ce cas est :

$$j_p = E[|y_k - \gamma \text{sgn}(y_k)|^2] \quad (3.7)$$

γ est un paramètre qui dépend de la constellation utilisée [1].

3.2 L'égaliseur à décision dans la boucle :DFE

L'égalisation DFE (à décision dans la boucle) est de type non linéaire. Une fois le symbole détecté, il passe dans le bloc de décision. Il comporte deux filtres. Un filtre avant, qu'on note FFF (Feed Forward Filter), qui calcule les coefficients de façon à ce que l'IES des futurs symboles est prédite, estimée et par la suite éliminée avant la détection. Le filtre arrière, qu'on appelle FBF (FeedBack Filter), est la partie récursive qui ajuste les coefficients de façon à évaluer l'interférence entre symboles causée par les symboles précédents avant la décision du symbole et la retrancher du symbole courant. La robustesse du DFE, dépend de l'incertitude et des erreurs de décision [5].

Le signal avant décision aura la forme suivante :

$$y_k = \sum_{n=-N+1}^0 C_n x_{k-n} + \sum_{n=0}^{N'} D_n \hat{a}_{k-n} \quad (3.8)$$

L'égaliseur à décision dans la boucle a un fonctionnement comparable à deux égaliseurs (FFF et FBF). Sa sortie est, en fait, la décision de la somme des deux sorties (Équation (3.5)) $\hat{a}_k=y_k$ après décision.

L'inconvénient majeur de cette méthode consiste en une forte possibilité de dépendance de la décision présente par rapport aux décisions passées qui peuvent être erronées.

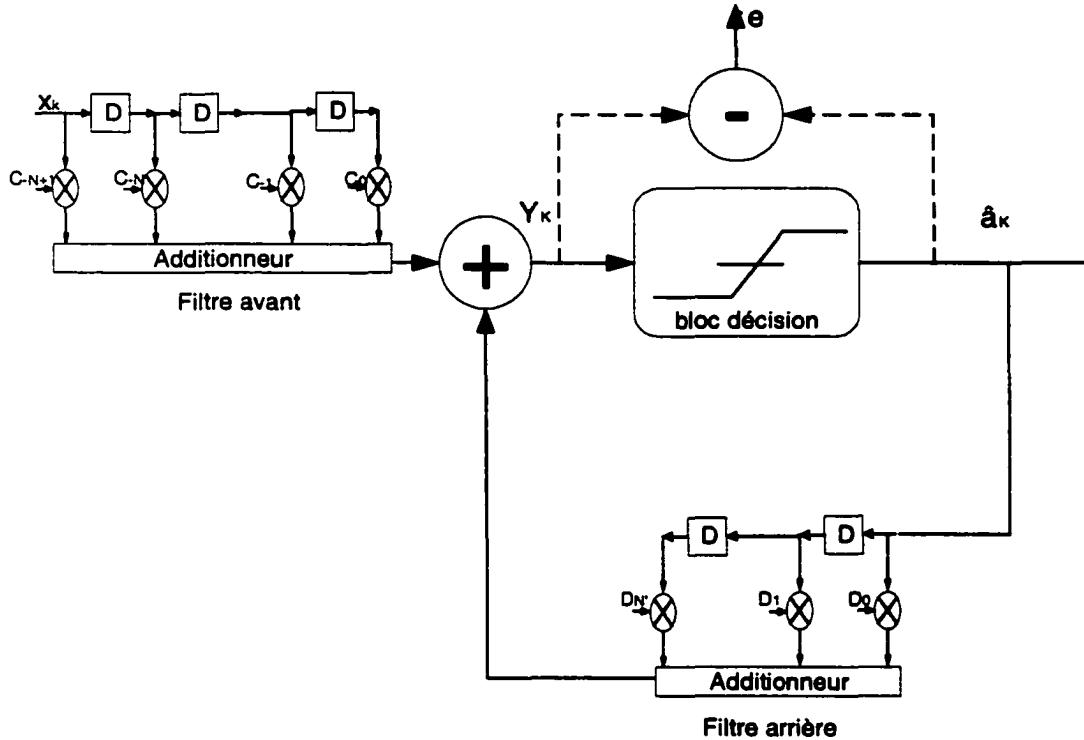


Figure 25 : L'égaliseur à décision dans la boucle classique (DFE)

Une autre forme de DFE a été proposée par Belfiore et Park qu'on appelle l'égaliseur prédictif DFE (voir Figure 26). Pour ce type de DFE, juste le FBF est différent du fait que son signal d'entrée est la soustraction de la sortie du FFF et de la sortie du bloc de décision (qui n'est autre que le bruit et l'IES). C'est pourquoi on attribue au FBF le rôle d'un prédateur de bruit.

Ce type de DFE a des performances aussi bonnes qu'une structure traditionnelle de DFE et peut être utilisée avec n'importe quel algorithme en fonction du système.

En général, la conception d'un égaliseur est compliquée car il faut tenir compte de tous les paramètres qu'on essayera d'indiquer dans ce travail.

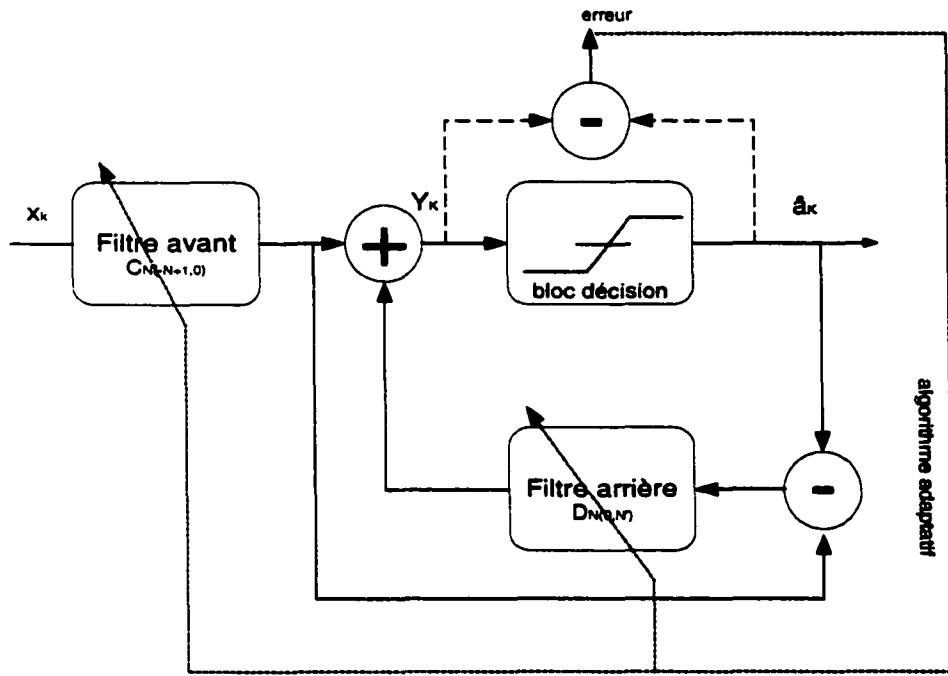


Figure 26 : Structure classique de l'égaliseur prédictif (DFE)

3.3 Égaliseur à suréchantillonnage ou T/n- espacé

Un égaliseur à suréchantillonnage (Figure 27) ou fractionnaire espacé est un filtre adaptatif non récursif dont les lignes à retard tapées sont espacées à une fraction d'intervalle du symbole. C'est à dire, que l'on échantillonner le signal reçu à une vitesse inférieure à la vitesse de transmission du système. Si non, nous nous référons à l'égaliseur comme le T- espacé (T égal à la durée d'un symbole).

L'égaliseur T- espacé est très sensible à l'instant d'échantillonnage du signal [4] alors qu'un égaliseur fractionnaire ne l'est pas. Pour cette raison son utilisation est très répandue.

En opérant à une cadence d'échantillonage supérieure, c'est à dire avec un suréchantillonnage (qui sera suivi par une décimation pour récupérer à la sortie un signal à la même cadence que celui émis), on fait le même travail et ce en supposant la fréquence n fois plus grande. Les prises d'échantillons sont faites avec un délai T/n .



Figure 27 : Schéma bloc d'un d'égaliseur T/n- espacé.

Le nombre n dépend de la longueur de la réponse impulsionnelle du canal, mais vu que celle ci est inconnue, un choix typique serait de choisir $n=2$. Si par contre, $n \geq 2$, on parlera d'un égaliseur connu sous le nom: FSE qui est un égaliseur fractionnaire espacé. Ce type d'égaliseur est dit T/n- espacé [5,16].

Pour un canal qui présente des distorsions importantes, un égaliseur T- espacé n'est pas suffisant, car en général, la réponse impulsionnelle du canal est inconnue. L'égaliseur doit donc s'adapter en estimant cette réponse à chaque instant. Ainsi, un égaliseur T/n- espacé peut améliorer considérablement les performances du modem, en comparaison avec un égaliseur synchrone conventionnel T- espacé en présence de sévères distorsions linéaires [4].

Cependant, un tel égaliseur peut présenter une certaine instabilité à long terme surtout quand on utilise un algorithme d'ajustement [14].

L'utilisation de FSE est presque omniprésente dans la conception récente des DFE pour le FFF due à ces avantages.

Pour un système M-QAM un égaliseur T/2- espacé est plus performant [4].

3.4 Nombre de ligne à retard tapée ou coefficients

Un égaliseur peut seulement égaliser pour un délai inférieur ou égal au délai maximum du filtre. Il ne peut le faire, pour un trajet multiple ayant un délai supérieur. La complexité augmente avec le nombre de tap (ligne à retard tapée). Donc, il est important de connaître le nombre optimum de tap avant de choisir la structure et l'algorithme. Il est à noter que le nombre de coefficients d'un DFE est la somme des coefficients du FFF soit N auxquels on ajoute N' (le nombre de coefficients du FBF). Ainsi, le nombre des coefficients est un facteur de performance de l'égaliseur. On notera aussi que l'ordre est déterminé par la longueur de la réponse impulsionnelle de la structure du canal.

La complexité est proportionnelle au nombre des coefficients, c'est pourquoi on se limite à un nombre fini qui en doit être le plus petit possible même si l'IES n'est pas complètement annulé.

3.5 L'algorithme

On peut utiliser l'un des algorithmes déjà discuté au chapitre précédent : LMS (Least Mean Squares), RLS (Recursive Least Square) et CMA (Constant modulus algorithm). Le Forçage à zéro (Zéro Forcing) ne peut s'appliquer pour un tel système (le système du projet comporte un canal à trajet multiples) puisqu'il ne peut égaliser que pour de faibles distorsions et pour un diagramme de l'œil initialement ouvert [4].

3.6 Le pas de l'algorithme

Le pas de l'algorithme a un impact direct sur sa vitesse de convergence et sa stabilité. La condition de convergence donne une valeur maximale pour un pas d'adaptation et au-delà de cette valeur, l'erreur quadratique moyenne s'accroît.

L'équation (2.46) donne un ordre de grandeur de l'estimation du pas théorique à partir duquel on peut aboutir au pas pratique.

3.7 Les critères de performance d'un système numérique

En effet la qualité de la transmission dépend du BER que l'on peut mesurer en comparant les informations envoyées par l'émetteur et la sortie de l'égaliseur.

Un autre indicateur est le diagramme de l'œil et son niveau d'ouverture, et la clarté de la constellation comme on peut le voir sur la Figure 28, la Figure 29 et la Figure 30 la constellation est de plus en plus claire, en effet on voit bien que le signal 16-QAM avant l'égalisation, ne peut pas être déchiffrer et les décisions seront erronées. La Figure 29 nous montre le signal après égalisation, les régions de décision sont plus claires et faciles à détecter. Après décision comme on peut le voir sur la Figure 30 le signal 16-QAM est bien reconstitué.

