

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DE QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE
M.Ing

PAR
MOHAMED AJAKANE

FONCTIONNEMENT CONJOINT DE L'ÉGALISATION AVEUGLE AVEC
LA RÉCUPÉRATION DE L'HORLOGE DANS UNE STRUCTURE DFE.

MONTRÉAL, LE 16 SEPTEMBRE 2003

© droits réservés de Mohamed Ajakane, 2003

CE MEMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ

PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Jean Belzile , directeur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. François Gagnon, président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Christian Gargour, professeur
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

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

LE 17 Juillet 2003

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMBINAISON DE L'ÉGALISATION AVEUGLE AVEC LA SYNCHRONISATION DE L'HORLOGE DANS UNE STRUCTURE DFE

Mohamed Ajakane

SOMMAIRE

Dans le domaine de la radiocommunication numérique, la conception d'un récepteur optimal implique plusieurs éléments dont l'égaliseur et le synchroniseur de l'horloge.

Une bonne égalisation suppose que l'émetteur et le récepteur ont des horloges parfaitement synchronisées. De plus, tous les éléments du récepteur doivent fonctionner conjointement pour un meilleur résultat.

Le travail exposé dans ce mémoire, est consacré à l'étude du fonctionnement conjoint d'un égaliseur aveugle basé sur un algorithme de type CMA modifié, implémenté dans une structure à retour de décisions, et d'un synchroniseur de l'horloge basé sur le critère de maximum de vraisemblance de type " Decision Directed ".

Les résultats obtenus montrent de bonnes performances de notre système, vis-à-vis d'un système similaire utilisant un synchroniseur de l'horloge basé sur le critère de maximum de vraisemblance classique.

JOINT A BLIND EQUALIZER AND CLOCK RECOVERY IN A DFE STRUCTURE

Mohamed Ajakane

ABSTRACT

In numerical radio communication equipment, the optimal design of optimal receivers implies several elements of which equalizer and clock synchronizer form part.

An equalizer eliminates intersymbol interferences induced by the channel for which the Rummmler model is an example. This one induces selective fading in the signal bandwidth.

Normally simple linear structures are able to correct these distortions; unfortunately this is not always true in the real case. The structures based on DFE are effective solutions for this problem. To function well, an equalizer needs a stable and robust algorithm.

Algorithms have functioned for several years in two stages, training and self-adaptive. This procedure, is excessively expensive in term of bandwidth, consequently algorithms need to function blindly. Godard's algorithm is an example and CMA is its particular case of such blind adaptation schemes. A good equalization supposes that transceiver and receiver are perfectly clock- synchronized. Various techniques of clock recovery were proposed in the literature.

All the elements of the receiver must function jointly for a better result. Unfortunately little writing in the literature deal with this subject in spite of its major importance.

The work exposed in this memory is devoted to the study of joint operation of a blind equalizer, driven by a modified CMA algorithm, implemented in a DFE structure, and a clock synchronizer based on maximum likelihood criterion of the Decision- Directed type. The modulation used is QPSK.

Results found in this work are better in terms of performances compaired to a similar system using a clock synchronizer based on the classic criterion of maximum of likelihood.

AVANT-PROPOS

Le présent travail est une contribution aux divers travaux déjà réalisés au laboratoire LACIME dans le cadre d'études et réalisations de récepteurs optimaux dans les systèmes radio numériques, un champ d'intérêt commun pour la recherche en télécommunications contemporaines et pour l'industrie.

L'égalisation aveugle utilisant une structure à retour de décisions s'impose, dans les systèmes de réception modernes comme le moyen le plus simple pour réaliser un récepteur optimal sans trop de contraintes pour la réalisation matérielle.

La synchronisation de l'horloge entre l'émetteur et récepteur, est aussi un élément clé pour réussir ce récepteur optimal. Malheureusement cette contrainte est souvent supposée parfaite et indépendante de l'égalisation.

Ma contribution dans le cadre de ce mémoire est la conception, simulation et extraction des résultats de performances, d'un système récepteur complet qui combine l'égalisation aveugle basée sur un algorithme de type CMA modifié dans une structure à retour de décisions, et un synchroniseur de l'horloge utilisant le critère de maximum de vraisemblance de type (Decision-Directed).

Cette étude pourrait être un bon départ pour les études futures, incluant un module de récupération de la porteuse et (ou) un module de décodage.

REMERCIEMENTS

À travers ces quelques lignes je tiens à remercier le professeur Jean Belzile, Ph.D., pour son soutien constant à ce travail, dont l'aboutissement sous la forme présente n'a pu être possible sans ses conseils précieux et son professionnalisme.

Je ne peux passer à travers ces lignes, sans présenter mon grand estime et mon affection à ma femme Naïla, mes filles Rania et Rym, mon fils Rayan, dont la présence à mes côtés constitue un comble harmonieux et une énergie sans équivoque. Je ne peux oublier mes défunts parents, mes frères, mes sœurs et mes amis dont les épaulements et les conseils continus durant toute ma vie, est primordial pour aller toujours de l'avant et accomplir les devoirs qui m'incombent.