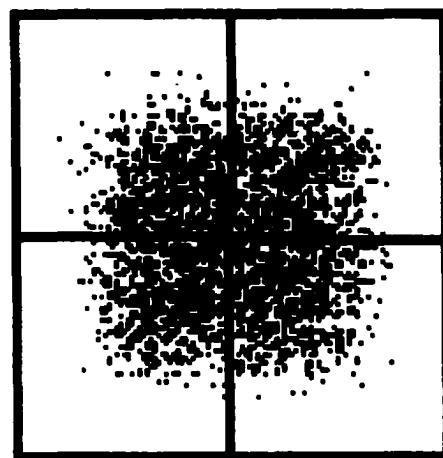


Figure 28 : Le signal 16-QAM avant l'égalisation.

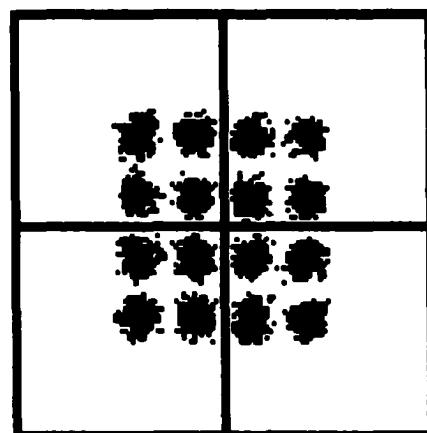


Figure 29 : Le signal 16-QAM après égalisation.

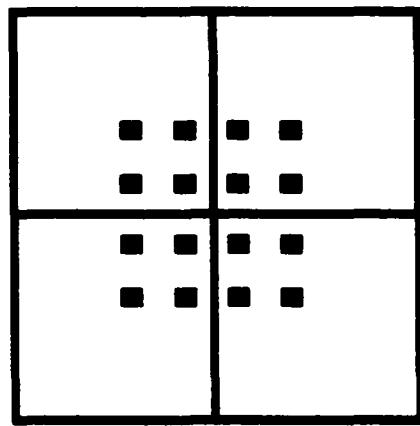


Figure 30 : Le signal 16-QAM après décision.

CHAPITRE 4

STRUCTURES

4.1 Structure

À l'émission, les données sont sous forme de symbole (c.à.d ensembles de $n = \log_2(M)$ bits, avec M le nombre des signaux à transmettre).

Soit R_s : Le taux de symbole (baud rate, ou encore, symbol rate).

Le débit binaire (vitesse de transmission) est donné par :

$$R_b = nR_s \quad (4.1)$$

Donc on peut écrire :

$$R_b = \log_2(M)R_s \quad (4.2)$$

À chaque symbole est assigné la phase, la fréquence et l'amplitude maximale d'une impulsion. On insère un filtre pour supprimer l'effet des interférences entre symboles qui affecte le signal et aussi pour effectuer la mise en forme du signal avant son passage par le canal de transmission. Ainsi le signal discret est mis en forme et transformé en signal continu via le filtre d'émission qui est un filtre de type racine d'un cosinus surélevé "square root raised cosine" dont la réponse impulsionnelle est $f_e(t)$, et la fonction de transfert $F_e(\omega)$ pour ensuite être envoyé sur le canal de transmission.

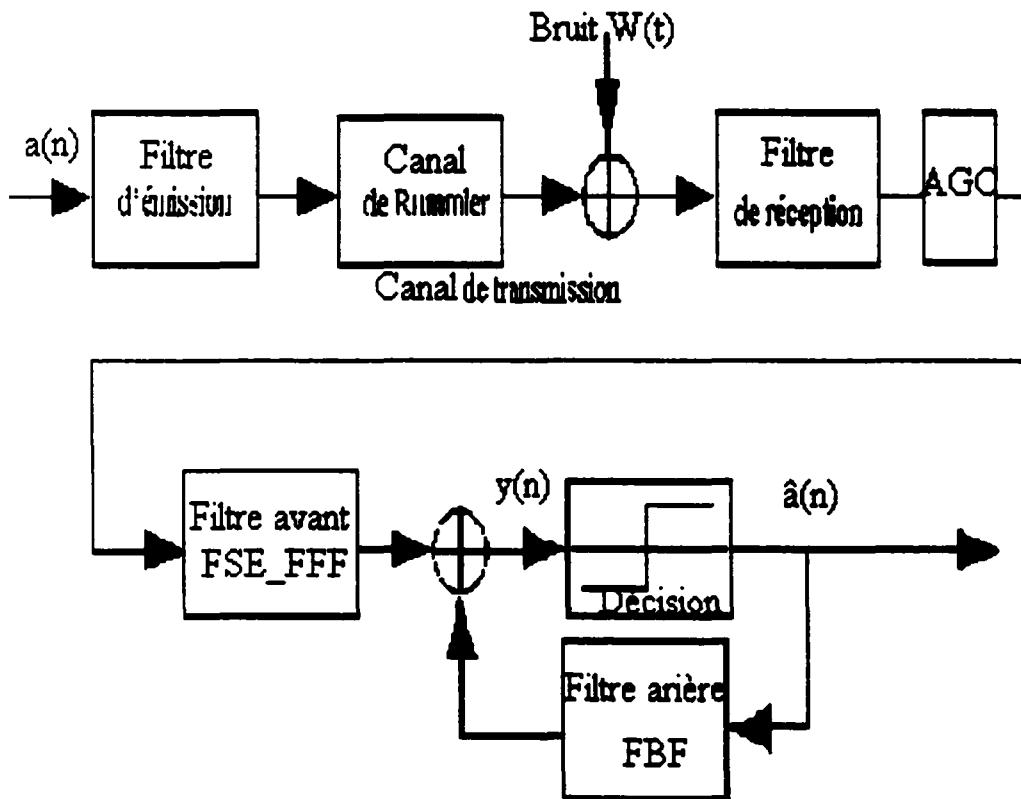


Figure 31 : Schéma bloc du système.

Un canal de Rummller (à deux chemins, un chemin direct et un autre avec un retard) a été utilisé, il a pour fonction de transfert $H(\omega)$, auquel $w(t)$ un bruit blanc gaussien a été ajouté.

Côté récepteur, le signal est filtré par le filtre de réception de réponse impulsionnelle $f_r(t)$. Sa réponse fréquentielle $F_r(\omega)$ est celle d'un filtre de type racine d'un cosinus surelevé "square root raised cosine". Le signal de sortie du filtre se rend à une boucle d'AGC (Automatic Gain Control) qui maintient toujours la puissance en sortie de ce signal à une valeur adéquate pour ne pas fausser la décision de l'égaliseur. Le signal est ensuite échantillonné à la cadence de l'émission des symboles R_s avant d'être envoyé vers l'égaliseur à décision dans la boucle DFE.

On notera que les filtres d'émission et de réception ont un déphasage linéaire et que la convolution des réponses impulsionales de chacun des filtres est la réponse impulsionnelle d'un filtre à cosinus surélevé avec un facteur de mise en forme de $\alpha=0.3$ d'après les recommandations des standards.

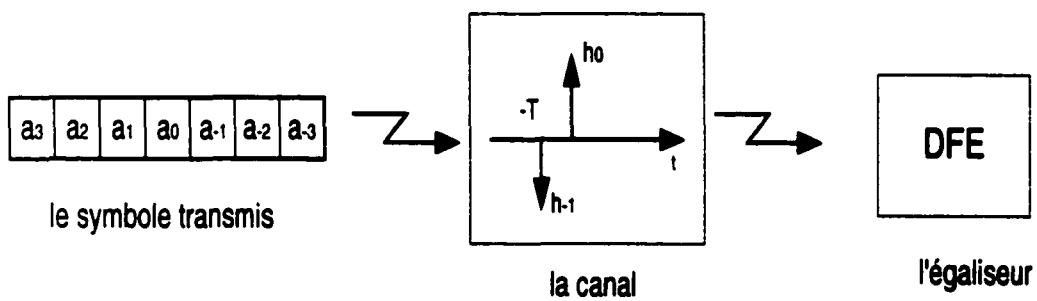


Figure 32 : Schéma simplifié du système.

La Figure 33 illustre la structure de l'égaliseur DFE qui a été appliquée au système de la Figure 32 où les symboles transmis subissent l'IES résultant de la propagation sur le canal de Rummller c'est à dire sur deux chemins.

Le délai entre le signal direct et son écho est de beaucoup inférieur à la période d'un symbole, en effet la réponse impulsionnelle du canal est telle que $h_0=1$ et $h_{-1}=\beta$ sont les réponses respectives pour $t=0$ et $-\tau$ (la réponse impulsionnelle est illustrée à la Figure 32). Ils ont une phase inverse et ont presque la même prédominance lors d'un profond creux du canal correspondant à une distorsion sévère.

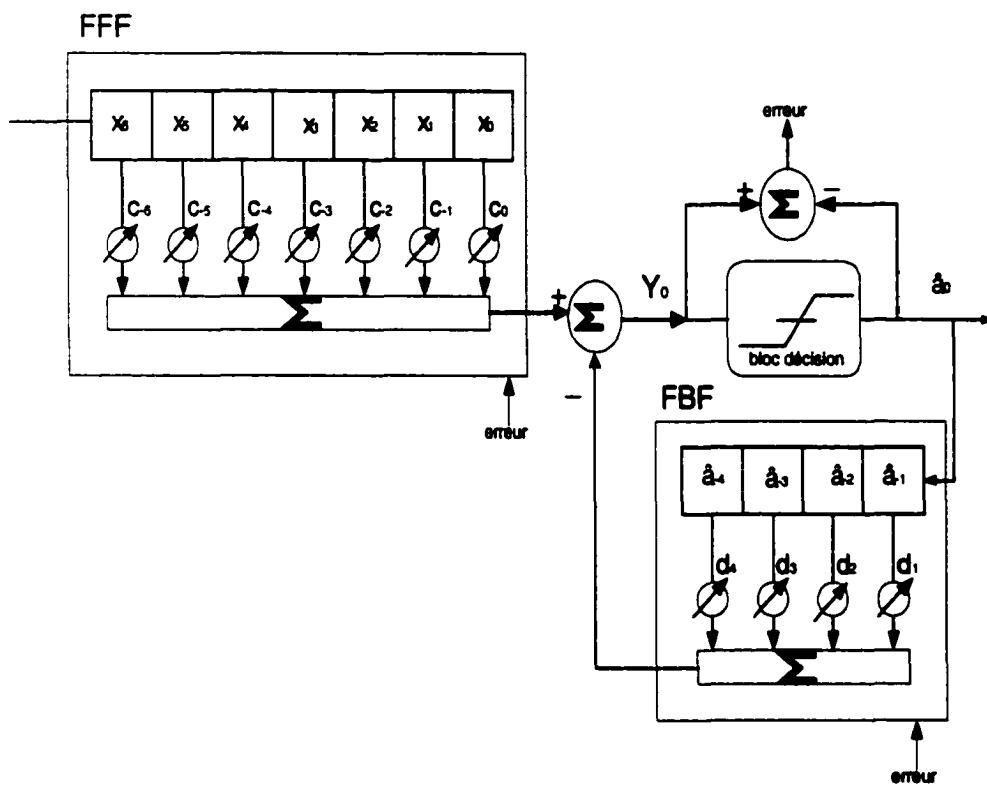


Figure 33 : La structure classique de l'égaliseur à retour de décision (DFE)

En effet β (amplitude du gain du chemin de réflexion ou coefficient d'écho) peut varier de 0 à 1, et on peut donc calculer la profondeur du creux du canal (notch) en dB par la formule suivante :

$$notch = 20 \log_{10} (1 - \beta) \quad (en \quad dB) \quad (4.3)$$

Donc la profondeur du creux du canal (notch) varie de 0 à 0.99.

L'égaliseur est un égaliseur fractionnaire à décision dans la boucle (FSE DFE) avec 7 coefficients pour son filtre avant (FSE_FFF avec un suréchantillonage $T/2$, T est la période d'un symbole) et 4 coefficients pour son filtre arrière FBF (voir la Figure 33)

Le signal de sortie du canal de Rummel est donné par :

$$\begin{aligned} x_k &= \sum_{n=0}^1 h_n a_{k-n} \\ x_k &= h_0 a_k + h_1 a_{k-1} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Et le signal de sortie de l'égaliseur est :

$$\begin{aligned} y_0 &= \sum_{n=-6}^0 C_n x_{-n} + \sum_{n=1}^4 D_n \hat{a}_{-n} \\ &= C_{-6} x_6 + C_{-5} x_5 + C_{-4} x_4 + C_{-3} x_3 + C_{-2} x_2 + C_{-1} x_1 \\ &\quad + C_0 x_0 + D_1 \hat{a}_{-1} + D_2 \hat{a}_{-2} + D_3 \hat{a}_{-3} + D_4 \hat{a}_{-4} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Et si l'on combine les deux équations ensemble on obtient :

$$\begin{aligned}
y_0 &= C_{-6}(h_0a_6 + h_1a_5) + C_{-5}(h_0a_5 + h_1a_4) + C_{-4}(h_0a_4 + h_1a_3) \\
&\quad + C_{-3}(h_0a_3 + h_1a_2) + C_{-2}(h_0a_2 + h_1a_1) + C_{-1}(h_0a_1 + h_1a_0) \\
&\quad + C_0(h_0a_0 + h_1a_{-1}) + D_1\hat{a}_{-1} + D_2\hat{a}_{-2} + D_3\hat{a}_{-3} + D_4\hat{a}_{-4} \\
&= A_6a_6 + A_5a_5 + A_4a_4 + A_3a_3 + A_2a_2 + A_1a_1 + A_0a_0 \\
&\quad + A_{-1}\hat{a}_{-1} + A_{-2}\hat{a}_{-2} + A_{-3}\hat{a}_{-3} + A_{-4}\hat{a}_{-4}
\end{aligned} \tag{4.6}$$

Donc si l'on veut avoir comme décision de y_0 la valeur \hat{a}_0 qui doit être a_0 on peut écrire :

$$\begin{aligned}
y_0 &= A_6a_6 + A_5a_5 + A_4a_4 + A_3a_3 + A_2a_2 + A_1a_1 + A_0a_0 \\
&\quad + D_{-1}a_{-1} + D_{-2}a_{-2} + D_{-3}a_{-3} + D_{-4}\hat{a}_{-4}
\end{aligned} \tag{4.7}$$

Et l'on peut déduire que :

$$\begin{aligned}
A_0 &= C_{-1}h_1 \\
A_1 &= C_{-2}h_1 + C_{-1}h_0 \\
A_2 &= C_{-3}h_1 + C_{-2}h_0 \\
A_3 &= C_{-4}h_1 + C_{-3}h_0 \\
A_4 &= C_{-5}h_1 + C_{-4}h_0 \\
A_5 &= C_{-6}h_1 + C_{-5}h_0 \\
A_6 &= C_{-6}h_0
\end{aligned} \tag{4.8}$$

Le pas d'adaptation est calculé en théorie par la formule (2.26). En pratique, on doit essayer plusieurs valeurs pour trouver une valeur valable puisque ce pas de l'algorithme a une influence sur la stabilité et la vitesse de convergence de l'algorithme.

4.2 L'initialisation des coefficients du DFE

Les simulations ont débuté avec la plus simple des initialisations que l'on trouve dans grand nombre de literature. C'est à dire que le coefficient central est égal à 1 et les autres coefficients sont nuls pour le FFF. Les coefficients du FBF sont tous nuls. On remarque qu'au fur et à mesure que la profondeur du creux du canal augmente, les résultats se détériorent.

Par la suite les coefficients ont été initialisés à chaque fois que la profondeur du creux du canal varie (ici augmente). Ceci est proche du phénomène que l'on observe en pratique. En effet, durant les simulations, plus l'égaliseur s'adapte, plus l'on voit le vecteur des coefficients qui tend vers les valeurs adéquates.

Un bloc a été réalisé permettant de conserver les dernières valeurs des coefficients de la simulation. Celle-ci ont été réintroduites dans la nouvelle simulation via un autre bloc, comme valeurs initiales aux filtres du DFE.

4.3 Principe et conception du système final

D'après [3], dans l'égaliseur DFE, le filtre correspondant au FFF est adapté de façon particulière. En effet puisque pour le dernier coefficient, l'erreur d'adaptation est différente de l'erreur appliquée au reste des coefficients du filtre, le dernier coefficient est adapté tout seul avec une erreur particulière (voir Figure 34). Ceci est équivalent à subdiviser le filtre FFF à n coefficients en deux filtres. Le premier filtre ayant $(n-1)$ coefficients adapté selon l'erreur de l'algorithme LMS, et le second ayant un seul coefficient adapté selon l'erreur de l'algorithme VR-DFE.

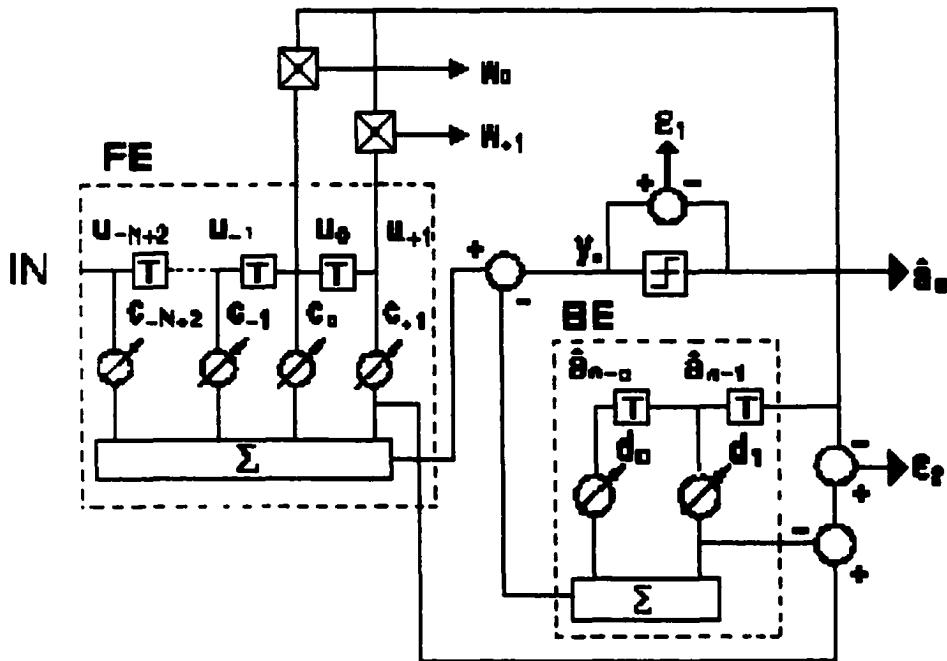


Figure 34 : La structure de l'égaliseur VR-DFE^(*).

Un filtre à un seul coefficient ne fait qu'amplifier ou affaiblir les symboles. Ainsi un échantillon à l'entrée de ce filtre, est multiplié par la valeur du coefficient en sortie. Donc selon que ce coefficient est supérieur ou inférieur à 1, il sera amplifié ou affaibli. Par conséquent le filtre à un seul coefficient n'a pas d'effet sur l'interférence entre symboles, le but de l'opération. C'est pourquoi un deuxième filtre, avec plusieurs coefficients (plus d'un coefficient voir la Figure 35) a été utilisé ici. Le nombre de coefficients donnant les meilleurs résultats avait été déterminé par la suite en se basant sur les résultats des simulations. Cela a mené à la structure proposée ici.

^(*) ce schéma est une reproduction du schéma de l'article [3].

Donc pour simplifier le schéma de la structure proposée, l'égaliseur DFE du départ a été modifiée de telle sorte que le filtre FFF soit divisé en deux filtres FFF1 et FFF2 (voir la Figure 35).

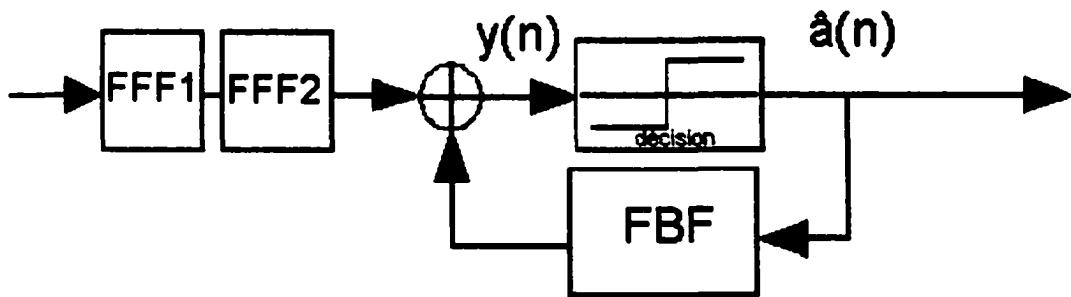


Figure 35 : Diagramme bloc de la structure modifiée de l'égaliseur (DFE)

Ainsi le FFF1 est le premier filtre du FFF, FFF2 (plus d'un coefficient) remplace le deuxième filtre qui ne comportait dans la structure originale qu'un seul coefficient adapté avec une erreur différente.

Deux séries des simulations ont été effectuées en utilisant la structure proposée dans ce travail. Dans la première série, on a fait varier le nombre des coefficients du FFF1 et FFF2. La somme des coefficients du FFF1 et FFF2 reste toujours constante et fixée à 7 coefficients, alors que le nombre des coefficient du FBF qui est égale à 4 ne change pas. Ceci pour un système 16-QAM. Le critère et indicateur de performance qui a été utilisé est le BER. La même erreur d'adaptation a été utilisée pour tous les filtres de l'égaliseur. L'algorithme utilisé pour adapter l'égaliseur est le LMS.

Tableau 1 : Valeurs des coefficients du filtre FFF pour la structure modifiée.

Nombre de coefficient du FFF1	7	6	5	4	3	2	1
Nombre de coefficient du FFF2	0	1	2	3	4	5	6
Nombre de coefficient du FBF	4	4	4	4	4	4	4

Les résultats obtenus sont intéressants et le meilleur BER obtenu pour cette série de simulation correspondait à la structure suivante (FFF1=5 et FFF2=2).

Dans la deuxième série de simulations, la valeur des coefficients FFF2 a été maintenue à 2 tandis que l'on a augmenté le nombre des coefficients du FFF1 de 5 jusqu'à 8. Le meilleur résultat a été obtenu pour (FFF1=7 et FFF2=2) jusqu'à un creux de 0.99 pour le système 16-QAM (BER obtenu égale à zéro). L'inversion des deux filtres n'a pas changé les résultats.

La structure proposée est donc celle de la Figure 36. Une dernière série de simulations a donc été effectuée sur ce système avec cette structure tout en variant la profondeur du creux du canal et en initialisant les valeurs des coefficients de l'égaliseur avec les valeurs de la simulation précédente.

Nous expliquerons au chapitre suivant les choix des longueurs respectives des filtres FFF1 et FFF2 et FBF.