Je tiens aussi à remercier, mes collègues au LACIME, avec qui, les échanges et discussions ont, sans le moindre doute, apporté un coup de pinceau à ce travail.

TABLE DES MATIÈRES

| | Page |
|---|------|
| SOMMAIRE | i |
| ABSTRACT | ii |
| AVANT-PROPOS | iii |
| REMERCIEMENTS | iv |
| LISTE DES FIGURES..... | x |
| LISTE DES TABLEAUX..... | xiv |
| LISTE DES ABRÉVIATIONS..... | xv |
| LISTE DES SYMBOLES..... | xvi |
| INTRODUCTION | 1 |
| CHAPITRE 1 GÉNÉRALITÉS..... | 3 |
| 1.1 Chaîne de transmission..... | 3 |
| 1.1.1 Émetteur | 4 |
| 1.1.2 Récepteur | 4 |
| 1.1.3 Canal..... | 4 |
| 1.2 Modélisation mathématique | 5 |
| 1.2.1 Génération des bits et codage..... | 5 |
| 1.2.2 Génération de symboles par modulation numérique | 5 |
| 1.2.3 Effet d'un canal | 9 |
| 1.2.3.1 Bruit gaussien | 9 |
| 1.2.3.2 Canal dispersif..... | 10 |
| 1.2.4 Traitement à la réception..... | 12 |
| 1.2.5 Filtre adapté..... | 14 |
| 1.3 Conclusion du chapitre..... | 19 |
| CHAPITRE 2 ÉGALISATION..... | 20 |
| 2.1 Principe d'égalisation | 20 |
| 2.2 Structure d'un filtre égaliseur..... | 23 |
| 2.2.1 Égaliseur linéaire..... | 23 |

| | | |
|---|---|-----------|
| 2.2.1.1 | Égaliseur linéaire de type LTE | 24 |
| 2.2.1.1.1 | Calcul des coefficients optimaux d'un égaliseur de type LTE..... | 27 |
| 2.2.1.1.2 | Calcul de l'EQM d'un égaliseur de type LTE..... | 28 |
| 2.2.1.2 | Égaliseurs linéaires de type FSE | 28 |
| 2.2.1.2.1 | Calcul des coefficients optimaux d'un égaliseur de type FSE..... | 30 |
| 2.2.2 | Structure non-linéaire | 31 |
| 2.2.2.1 | Calcul d'un égaliseur non linéaire de type DFE..... | 32 |
| 2.2.2.2 | Calcul de l'erreur quadratique moyenne | 35 |
| 2.2.3 | Égaliseurs adaptatifs..... | 35 |
| 2.2.3.1 | Algorithme du gradient stochastique LMS | 37 |
| 2.3 | Égalisation aveugle..... | 40 |
| 2.3.1 | Algorithme de Godard..... | 41 |
| 2.3. | Algorithme CMA | 42 |
| 2.3.3 | Problème de minima locaux | 43 |
| 2.3.3.1 | Algorithme CMA normalisé..... | 43 |
| 2.3.3.2 | Algorithme CMA modifié..... | 44 |
| 2.3.3.3 | Algorithme CMA et égalisation fractionnelle | 47 |
| 2.3.4 | Algorithme LMS | 48 |
| 2.4 | Mesure des performances d'un égaliseur | 48 |
| 2.4.1.1 | Probabilité d'erreur..... | 49 |
| 2.4.1.2 | Erreur quadratique moyenne | 49 |
| 2.4.1.3 | Diagramme de l'œil..... | 49 |
| 2.4.1. | Interférences résiduelles..... | 50 |
| 2.5 | Conclusion du chapitre..... | 50 |
| CHAPITRE 3 SYNCHRONISATION DE L'HORLOGE..... | | 52 |
| 3.1 | Récupération de rythme dans les domaines numériques et analogiques..... | 53 |
| 3.2 | Méthodes et schémas de récupération de rythme | 55 |
| 3.2.1 | Synchronisation avec une horloge de référence | 56 |
| 3.2.2 | Combinaison de l'horloge et les données dans un même signal | 56 |
| 3.2.3 | Auto-synchronisation | 56 |