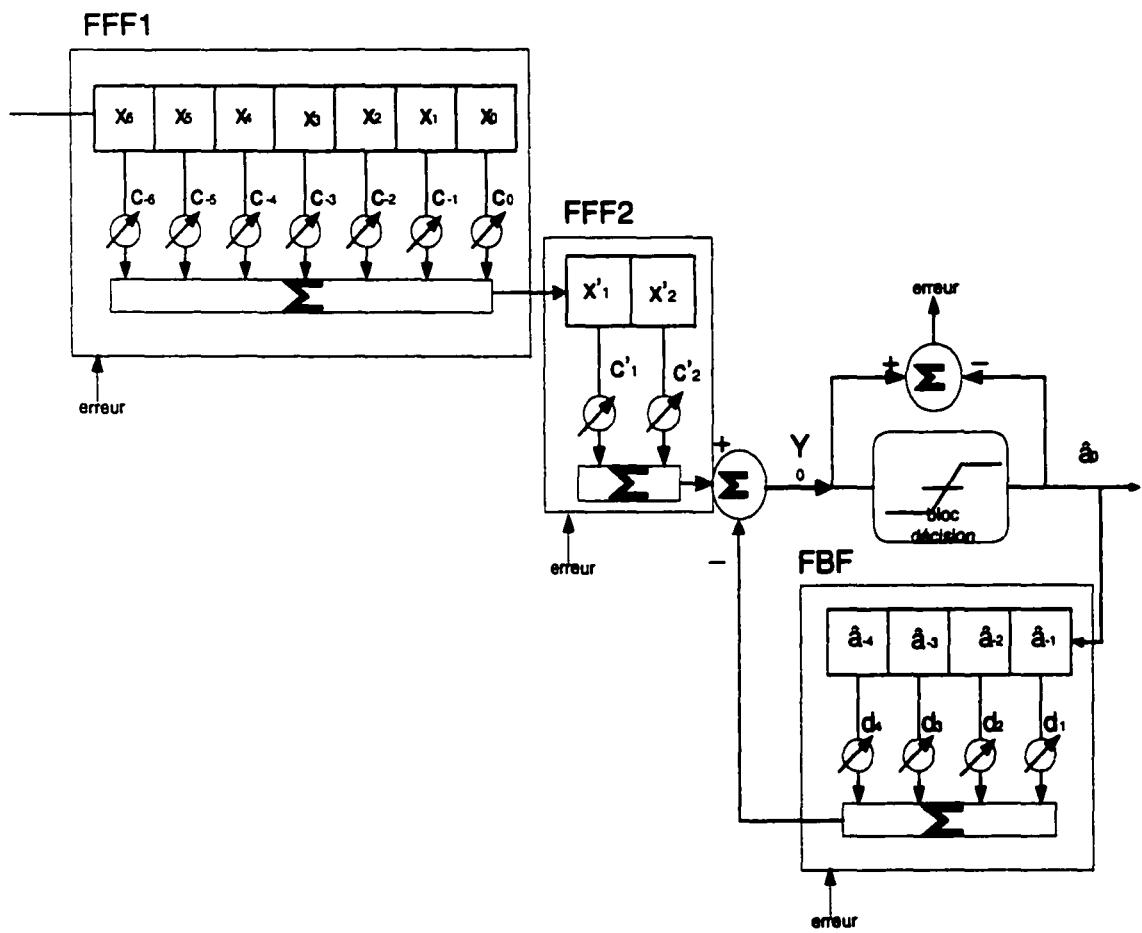


Figure 36 : La structure définitive de l'égaliseur à retour de décision (DFE)

4.4 Description et spécification du système

Le tableau suivant résume les paramètres du système M-QAM utilisé :

Tableau 2 : Paramètres du système M-QAM

Paramètres du système M-QAM	Valeurs
Taux de transmission (Hz)	$1e^7$
Fréquence d'échantillonnage (Hz)	$3e^8$
Nombre d'échantillons par symbole	30
Facteur de mise en forme α	0.3
Nombre de coefficients du filtre de mise en forme	56
Nombre de coefficients du FFF	N
Nombre de coefficients du FBF	D
Le gain de l'égaliseur : le pas d'adaptation	$6 e^{-3}$
L'ordre de la constellation	M
La normalisation de la puissance	Oui ou non
La distance minimum de constellation	0.85
Le rapport signal sur bruit (dB)	40

4.5 Présentation des blocs du système

Pour ce projet le logiciel *SPWTM* (Signal Processing Workstation) a été utilisé. C'est un outil de conception de systèmes relié au domaine de traitement de signal. Plusieurs librairies spécialisées permettent de développer et de simuler des modèles complexes. La Figure 37 montre le schéma bloc général du système modélisé. La Figure 37, la Figure 39 et la montrent les différentes composantes utilisées pour l'ensemble de ce projet avec des descriptions détaillées de tous les blocs de simulation.

L'éditeur de modèles BDE a été utilisé pour générer le modèle de transmission d'un signal M-QAM généré à partir d'un bloc ">Random Sources>M-QAM" suivie d'un bloc ">Comm Fxp>Frequency Domain>Raised Cosine" qui sert de filtre d'émission, suivie d'un bloc ">Channels>Multipath(Rummller)" (voir la Figure 39). Un bloc spécial a été généré pour l'AGC (l'autocontrôle du gain, voir la Figure 40), afin de résoudre le problème de l'atténuation de puissance qui peut affecter un signal multiniveaux. Un autre bloc ">Comm Fxp>Frequency Domain>Raised Cosine" a été placé à la sortie de l'AGC. Il a le rôle du filtre de réception. L'égaliseur suit ces blocs.

On notera que l'on peut aussi trouver aussi un système complet dans ">Comm>Digital Radio" que l'on peut modifier selon les données du projet considéré.

L'instant d'échantillonnage est très important pour une bonne simulation et dépend de plusieurs paramètres (la fréquence d'échantillonnage, la période d'un symbole et les filtres utilisés dans le système). Le choix et le calcul de la valeur de l'instant d'échantillonnage sont aussi très important. Ainsi le système (de la Figure 37) peut être utilisé en remplaçant le bloc ">Random Sources>M-QAM" par le bloc ">Signal Gen/Store>Miscellaneous>Impulse". Le système ainsi construit, donne une bonne approximation de l'instant d'échantillonnage.

Un bloc délai a été utilisé pour synchroniser la séquence afin de pouvoir comparer le signal émis et celui reçu après l'égalisation pour le calcul du BER. Pour cela le délai qui dépend du nombre des coefficients du filtre émission et du filtre réception ainsi que le nombre des coefficients de l'égaliseur, a été estimé. Le même système que celui qui calcule l'instant d'échantillonnage a été utilisé. Ainsi, le délai mis par l'impulsion afin de se reconstituer à la sortie de l'égaliseur est aisément obtenu.

Notons que le mode de fonctionnement des blocs peut être visualisé en utilisant la commande "Help on Context sur le bloc que l'on désire étudier, afin de mieux comprendre le comportement des blocs déjà existant dans les modèles *SPWTM*".

On utilise un bloc ">Signal Gen/Store> Signal Sink >Complex", après chaque bloc du système afin de visualiser le signal de sortie et de le comparer avec le signal prévu.

Les paramètres du système sont utilisés comme des variables globales dans le système. Ceci a pour but de faciliter les simulations qui requièrent beaucoup de temps, et aide au bon choix des paramètres qui contrôlent le modèle, à savoir le pas de l'algorithme, la longueur d'égaliseur (le nombre de coefficient du filtre avant FFF et ceux du filtre arrière FBF), l'instant d'échantillonnage ainsi que l'initialisation des coefficients. L'utilisation d'un paramètre comme variable globale dans le système peut éviter d'avoir à changer dans chacun des blocs où on l'utilise. Ceci facilite la tâche, puisque l'on évite des oubliers dans les blocs où le paramètre figure fréquemment. Le but des simulations effectuées était en général de perfectionner l'égalisation en affinant au fur et à mesure les paramètres.

Contrôle interactif d'une liaison M-QAM radio numérique.

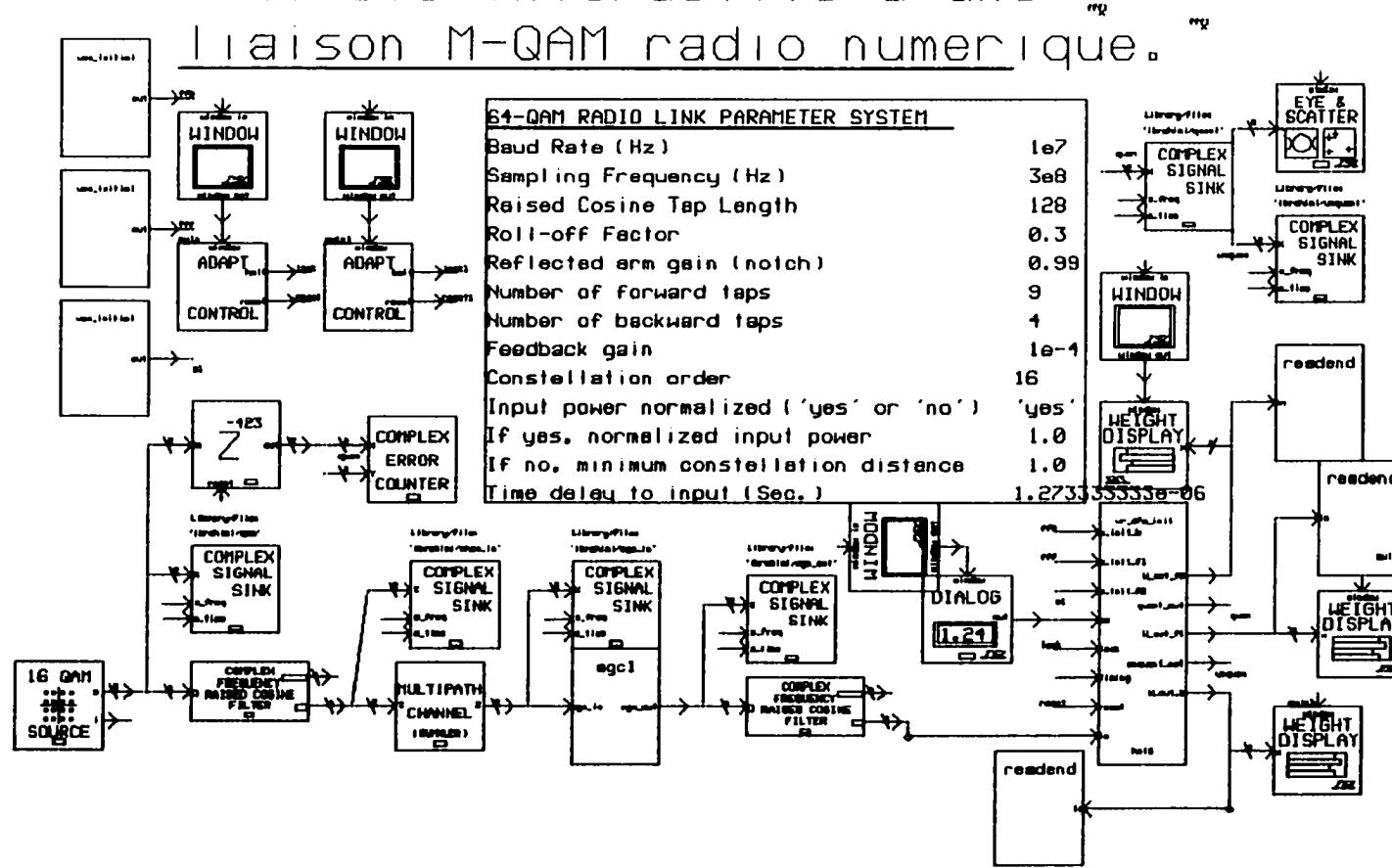


Figure 37 : Schéma du système modélisé par SPW.

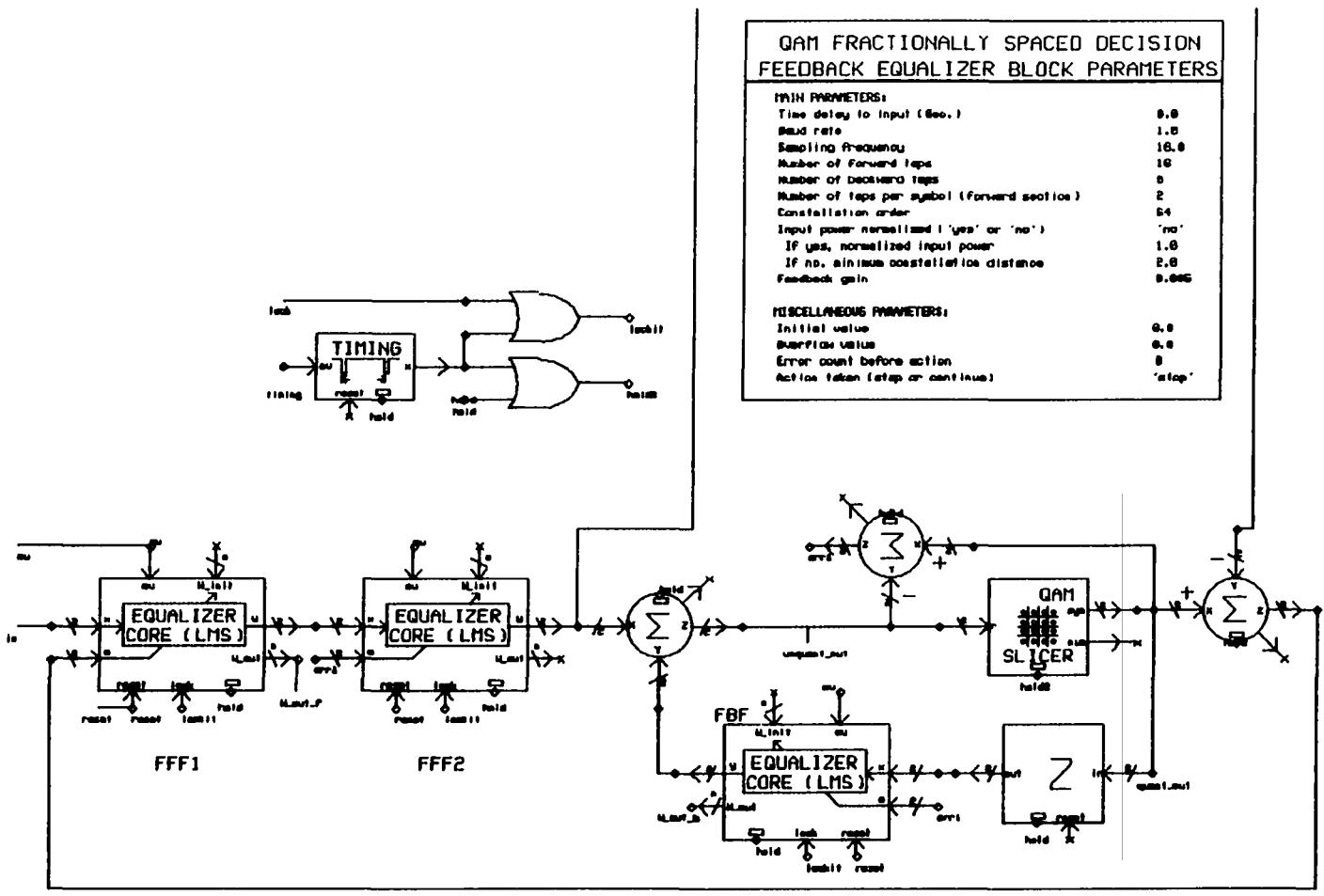


Figure 38 : Schéma du DFE proposé modélisé par SPW.

MULTIPATH CHANNEL BLOCK PARAMETERS	
MAIN PARAMETERS:	
Sampling frequency	308
Reflected arm delay (sec.)	6.26e-9
Reflected arm gain	0.99
Hull frequency (Hz)	0.0
MISCELLANEOUS PARAMETERS:	
Initial value	0.0
Overflow value	0.0
Error count before action	1
Action taken (stop or continue)	'stop'

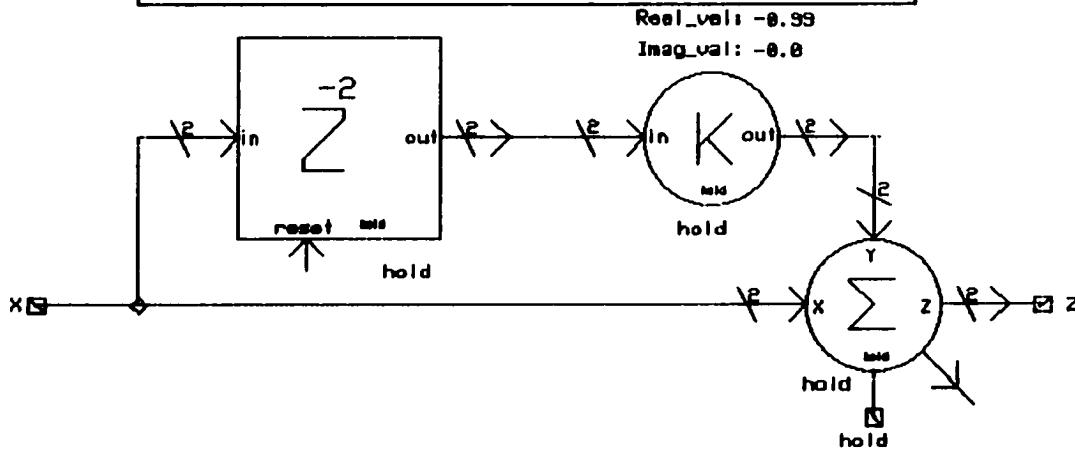


Figure 39 : Schéma du canal de Rummel modélisé par SPW.

Automatic gain control AGC

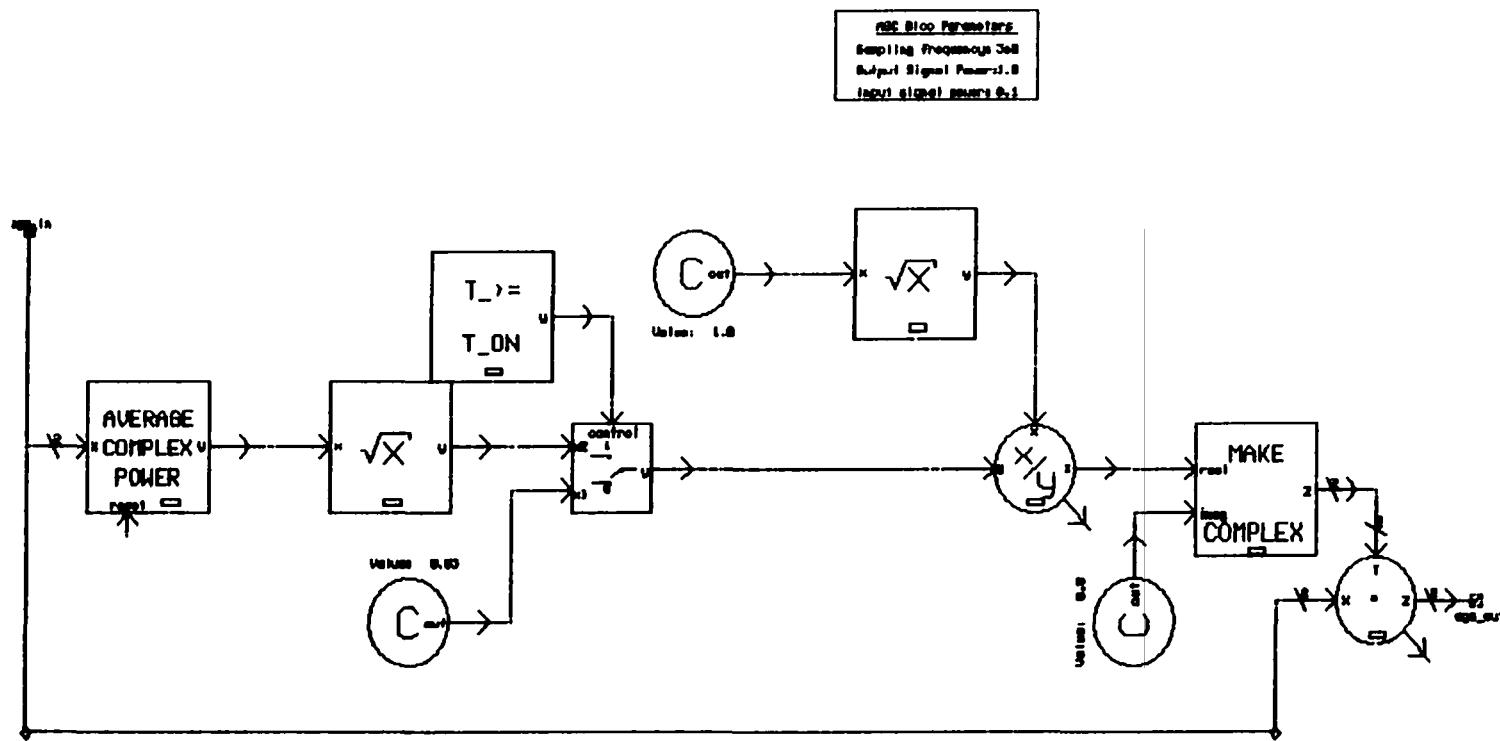


Figure 40 : Schéma du contrôle de gain automatique modélisé par SPW.

CHAPITRE 5

SIMULATIONS ET INTERPRETATION DES RÉSULTATS

5.1 Les étapes de simulation

- Simulation du fonctionnement du système avec les paramètres spécifiés.
- Observation des signaux à la sortie des égaliseurs avant décision (qui sera désigné ici par la suite le signal reçu ou reconstitué).
- Ajustement des paramètres du système afin d'améliorer le signal reçu.
- Vérification de l'effet du filtrage (filtre émission et réception) sur le signal en ajustant les paramètres afin d'obtenir le signal reconstruit aussi fidèlement que possible.
- Observation de l'effet du pas de l'adaptation ainsi que du nombre de coefficients des filtres de l'égaliseur et étude de l'impact des variations sur le système.
- Visualisation de la constellation et le diagramme de l'œil du signal reçu.

- Calcul du BER.
- Modification du modèle afin de créer une nouvelle structure.

5.2 Simulation

Les premières simulations ont été effectuées avec un creux du canal peu profond. Le but de la première étape était d'ajuster les paramètres ainsi que l'instant d'échantillonnage. Ces derniers ont une grande influence sur le comportement du système, et peuvent, s'ils sont mal choisis, détériorer les résultats. En effet le nombre de coefficients des filtres d'émission et de réception, la valeur des coefficients du DFE ainsi que la valeur du creux du canal ont un impact direct sur, d'une part la valeur de l'instant d'échantillonnage, et d'autre part le délai pour le calcul du BER.

Il a donc fallu raffiner les paramètres pour que l'égaliseur DFE arrive à égaliser le système de façon aveugle sans séquence de trainage, et en utilisant l'algorithme LMS pour sa simplicité. Une fois la valeur du pas d'adaptation de l'algorithme LMS déterminée, on est passé à l'étape de modifications et d'essais pour déterminer le nombre adéquat de coefficients du DFE, pour le FFF et le FBF. L'initialisation des coefficients a été effectuée de telle sorte que la valeur du coefficient central soit à 1 et que la valeur des autres coefficients soit nulle pour le FFF. Tous les coefficients du FBF sont nuls au départ.

Les simulations ont donc débutées avec 22 coefficients pour le FFF et 12 coefficients pour le FBF et avec un pas d'adaptation ($\mu \approx 6 \cdot 10^{-3}$). Dans ces conditions l'égaliseur convergeait jusqu'à $\beta=0.9$ de profondeur du creux du canal pour un système 16-QAM, et les résultats démontrent que les dernières valeurs des coefficients de l'égaliseur ont des modules de valeurs négligeables.