| | | |
|---------|--|----|
| 3.2.3.1 | Synchroniseurs de type <i>Error tracking</i> | 57 |
| 3.2.3.2 | Synchroniseurs de type <i>Feedforward</i> | 58 |
| 3.2.3.3 | Synchroniseurs sur la raie spectrale | 59 |
| 3.2.4 | Méthode de type DD | 60 |
| 3.2.4.1 | Synchroniseur basé sur le ML-DD | 60 |
| 3.2.4.2 | Synchroniseur de Mueller & Muller..... | 62 |
| 3.2.5 | Méthode de type NDD..... | 65 |
| 3.2.5.1 | Dérivation d'un estimateur de type NDD basé sur le critère de ML.. | 65 |
| 3.2.5.2 | Synchroniseur de type Avance-Retard | 67 |
| 3.2.5.3 | Synchroniseur élévateur au carré..... | 68 |
| 3.3 | Étude détaillée d'un synchroniseur de type <i>Error-tracking</i> | 72 |
| 3.3.1 | Structure générale..... | 72 |
| 3.3.1.1 | Oscillateur à voltage contrôlé..... | 73 |
| 3.3.1.2 | Détecteur de phase TED..... | 74 |
| 3.3.1.3 | Filtre de boucle | 75 |
| 3.3.2 | Modèle équivalent | 75 |
| 3.3.2.1 | Caractéristique du TED | 76 |
| 3.3.2.2 | Bruit de boucle | 76 |
| 3.3.2.3 | Intégrateur de phases | 77 |
| 3.3.3 | Synchroniseur en temps discret..... | 77 |
| 3.3.4 | Boucle à verrouillage de phase..... | 80 |
| 3.3.4.1 | Modèle Linéaire en temps continue | 80 |
| 3.3.4.2 | Modèle linéaire discret d'une PLL | 83 |
| 3.3.4.3 | Implémentation de la DPLL | 85 |
| 3.3.4.4 | Condition de stabilité..... | 87 |
| 3.3.4.5 | Bande de boucle en boucle fermée..... | 88 |
| 3.4 | Performance du synchroniseur de type <i>Error-tracking</i> | 90 |
| 3.4.1 | Valeur efficace et variance de l'erreur | 90 |
| 3.4.2 | Courbe en S du TED..... | 92 |
| 3.4.3 | Évaluation du bruit de boucle..... | 94 |

| | | |
|---|---|-----|
| 3.5 | Conclusion du chapitre | 95 |
| CHAPITRE 4 ÉGALISATION ET RECOUVREMENT DE L'HORLOGE | | 96 |
| 4.1 | Nécessité du fonctionnement conjoint de l'égalisation et la récupération de l'horloge..... | 97 |
| 4.2 | Algorithme d'Ungerboeck..... | 97 |
| 4.3 | Algorithme conjoint de Godard..... | 98 |
| 4.4 | Algorithme conjoint basé sur le critère MMSE..... | 99 |
| 4.5 | Conclusion du chapitre | 101 |
| CHAPITRE 5 ARCHITECTURE PROPOSÉE ET SIMULATION | | 102 |
| 5.1 | Architecture proposée..... | 102 |
| 5.1.1 | Émetteur | 103 |
| 5.1.1.1 | Générateur de symboles en QPSK | 103 |
| 5.1.1.2 | Filtre de mise en forme..... | 104 |
| 5.1.1.3 | Canal de Rummler..... | 104 |
| 5.1.2 | Récepteur..... | 105 |
| 5.1.2.1 | Filtre de réception..... | 106 |
| 5.1.2.2 | Contrôle automatique de gain..... | 106 |
| 5.1.2.3 | Interpolateur et décimateur..... | 107 |
| 5.1.2.4 | Égaliseur à structure de type DFE..... | 107 |
| 5.1.2.5 | Bloc de récupération de l'horloge ou DLL..... | 109 |
| 5.1.2.5.1 | Détecteur d'erreur de phase de l'horloge | 109 |
| 5.1.2.5.2 | Filtre de boucle..... | 110 |
| 5.1.2.5.3 | Horloge contrôlée par voltage..... | 111 |
| 5.1.3 | Fonctionnement du système proposé..... | 116 |
| 5.2 | Simulations..... | 118 |
| 5.2.1 | Paramètres de simulation..... | 118 |
| 5.2.2 | Recueil des constellations et spectres des signaux | 121 |
| 5.2.2.1 | Spectre et constellation à l'entrée du filtre de mise en forme | 121 |
| 5.2.2.2 | Spectres et constellations à l'entrée et à la sortie du canal..... | 122 |
| 5.2.2.3 | Spectres et constellations à l'entrée et à la sortie de l'AGC..... | 123 |
| 5.2.3 | Comportement du système en boucle ouverte..... | 125 |

| | | |
|--------------------------|--|-----|
| 5.2.3.1 | Boucle ouverte sans erreur de fréquence..... | 125 |
| 5.2.3.2 | Boucle ouverte avec erreur de fréquence | 126 |
| 5.2.3.3 | Erreur quadratique moyenne en boucle ouverte..... | 128 |
| 5.2.3.4 | Courbe en S | 129 |
| 5.2.4 | Comportement du système en boucle fermée et performances | 131 |
| 5.2.4.1 | Fonction de transfert de la DLL | 131 |
| 5.2.4.2 | Comportement et performances sans erreur de fréquence | 132 |
| 5.2.4.2.1 | Performances en présence du canal gaussien seul | 132 |
| 5.2.4.2.1.1 | Variance | 132 |
| 5.2.4.2.1.2 | Vitesse de convergence de l'égaliseur..... | 133 |
| 5.2.4.2.2 | Performances en présence du canal de Rummler bruité | 135 |
| 5.2.4.2.2.1 | Variance | 136 |
| 5.2.4.2.2.2 | Vitesse de convergence de l'égaliseur..... | 136 |
| 5.2.4.3 | Performances avec erreur de fréquence..... | 138 |
| 5.2.4.3.1 | Performances en présence du canal gaussien seul | 138 |
| 5.2.4.3.2 | Performances en présence du canal de Rummler bruité | 139 |
| 5.2.5 | Discussion des résultats..... | 141 |
| 5.2.6 | Comparaison des performances du système par rapport à celles d'autres systèmes de référence | 141 |
| 5.3 | Conclusion du chapitre | 144 |
| CONCLUSION GÉNÉRALE..... | | 145 |
| ANNEXE 1 | Schémas du système sur SPW | 147 |
| ANNEXE 2 | Définitions..... | 159 |
| BIBLIOGRAPHIE | | 161 |