D'autres simulations effectuées avec une diminution progressive des coefficients du DFE (en équilibrant entre les FFF et les FBF) jusqu'à avoir 7 coefficients pour le FFF et 4 coefficients pour le FBF, ont été effectuées en initialisant les coefficients du FFF et du FBF. Les résultats obtenus se sont alors nettement améliorées par rapport au cas précédent.

Les schémas de la Figure 41 et la Figure 42 montrent les résultats de la simulation d'un système 64-QAM. Les signaux en sortie de l'égaliseur sont pris avant décision, et la fenêtre du vecteur coefficient montre l'évolution des valeurs des coefficients et l'influence de ces derniers sur l'ouverture du diagramme de l'œil. Notons que la sortie du signal représenté dans chaque cas, correspond dans le temps aux valeurs des coefficients du filtre avant FFF et du filtre arrière FBF de l'égaliseur DFE apparaissant aussi sur les même figures.

Ainsi la Figure 41 montre bien qu'après un certain temps (≈ 130000 échantillons) de simulation, et avec des coefficients initialisés au départ de telle sorte que le coefficient central du FFF soit égal à 1 et les autres à zéro, et avec tous les coefficients du FBF à zéro, le diagramme de l'œil commence à peine à s'ouvrir. Plus les coefficients s'adaptent, plus il s'ouvre (voir Figure 42).

Donc à la fin de la simulation on peut remarquer que les valeurs des derniers coefficients du FFF et du FBF sont négligeables, mais malgré ça, ils sont nécessaires pour équilibrer l'algorithme afin qu'il converge. Sans ce nombre de coefficients, il sera difficile pour le système de converger jusqu'à un creux du canal de 0.9.



Figure 41 : Diagramme de l'œil et constellation du signal avant décision et valeur des coefficients du DFE au début de la simulation.

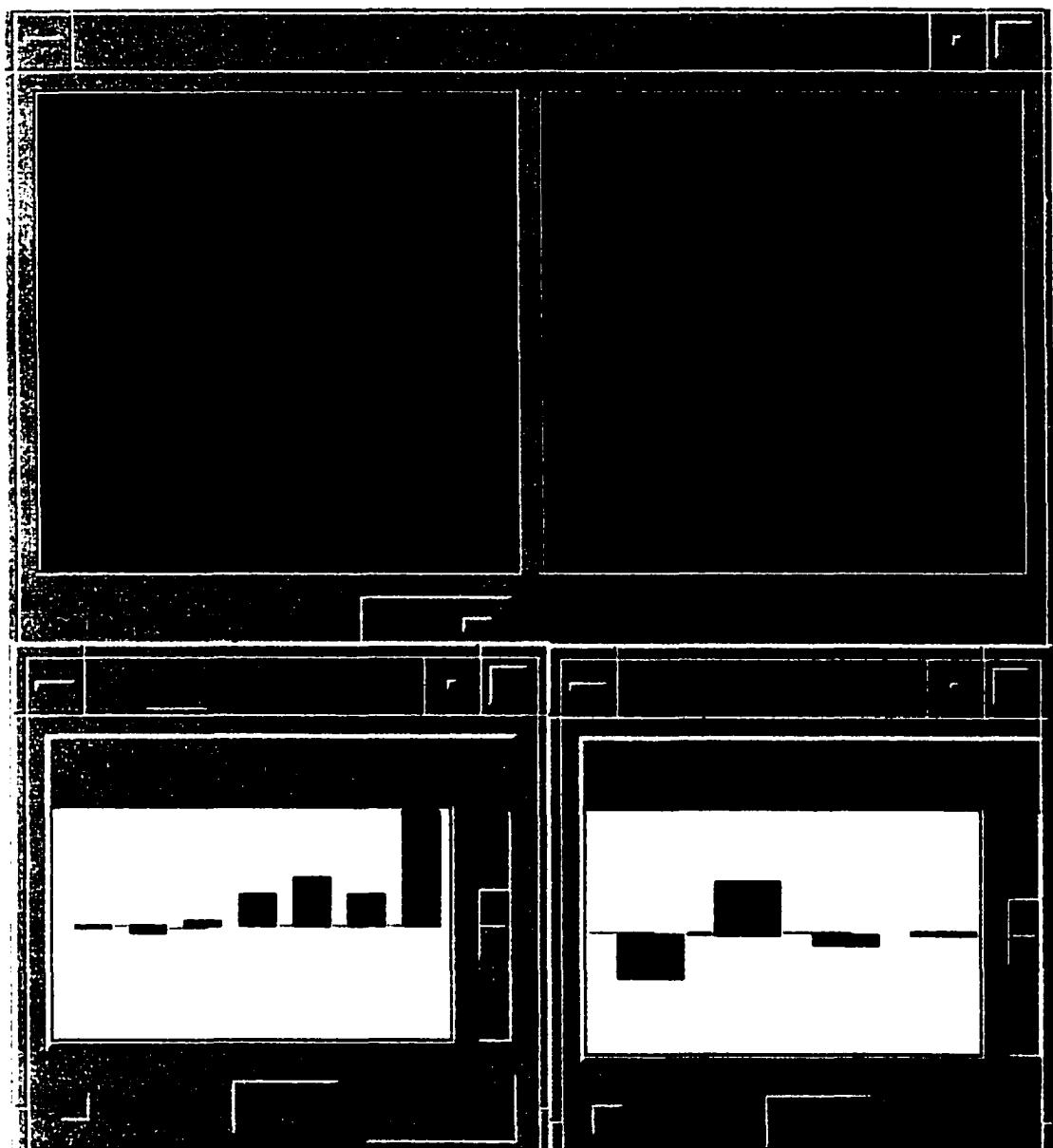


Figure 42 : Diagramme de l'œil et constellation du signal avant décision et valeur des coefficients du DFE après stabilisation de la simulation.

5.3 Simulation du système final

Comme mentionné dans le chapitre précédent, la dernière série de simulation a établie que la structure (FFF1=7, FFF2=2 et FBF=4) est la meilleure (du point de vue du meilleur BER). Des essais ont été effectuées pour toutes les combinaisons possibles avec un FFF1 variant de 5 jusqu'à 8, le FFF2 avec 2 coefficient et le FBF avec 4 coefficients. D'abord pour le système 16-QAM, le BER était nul jusqu'à un creux du canal de 0.99. Et en suite pour le 64-QAM, en maintenant le creux du canal constant à 0.9 les BER ont été comparés.

Par la suite, l'influence du creux du canal sur la convergence de l'égaliseur a été étudié. Ceci a été effectué en variant le creux du canal jusqu'à une valeur du coefficient d'écho de $\beta=0.99$ pour le noch. Les coefficients de la structure proposée du DFE que ce soit FFF1, FFF2 ainsi que ceux de FBF ont été initialisé avec les valeurs de la simulation précédente, à chaque fois que l'on varie β de 0.8 jusqu'à 0.99 avec un pas de 0.1. Pour le système 16-QAM, le BER était nul et pour le 64-QAM le BER s'est nettement amélioré.

5.4 Extrait d'un rapport de simulation pour le système 16-QAM

Les résultats des autres simulations figurent dans les tableaux 3 et 4. Notons que :

fbx : est la partie réelle du coefficient du FBF.

fby : est la partie imaginaire du coefficient du FBF.

ffx : est la partie réelle du coefficient du FFF1.

ffy : est la partie réelle du coefficient du FFF1.

fflx : est la partie réelle du coefficient du FFF2.

ffly : est la partie réelle du coefficient du FFF2.

notch=0.99

==> BER= 0

fbx0 = 0.353284

fby0 = 0.000751886

fbx1 = 0.351138

fby1 = -0.00130786

fbx2 = -0.00886691

fby2 = -0.00289227

fbx3 = 0.0697461

fby3 = 0.00206716

ffx0 = -0.0240113

ffy0 = 0.00111898

ffx1 = 0.631265

ffy1 = -0.00236195

ffx2 = 0.367748

ffy2 = 0.000148991

ffx3 = 0.577253

ffy3 = -0.000647313

ffy4 = 0.00105455

ffx5 = -0.0122187

ffy5 = -0.00480424

ffx6 = 0.209028

ffy6 = 0.00376658

fflx0 = -0.0379472

ffly0 = -0.0013189

$$\text{ff1x1} = 1.45046$$

$$\text{ff1y1} = 0.00130086$$

Donc comme on peut le constater, l'égaliseur initialisé est arrivé à éliminer parfaitement l'interférence entre symboles pour le système 16-QAM jusqu'à un creux du canal de 0.99 avec une probabilité d'erreur de 0.

les courbes de la Figure 43, montrent le comportement des coefficients du FFF1, FFF2 ainsi que la FBF de l'égaliseur de la structure proposée qui a donné un BER=0, en fonction de la profondeur du creux du canal, pour un système 16-QAM.

À premier vue, on peu remarquer que les coefficients du FBF ont tendance à croître avec la profondeur du creux du canal.

Le 2^e coefficient du FFF1 qui est considéré comme le coefficient central avait au début une valeur proche de 1, et plus le creux devient profond plus il se partage la tache avec le 4^e coefficient. On a l'impression qu'il vont se croiser. C'est donc comme ci l'on a plus de coefficient central mais des coefficients qui essayent de se partager la tache.

Pour le FFF2, qui est le centre de l'intérêt, son premier coefficient commence avec une valeur proche de 1 pour finir en fin des simulations avec une valeur proche de 1.5 pour un creux de 0.99, alors que le 2^e coefficient lui a une valeur négligeable, presque nulle.

Tableau 3 : 1^{ère} partie des résultats des simulations du système 16-QAM

Notch	0.84	0.89	0.9	0.91	0.92	0.93
BER	0,000000	0,000000	0,000000	0,000000	0,000000	0,000000
Fbx0	0.0610247	0.0957569	0.0938757	0.101214	0.110712	0.122677
Fby0	0.00158918	0.00141047	0.0015381	0.00158307	0.00160496	0.0016293
fbx1	0.0479452	0.0449849	0.047801	0.0488964	0.0477946	0.0503555
fby1	0.00161937	0.00108813	0.000890867	0.000688813	0.000615559	0.000159343
fbx2	-0.0190225	-0.0214358	-0.0243449	-0.0262108	-0.0252655	-0.0241413
fby2	-0.00120089	-0.0028209	-0.00235355	-0.00256532	-0.00264013	-0.00293386
fbx3	0.0131694	0.011174	0.0119976	0.0128425	0.0127806	0.0134236
fby3	0.000984677	0.000939135	0.0010033	0.00101344	0.000979281	0.00100251
ffx0	0.0854118	0.0347232	0.0351264	0.0323292	0.0281014	0.0132846
ffy0	-5.1857e-05	0.000371038	0.00038774	0.000536004	0.000598404	0.000758349
ffx1	0.880484	0.847579	0.846084	0.840528	0.835878	0.821133
ffy1	-3.73233e-05	0.000124087	4.17996e-05	9.24601e-05	8.89151e-05	1.03638e-05
ffx2	0.0927237	0.158599	0.161601	0.164256	0.164471	0.17975
ffy2	-0.000310754	-0.000358746	-0.000482597	-0.000470089	-0.000510016	-0.000489708
ffx3	0.111385	0.207829	0.209958	0.218127	0.224771	0.254926
ffy3	-0.000852626	-0.0010581	0.00105202	-0.00102002	-0.00103084	-0.000896116
ffx4	-0.0317528	0.0138356	0.0116087	0.018776	0.0281696	0.0483326
ffy4	0.000222654	2.38776e-05	0.00016164	0.000261499	0.000305285	0.000507282
ffx5	-0.0205924	-0.0182752	-0.0192238	-0.0147334	-0.00911141	-0.00187173
ffy5	-0.00455011	-0.00443322	-0.00430284	-0.0042441	-0.00420012	-0.00414541
ffx6	0.049686	0.0451493	0.04836	0.050215	0.0496213	0.0508584
ffy6	0.0399386	0.00423345	0.00415818	0.00407727	0.00406615	0.00383506
ffx7	-0.0966021	-0.105083	-0.105274	-0.107747	-0.110142	-0.112011
ffy7	-0.00024404	-5.21157e-05	-0.000105173	-0.000942352	-0.000918359	-0.000799983
ffx8	1.07564	1.14474	1.14712	1.15201	1.15519	1.17778
ffy8	-0.000238418	-0.000338919	-0.0004147	-0.000358947	-0.000364627	-0.000244528