LISTE DES FIGURES

| | Page |
|-----------|---|
| Figure 1 | Structure générale d'un système de communication numérique discret..... 3 |
| Figure 2 | Constellation d'un signal modulé en QPSK 6 |
| Figure 3 | Mise en forme d'un signal discret unidimensionnel 7 |
| Figure 4 | Densité de probabilité de la loi normale et densité spectrale de puissance du bruit gaussien..... 9 |
| Figure 5 | Réponse fréquentielle du canal de Rummier 12 |
| Figure 6 | Détails de la chaîne de transmission 14 |
| Figure 7 | Réponse du filtre de Nyquist..... 16 |
| Figure 8 | Schéma équivalent en bande de base d'un système de transmission numérique 18 |
| Figure 9 | Illustration du principe d'égalisation par la réponse fréquentielle..... 22 |
| Figure 10 | Égaliseur linéaire de type LTE..... 25 |
| Figure 11 | Chevauchement dans le spectre à l'entrée d'un égaliseur de type LTE..... 26 |
| Figure 12 | Égaliseur linéaire de type FSE..... 29 |
| Figure 13 | Structure d'un égaliseur de type DFE..... 33 |
| Figure 14 | Cercle de rayon $R_2 = 1$ pour une constellation QPSK..... 42 |
| Figure 15 | Décalage de phase entre l'horloge de l'émetteur et l'horloge du récepteur..... 53 |

| | | |
|-----------|---|----|
| Figure 16 | Récupération de l'horloge pour un récepteur en bande de base..... | 54 |
| Figure 17 | Catégorisation des synchroniseurs de l'horloge..... | 55 |
| Figure 18 | Schéma général d'un synchroniseur de type <i>Error-tracking</i> | 58 |
| Figure 19 | Schéma général d'un synchroniseur de type <i>Feedforward</i> | 59 |
| Figure 20 | Schéma général d'un synchroniseur basé sur la méthode de la raie spectrale..... | 60 |
| Figure 21 | Estimation de l'erreur de phase basée sur ML-DD | 62 |
| Figure 22 | Block Diagramme d'un synchroniseur de type Muller and Mueller..... | 63 |
| Figure 23 | Illustration des opérations du synchroniseur de M&M..... | 64 |
| Figure 24 | Estimation de l'erreur de phase par la méthode ML-NDD | 66 |
| Figure 25 | Synchroniseur de type Avance-Retard..... | 67 |
| Figure 26 | Schéma d'un synchroniseur à élévation au carré | 68 |
| Figure 27 | Illustration des opérations d'un synchroniseur à élévation au carré | 69 |
| Figure 28 | Structure générale d'un synchroniseur de type <i>Error-tracking</i> | 73 |
| Figure 29 | Modèle équivalent en temps continue d'un synchroniseur de type <i>Error-tracking</i> | 76 |
| Figure 30 | Structure générale d'un synchroniseur en temps discret..... | 77 |
| Figure 31 | Modèle équivalent en temps discret d'un synchroniseur de type <i>Error-tracking</i> | 79 |
| Figure 32 | Modèle linéaire équivalent en temps discret d'un synchroniseur de type <i>Error-tracking</i> | 80 |
| Figure 33 | Modèle linéaire d'une PLL en temps continue | 81 |
| Figure 34 | Modèle linéaire discret d'une PLL..... | 83 |
| Figure 35 | Schéma détaillé d'une DPLL du second ordre..... | 86 |

| | | |
|-----------|---|-----|
| Figure 36 | Diagramme de bode de la fonction de transfert en boucle fermée..... | 89 |
| Figure 37 | Variance d'un synchroniseur de type <i>Error-tracking</i> en utilisant les méthodes ML-DD, M&M et NDA | 92 |
| Figure 38 | Configuration pour la simulation de la courbe en S du TED..... | 93 |
| Figure 39 | Courbes en S pour un TED basé sur le ML | 93 |
| Figure 40 | Configuration pour l'évaluation par simulation de la densité spectrale de puissance du bruit de boucle | 94 |
| Figure 41 | Fonctionnement conjoint de l'égaliseur- synchroniseur de l'horloge (Algorithme conjoint basé sur le critère MMSE)..... | 101 |
| Figure 42 | Schéma général en bloc du système proposé | 102 |
| Figure 43 | Canal de Rumlmer du système..... | 105 |
| Figure 44 | Schéma proposé pour l'AGC | 107 |
| Figure 45 | Schémas proposés pour l'évaluation des coefficients des filtres avant et arrière | 108 |
| Figure 46 | Schéma proposé pour le bloc de récupération de l'horloge | 109 |
| Figure 47 | Dérivée discrète complexe implémentée par un filtre RIF complexe à trois coefficients..... | 110 |
| Figure 48 | Signaux de référence à la sortie du VCC | 112 |
| Figure 49 | Caractéristiques du VCO et VCC | 115 |
| Figure 50 | Interaction égalisation- synchronisation du système récepteur proposé | 117 |
| Figure 51 | Signal généré par une source de modulation QPSK en bande de base, spectre et constellation..... | 121 |

| | | |
|-----------|--|-----|
| Figure 52 | Signal en bande de base à la sortie du filtre en cosinus sur-élevé ($\alpha = 0,5$), spectre et constellation | 122 |
| Figure 53 | Signal en bande de base à la sortie du canal ($\beta = 0,99$), spectre et constellation | 123 |
| Figure 54 | Signal en bande de base à l'entrée de l'AGC, spectre et constellation | 124 |
| Figure 55 | Signal en bande de base à la sortie de l'AGC, spectre et constellation | 124 |
| Figure 56 | Constellations avant et après l'égaliseur en boucle ouverte avec un décalage de phase..... | 125 |
| Figure 57 | Glissement des coefficients vers la droite suite à un décalage de fréquence | 127 |
| Figure 58 | EQM en boucle ouverte avec ou sans erreur de fréquence..... | 128 |
| Figure 59 | Courbe en S en boucle ouverte du TED basé sur le ML-DD..... | 130 |
| Figure 60 | Bande de boucle de la DDL du synchroniseur proposé | 131 |
| Figure 61 | Estimé de la phase statique de l'horloge en présence du canal gaussien, variance normalisée de l'erreur d'estimation de la phase, erreur quadratique moyenne du signal à la sortie de l'égaliseur..... | 134 |
| Figure 62 | Constellations du signal à l'entrée et en sortie de l'égaliseur en boucle fermée, avec un décalage de phase, en présence d'un canal gaussien | 135 |
| Figure 63 | Estimé de la phase de l'horloge en présence du canal de Rumlner bruité, variance normalisée de l'erreur d'estimation de la phase, erreur quadratique moyenne du signal à la sortie de l'égaliseur..... | 137 |

| | | |
|-----------|---|-----|
| Figure 64 | Acquisition et poursuite de la phase linéaire en présence du canal gaussien..... | 138 |
| Figure 65 | Constellations du signal à l'entrée et à la sortie de l'égaliseur en boucle fermée, avec un décalage de fréquence et de phase, en présence du canal gaussien..... | 139 |
| Figure 66 | Acquisition et poursuite de la phase linéaire en présence du canal bruité..... | 140 |
| Figure 67 | Constellations du signal à l'entrée et à la sortie de l'égaliseur en boucle fermée, avec erreur de phase linéaire, en présence du canal bruité..... | 140 |
| Figure 68 | Performances du système proposé | 143 |

LISTE DES TABLEAUX

| | Page |
|--------------|---|
| Tableau I | Composantes et paramètres globaux du système proposé 118 |
| Tableau II | Composantes et paramètres de l'égaliseur proposé 119 |
| Tableau III | Composantes du synchroniseur d'horloge proposé 119 |
| Tableau IV | Paramètres déterminants du comportement de la DLL..... 120 |
| Tableau V | Énumération des conditions de simulations..... 120 |
| Tableau VI | Valeurs des coefficients prises à des intervalles non réguliers avec une erreur de fréquence en boucle ouverte 126 |
| Tableau VII | Valeur moyenne du signal en sortie d'un TED basé sur le ML-DD en fonction de la phase statique normalisée (τ/T) 129 |
| Tableau VIII | Variance normalisée en présence du bruit seul et en présence du canal bruité versus E_s / N_0 142 |

LISTE DES ABRÉVIATIONS

| | |
|------|---|
| AAF | Anti Aliasing Filter |
| AGC | Automatic Gain Control |
| AR | Filtres Auto-Régressif |
| ARMA | Filtres Auto-Régressif plus Moyenne Ajustée |
| AWGN | Additif White Gaussian Noise |
| BER | Bit Error Rate |
| BF | Backward Filter |
| BPSK | Binary Phase Shift Keying |
| CMA | Constant Modulus Algorithm |
| CRB | Cramér-Rao bound |
| DC | Direct Courant |
| DD | Decision-Directed |
| EQM | Erreur Quadratique Moyenne |
| FF | Feedforward Filter |
| FIR | Finite Impulse Response |
| FSE | Fractionally Spaced Equalizer |
| IES | Interférences entre symboles |
| IIR | Infinite Impulse Response |
| ISI | InterSymbols interferences |
| LMS | Least Mean Square |
| LTE | Linear Transversal Equalizer |
| MA | Moyenne Ajustée |
| MCMA | Modified Constant Modulus Algorithm |
| MCRB | Modified Cramér-Rao bound |
| ML | Maximum Likelihood |
| MMSE | Minimal Mean Square Error |
| MSE | Mean Square Error |