Tableau 4 : 2^{ème} partie des résultats des simulations du système 16-QAM

notch	0.94	0.96	0.97	0.98	0.99
BER	0,000000	0,000000	0,000000	0,000000	0,000000
fbx0	0.142199	0.200274	0.230275	0.278186	0.353284
fby0	0.00154472	0.00215192	0.00194639	0.00173304	0.000751886
fbx1	0.059295	0.154202	0.201176	0.255709	0.351138
fby1	-0.00016006	-0.000803286	-0.00148586	-0.00168392	-0.00130786
fbx2	-0.0198534	-0.0205948	-0.0194578	-0.0108217	-0.00886691
fby2	-0.00309154	-0.00217446	-0.00223001	-0.00238755	-0.00289227
fbx3	0.0133766	0.0223431	0.0426512	0.0535115	0.0697461
fby3	0.00101373	0.00113527	0.0009074	0.000933511	0.00206716
ffx0	-0.0079549	-0.0222072	-0.0306538	-0.0384317	-0.0240113
ffy0	0.000827984	0.00012949	9.0629e-05	0.000117793	0.00111898
ffx1	0.804144	0.754784	0.717708	0.682382	0.631265
ffy1	-4.15996e-05	0.000953583	0.000509375	0.00046693	-0.00236195
ffx2	0.202358	0.279524	0.310436	0.334795	0.367748
ffy2	-0.000423278	-0.00070907	-0.000936239	-0.000871342	0.000148991
ffx3	0.292768	0.402433	0.456701	0.506158	0.577253
ffy3	-0.000707194	-0.00133559	-0.00117761	-0.00108294	-0.000647313
ffx4	0.0678155	0.0867357	0.0953926	0.108164	0.115655
ffy4	0.000655622	0.00108794	0.00136224	0.00131303	0.00105455
ffx5	0.00579836	0.0043486	0.00115718	0.0023368	-0.0122187
ffy5	-0.00417817	-0.00375628	-0.0037225	-0.00379355	-0.00480424
ffx6	0.054175	0.11669	0.146294	0.174861	0.209028
ffy6	0.00359406	0.00287461	0.00247648	0.00247906	0.00376658
ffx7	-0.109872	-0.0847387	-0.0743703	-0.0612817	-0.0379472
ffy7	-0.000731673	-0.000465354	-0.000825828	-0.000838011	-0.0013189
ffx8	1.20886	1.30472	1.35069	1.39482	1.45046
ffy8	-9.38381e-05	-0.000426315	-0.000432742	-0.000363901	0.00130086

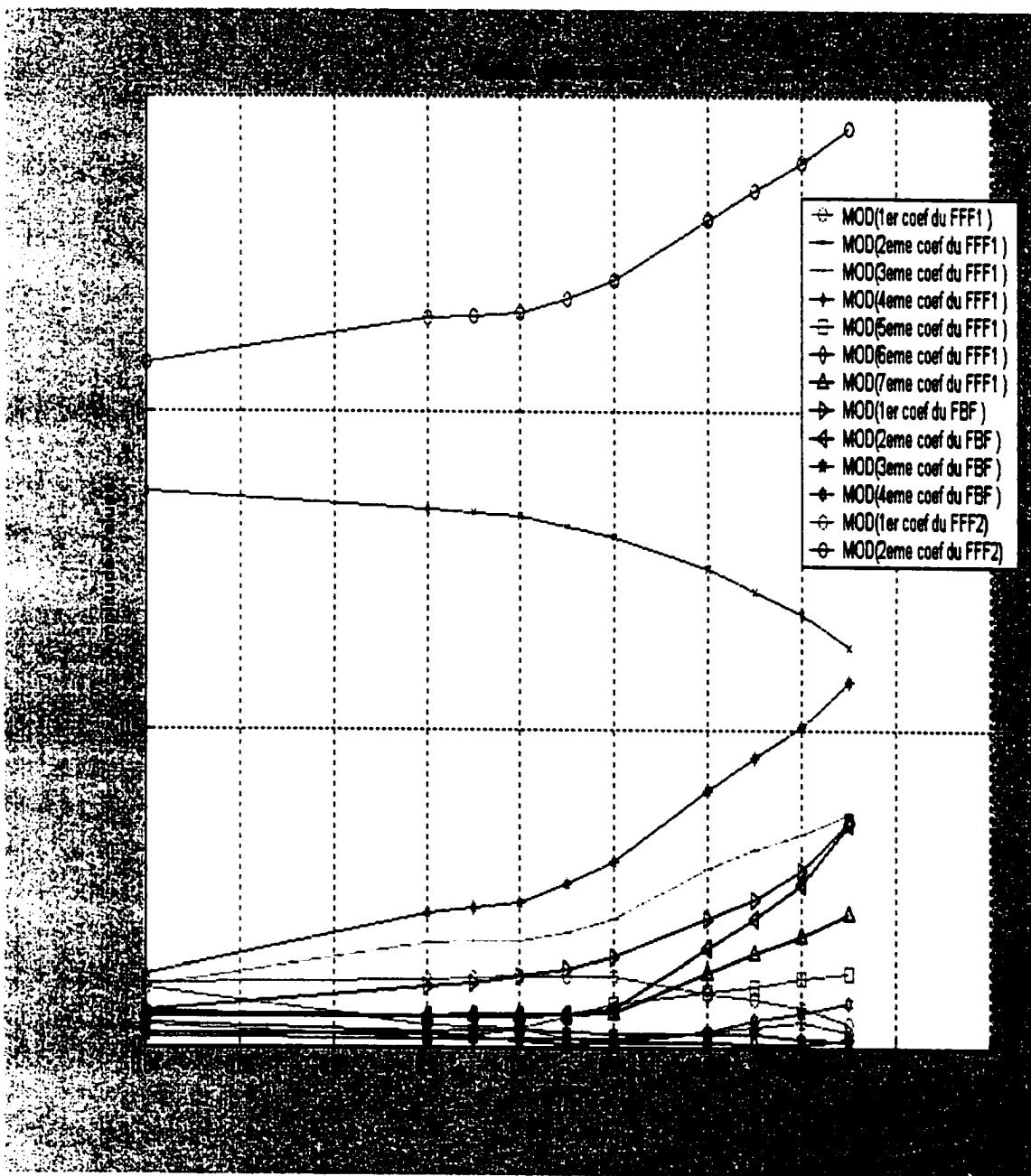


Figure 43 : Courbe des valeurs des coefficients du DFE (vs) Notch

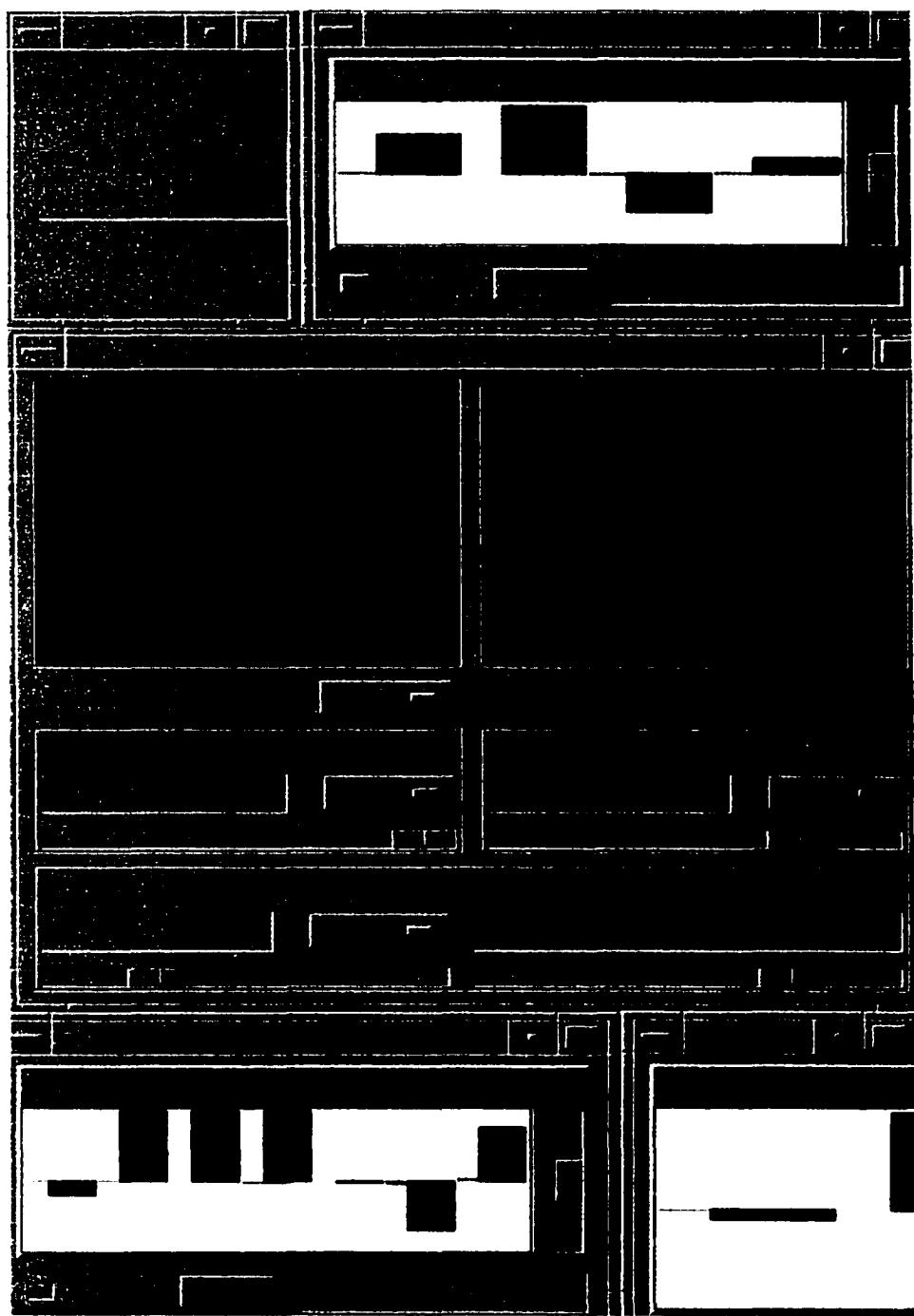


Figure 44 : Diagramme de l'œil et constellation du signal avant décision nouvelle structure avec un creux du canal de 0.99.