| | |
|-------|-------------------------------------|
| NDA | Non Data Aided |
| NDD | Non Decision-Directed |
| PAM | Pulse Amplitude Modulation |
| QPSK | Quadrature Phase Shift Keying |
| SER | Symbol Error Rate |
| TEB | Taux d'Erreur Binaire |
| TED | Timing Error Detector |
| TES | Timing Estimator |
| TSE | Transversal Spaced Equalizer |
| VCC | Voltage Controlled Clock |
| VCO | Voltage Controlled Oscillator |
| ZCTED | Zero Crossing Timing Error Detector |
| ZF | Zero Forcing |

LISTE DES SYMBOLES

| | |
|---------------------|---|
| f_s | Fréquence d'échantillonnage du système |
| f_N | Fréquence de Nyquist |
| f_n | Fréquence naturelle |
| $\hat{\varepsilon}$ | Estimée du décalage dans le temps de l'horloge à la réception |
| \hat{a}_k | Symbole détecté à l'instant k |
| α | Facteur de mise en forme |
| β | Facteur de réflexion du canal |
| $r(t)$ | Signal reçu en bande passante |
| $\tilde{r}(t)$ | Enveloppe complexe en bande de base du signal reçu |
| $p(t)$ | Réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme |
| $\tilde{g}(t)$ | Réponse impulsionnelle du système complet |
| $g(t)$ | Réponse impulsionnelle du système sans égaliseur |
| $f(t)$ | Réponse impulsionnelle de l'égaliseur |
| $h(t)$ | Réponse impulsionnelle du canal |
| $\Pi(t)$ | Impulsion de mise en forme |
| $c_{RC}(t)$ | Réponse impulsionnelle du filtre en cosinus sur-élevé |
| $B(z)$ | Transformé en z du filtre de blanchissement |
| $b(t)$ | Signal de bruit gaussien |
| B_L | Bande passante d'un filtre |
| $S_N(f)$ | Densité spectrale de puissance du bruit gaussien |
| $a_{\Re k}$ | Partie réelle du symbole a_k |
| $a_{\Im k}$ | Partie imaginaire du symbole a_k |
| $m(t)$ | Signal émis |
| $s(t)$ | Signal à la sortie du canal |
| z_k | Signal à la sortie de l'égaliseur à l'instant k |
| C_k | Vecteur coefficient de l'égaliseur à l'instant k |

| | |
|---------------|--|
| Y_k | Vecteur d'observation de l'égaliseur à l'instant k |
| ζ | Taux d'amortissement |
| G_p | Gain du détecteur d'erreur de phase |
| G_{vco} | Gain du VCO ou VCC |
| λ | Valeur propre de la matrice de corrélation |
| σ_y^2 | Puissance du signal à la réception |
| T | Durée de symbole |
| ε | Décalage dans le temps de l'horloge à la réception |
| $w(t)$ | Signal de bruit coloré |

INTRODUCTION

Les systèmes de communication actuels tentent d'envoyer des données d'un point A à un point B avec le minimum d'erreurs. Ces erreurs sont les conséquences du bruit dans le système. Quand ce bruit est assez significatif, des techniques de codage à l'émetteur et décodage au niveau du récepteur sont déployées pour diminuer le taux d'erreur sur l'information. Le coût élevé de la bande passante est aussi un obstacle pour transmettre le plus d'information possible. Pour cela des filtrages adéquats et des techniques de modulation ont été développées pour combler ce besoin. Le chapitre 1 de ce mémoire reprend à titre de rappel la majorité des notions qu'on vient de citer.

Le canal réel n'introduit pas seulement du bruit gaussien, mais aussi des distorsions qui amènent des interférences entre les données émises. Pour bien restituer l'information d'origine, il faut d'abord éliminer la distorsion causée par le canal et ce, en faisant usage de filtres appelés égaliseurs. Le chapitre 2, reprend la notion d'égalisation, les différentes structures qui sont adaptées à différentes situations ainsi que les techniques de mesure de leurs performances.

Pour être en mesure de restituer correctement les données d'origine, le récepteur doit être capable de se synchroniser avec l'émetteur en rythme et en phase. En effet dans le domaine discret où parfois le signal évolue au rythme le plus bas qui est celui du taux de symbole, la valeur de la donnée échantillonnée ne présente d'intérêt que si elle est prise dans l'intervalle de temps qui lui correspond. Le chapitre 3, traite de la notion de synchronisation de l'horloge, des différents schémas de synchroniseurs et des moyens de mesurer leurs performances.

Pour une plus grande stabilité d'un récepteur, le filtre égaliseur et la récupération de l'horloge doivent fonctionner de façon solidaire. Le chapitre 4, explique cette nécessité et expose certaines techniques qui permettent un fonctionnement conjoint.

À travers la consultation de la littérature, on a constaté qu'il y a très peu d'auteurs qui se sont intéressés au fonctionnement conjoint d'un égaliseur de type aveugle avec une structure DFE et d'un synchroniseur de l'horloge. D'où ce point de départ qui a donné après plusieurs investigations, simulations et améliorations, ce travail qui s'intitule « Fonctionnement conjoint de l'égalisation aveugle avec la récupération de l'horloge dans une structure DFE ».

Le système développé dans le chapitre 5, est composé essentiellement d'un égaliseur fractionnel, implémenté dans une structure DFE, piloté par un algorithme aveugle de type CMA modifié lui procurant une convergence rapide. Cet égaliseur fonctionne conjointement avec un synchroniseur de l'horloge basé sur le critère de maximum de vraisemblance de type " Decision Directed ".

Les simulations faites au laboratoire, sur le logiciel de simulation SPW ont permis de mesurer les performances du récepteur conçu et de constater la supériorité de ces performances par rapport à des systèmes similaires.

La conclusion, est la synthèse globale du travail effectué, ses apports et des recommandations pour aller plus loin dans cette voie.

CHAPITRE 1

GÉNÉRALITÉS

Dans ce chapitre, nous allons exposer les notions de base d'un système de communication numérique. Une attention particulière sera apportée aux éléments jugés pertinents. De ce fait, le lecteur est renvoyé vers des références un complément d'informations. L'intérêt sera porté à partir de ce chapitre sur les systèmes de communications sans fil.

1.1 Chaîne de transmission

En général, une chaîne de transmission est telle que reproduite par la figure 1. On y retrouve trois composantes globales : L'émetteur, le canal et le récepteur.

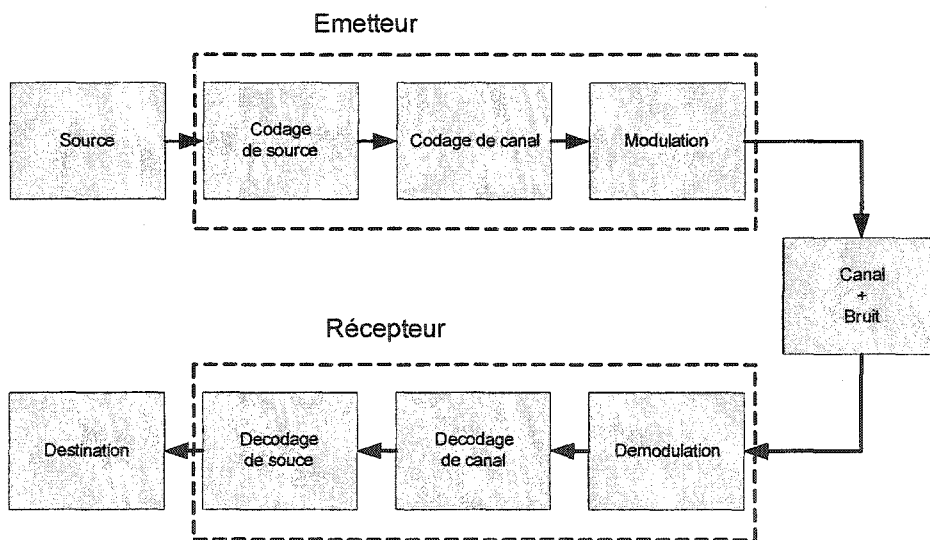


Figure 1 Structure générale d'un système de communication numérique discret

1.1.1 Émetteur

L'émetteur est essentiellement composé des éléments suivants :

- Un codeur de source.
- Un codeur de canal (exemple : utilisant le code convolutionnel).
- Un modulateur numérique permettant d'adapter le signal émis aux propriétés spectrales du canal en transformant les bits en symboles (exemple : modulation à changement de phase MPSK).

1.1.2 Récepteur

Il est essentiellement composé des éléments suivants :

- Un démodulateur qui ramène le spectre du signal de la bande passante vers la bande de base.
- Un module de récupération de la porteuse en fréquence et phase.
- Un échantillonneur synchrone en rythme et phase nécessaire pour récupérer correctement les données (symboles) émises.
- Un égaliseur qui compense les distorsions introduites par le canal.
- Un décodeur pour corriger les erreurs introduites par le canal bruité.

1.1.3 Canal

Comme précisé lors de l'introduction générale, le canal représente ici l'environnement naturel que parcourt le signal émis. À cause des obstacles dans ce parcours, le signal émis subit un phénomène appelé, le phénomène de multitrajets (*multi-paths*) ou évanouissement (*notch*) sélectif en fréquence dans la bande passante du signal. Le canal qui provoque ce phénomène est un canal dit dispersif. Comme exemples on peut citer le canal de Rummier qui sera retenu comme modèle dans ce mémoire et le canal Rayleigh.

1.2 Modélisation mathématique

Dans cette section on traduira en équations le fonctionnement de chaque module de la chaîne de transmission.

1.2.1 Génération des bits et codage

Le signal à la source est une suite de valeurs binaires prises dans l'ensemble $\{0,1\}$. Ce signal est transformé par le codage de source (ici NRZ) en une suite de valeurs comprises dans l'ensemble $\{-1,+1\}$; Ceci a pour but pour limiter la puissance émise à seulement l'information utile du signal.