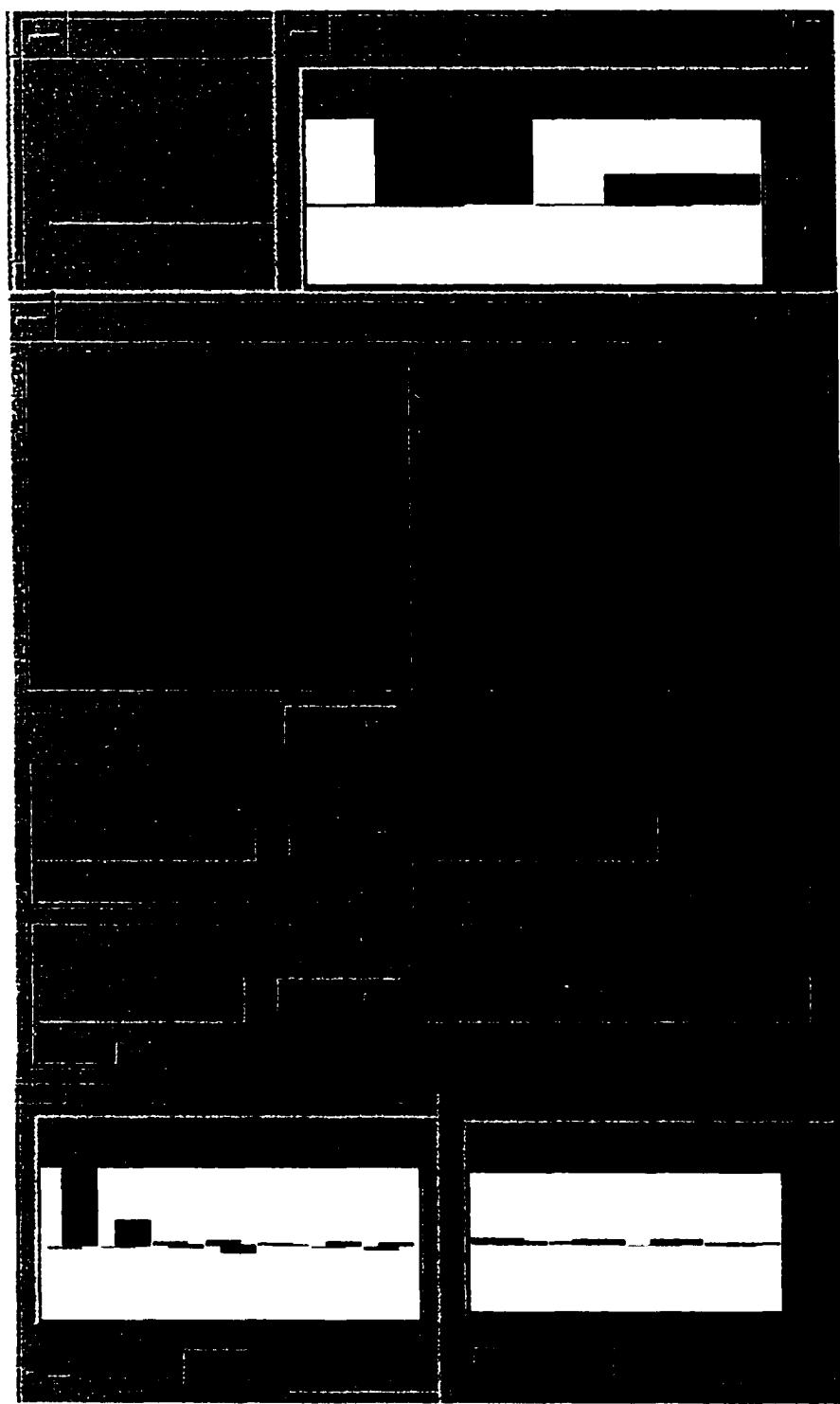


Figure 45 : Diagramme de l'œil et constellation du signal 64-QAM.

5.5 Interprétation des résultats

Pour la structure proposée ici, les simulations ont démontré qu'il est possible de diminuer et dans certains cas d'éliminer l'interférence entre symbole pour un système M-QAM (jusqu'à un creux du canal très profond). Ceci est difficilement obtenu avec la structure classique. Dans ce travail, les simulations ont été toujours effectuées avec les même conditions, et le même choix de paramètres du système. Seule la structure de l'égaliseur a été modifiée. Les résultats donnés par la structure proposée ont été comparés avec ceux que donne la structure classique.

Avant d'expliquer les résultats obtenus, il reste à souligner l'importance de partager les simulations en deux parties. Ainsi la première étape des simulations a porté sur le choix des paramètres du système numérique avec une égalisation aveugle DFE. On s'est assuré qu'il fonctionne bien avec les paramètres choisis en se basant sur les résultats des simulations obtenues. Les même valeurs des paramètres ainsi obtenus ont été utilisées pour comparer les performances entre la structure classique et celle de la structure proposée.

Pour la structure proposée, le filtre FFF a été subdivisé en deux filtres en cascade, le filtre FFF1 et le filtre FFF2, tout le reste du système est demeuré inchangé.

Les performances des deux systèmes ont été comparées par rapport aux valeurs du BER obtenues dans chaque cas. La structure proposée s'est démarquée par de meilleures résultats par rapport à la structure classique.

Cette nouvelle structure a l'avantage de mieux égaliser un signal multiniveaux qui par sa nature est beaucoup plus sensible au phénomène des interférences. Les résultats montrent que les performances obtenues avec ce récepteur pour des milieux de propagation de type à structure multichemin (canal de Rummel avec un creux du canal variable) sont très satisfaisantes. Ainsi avec un creux du canal allant jusqu'à la valeur la plus mauvaise (0.99 voir les tableau des résultats et les courbes de la Figure 43) avec initialisation adéquate des coefficients, la reconstitution du signal se fait sans erreur (BER=0 pour le système 16-QAM) alors que la structure classique dans les mêmes conditions et avec les mêmes paramètres choisie ne converge pas.

Comme on peut le constater par les courbes des coefficients de l'égaliseur de la structure proposée (voir Figure 43), on peut dire que le FFF1 effectue la plus grande tache d'égalisation du signal, tandis que le FFF2 raffine les résultats obtenus. En effet, on peut constater que le 1^{er} coefficient a toujours une valeur un peu supérieure à l'unité pour amplifier la valeur de l'échantillon courant. Le deuxième a une valeur très petite, ceci élimine l'effet de l'échantillon adjacent puisque la valeur de ce dernier est multipliée par la valeur du 2^{ème} coefficient. Ainsi on amplifie la valeur courante du symbole tout en éliminant le reste de l'IES. ainsi l'on effectue en même temps deux fonctions fortement désirables en télécommunication. Ceci améliore évidemment le résultat.

En plus, les courbes montrent bien que pour un creux peu profond la valeur du premier coefficient du FFF2 est peu différente de 1, et plus le creux est profond, plus le signal doit être amplifié et l'IES doit être éliminé.

CONCLUSION

La première étape du projet a consisté principalement à estimer les paramètres généraux qui contrôlent le modèle, à savoir :

- L'instant d'échantillonnage,
- Le pas de l'algorithme,
- La longueur d'égaliseur (le nombre de coefficient du filtre directe FFF et ceux du filtre récursif FBF)
- L'initialisation des coefficients.
- Le délai entre l'entrée et la sortie du système, pour une bonne estimation de la probabilité d'erreur.

Une combinaison appropriée de tous ces paramètres s'avère nécessaire pour réussir à bien égaliser le canal.

La deuxième étape du projet consistait à obtenir pour la structure modifiée le meilleur compromis entre le nombre des coefficients FFF1 et FFF 2 ainsi que le nombre des coefficients du FBF. Il s'avère que les meilleurs résultats correspondaient à un FFF2=2, avec FFF1=7 et FBF=4. Pour un 16-QAM les BER s'annule jusqu'à un creux de 0.99 et pour le 64-QAM le BER s'améliore considérablement.

L'étude menée à partir du signal prélevé à la sortie du récepteur, permet de déduire que la structure proposée donne un bon compromis entre les performances et complexité. À la différence des techniques traditionnelles, il permet d'égaliser un creux profond du canal, chose très souhaitable pour les transmissions dans un milieu fortement dispersif.

RECOMMANDATIONS

Les simulations ont fait usage d'un seul algorithme d'adaptation qui est le LMS. Parmi les recommandations et suggestions pour les prochains travaux en vue d'une amélioration des performances, il serait souhaitable d'étudier l'application d'autres algorithmes à cette nouvelle structure, et d'essayer d'utiliser des algorithmes d'adaptation différents pour chacun des filtres de l'égaliseur. Ceci dans le but de déterminer leurs influences respectives sur les performances et de choisir la meilleure combinaison possible.

Il serait aussi possible d'étudier plus en détail l'effet du rallongement de la longueur du filtre FFF1 utilisé et ses effets sur les performances pour le système 64-QAM.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] *Practical blind demodulators for high-order QAM*, Treichler, J.R.; Larimore, M.G, Oct 10, 1998, Volume: 86. Harp, IEEE.
- [2] *Digital Communications*, J.G. PROAKIS , 1989, Mc Graw Hill .
- [3] *A New Decision Feedback Equalization Method For Digital Microwave Radio*, Tsujimoto, Ichiro NEC Corp, Kawasaki, Japan IEEE Global Telecommunications Conference and Exhibition, IEEE Global Telecommunications Conference & Exhibition Part 3 (of 3), Dec 2-5 1990, 1990, San Diego,
- [4] *Adaptive Equalization*, Qureshi Shahid, IEEE, Communications Magazine , v 20, n 2, 1982,
- [5] *Adaptive soft-constraint satisfaction (SCS) algorithms for fractionally-spaced blind equalizers*, Baykal, B.; Tanrikulu, O.; Chambers, J.A. Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1997. ICASSP-97., 1997 IEEE International Conference on , Volume: 3 , 1997.
- [6] *Blind equalization and interference cancellation*, Sundar G .Sankaran and A.A (Louis) Beex Systems Group – DSP Research Laboratory The Bradley Department of Electrical and Computer Engineering Virginia Tech, Blacksburg VA 24061 –0111.
- [7] *Traitemen numériqu du signal : théorie et pratique*, Bellanger, Maurice - 5e ed: Masson , c1996

- [8] *Digital transmission systems*, Smith, David Russell - 2nd ed, c1993
- [9] *Principes fondamentaux des télécommunications*, Clerc, Pascal ; Xavier, Pascal c1998.
- [10] *Transmission des signaux numériques*, Hikmet Sari
- [11] *Method Of Self-Recovering Equalization For Multilevel Amplitude-Modulation*, Sato, Yoichi IEEE Transactions on Communications , v COM-23, n 6, 1975,
- [12] *Self-Recovering Equalization And Carrier Tracking In Two-Dimensional Data Communication Systems*, Godard, D, IEEE Transactions on communications , v COM-28, n 11, 1980
- [13] *Blind Equalizers*, Bnveniste, Albert, IEEE Transactions on communications , v COM-32, n 8, 1984
- [14] *Tap-Leakage Algorithm: An Algorithm For The Stable Operation Of A Digitally Implemented , Fractionally Spaced Adaptive Equalizer*, Gitlin, Richard D.; Meadors, Howard C. Jr.; Weinstein, Steven B. Bell System Technical Journal , v 61, n 8, 1982, v 61, nOct, 1982,
- [15] *Decision feedback equalization for digital communication over dispersive channels*, M.Austin, Technical Report 461, MIT Research Laboratory of Electronics, August 1967
- [16] *Adaptive equalization and its effect on error models for digitally-modulated signals*, Zarlingo, B. Wireless Communications Conference, 1997., Proceedings , 1997
- [17] *Equalizing Without Altering Or Detecting Data*, Foschini, Gerard J. AT&T Technical

Journal , v 64, n 8, Oct, 1985

- [18] *Communications : introduction*, Glavieux, Alain ; Joindot, Michel. Masson , c1996
- [19] *Blind equalization using the constant modulus criterion: a review*, Johnson, R., Jr.; Schniter, P.; Endres, T.J.; Behm, J.D.; Brown, D.R.; Casas, R.A. Proceedings of the IEEE , Volume: 86 Issue: 10 , Oct. 1998 Page(s): 1927 –1950.
- [20] *On The design and realization of adaptive equalization for mobile communication*, J.J.H.Tijdhof, J.Van Bussel, C.H Slump, M.J.Bentum. IEEE , Volume: 86 Issue: 10 , 1997 Page(s): 381 –384.