Le codage de canal permet d'ajouter à une séquence finie n de bits de source, une séquence finie de m bits de codage qui permet au récepteur de corriger les erreurs induites par le canal. Le code convolutionnel est un bon exemple couramment utilisé.

1.2.2 Génération de symboles par modulation numérique

Les bits issus du codage de canal sont modulés par une modulation numérique qui génère des symboles à partir des bits. Ces symboles émis sont une suite de valeurs discrètes $\{a_k\}$ très souvent complexes, tirées d'un ensemble fini de valeurs complexes, prises dans un champ de Galois d'ordre m .

Exemples :

La modulation BPSK (modulation par déplacement de phase à 2 états) pour qui cet ensemble se réduit à des valeurs réelles prises dans l'alphabet $\{-1,+1\}$.

On retrouve aussi la modulation QPSK (modulation par déplacement de phase à 4 états) pour qui cet ensemble est une suite de valeurs complexes puisées dans l'alphabet $\{-1+i,+1+i,-1-i,+1-i\}$.

La représentation du signal composé de différentes valeurs de $\{a_k\}$ dans un système d'axes multidimensionnels, est appelée constellation. Celle-ci comporte autant de zones ou de régions qu'il existe de valeurs prises par le signal. Pour le QPSK on parle de M-aires avec $M=4$.

Dans le domaine temporel, le signal émis est représenté par le diagramme de l'œil. On dit que l'œil est ouvert quand les symboles se superposent parfaitement, dans le cas contraire on parle d'interférence entre symboles (IES). La figure 2 illustre la constellation d'un signal modulé en QPSK.

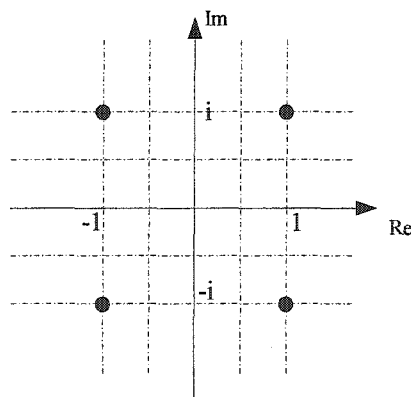


Figure 2 Constellation d'un signal modulé en QPSK

Le signal émis peut être écrit sous la forme :

$$a(t) = \sum_k a_k \delta(t - kT) \quad (1-1)$$

où a_k est la valeur prise par le symbole de durée T et δ est la fonction de Dirac.

Le signal $a(t)$ est donc un signal discret qui ne prend de sens physique que lorsqu'il est convolué avec une fonction de type porte. Une telle fonction est représentée par l'impulsion de mise en forme $\Pi(t)$. Si $\Pi(t)$ convoluée avec le signal $a(t)$ le résultat est un signal continu dans le temps noté $d(t)$ dont l'expression est donnée par :

$$d(t) = \sum_k a_k \Pi(t - kT) \quad (1-2)$$

où $\Pi(t)$ est une fonction porte, définie sur l'intervalle $[0, T[$ par :

$$\Pi(x) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq x < T \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1-3)$$

La figure 3 donne un aperçu de cette opération de convolution.

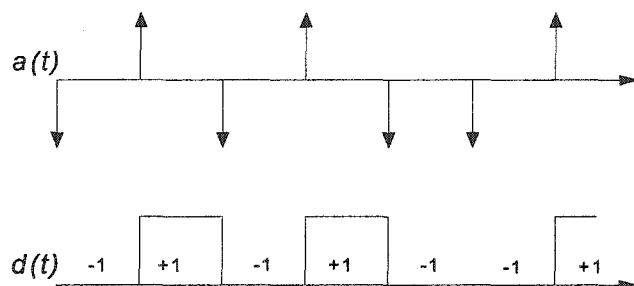


Figure 3 Mise en forme d'un signal discret unidimensionnel

En modulation numérique de phase, quand le signal en bande de base $d(t)$ est modulé par une porteuse de fréquence angulaire ω_0 et phase φ_0 , le résultat est un signal en bande passante noté $m(t)$, qui s'écrit sous la forme :

$$m(t) = \operatorname{Re}\{d(t)e^{j\omega_0 t + \varphi_0}\} \quad (1-4)$$

Si $d(t)$ est réel, on dit que la modulation est unidimensionnelle (comme le BPSK), dans le cas contraire elle est dite bidimensionnelle (comme le QPSK).

Si le symbole a_k est subdivisé en partie réelle $a_{\Re k}$ et imaginaire $a_{\Im k}$, l'équation (1-4) peut être re-écrite sous la forme :

$$m(t) = \sum_k a_{\Re k}(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \sum_k a_{\Im k}(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (1-5)$$

Notons que $a_{\Re k}$ et $a_{\Im k}$ prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{-1,1\}$.

L'équation (1-5) pourrait aussi être re-écrite sous la forme :

$$m(t) = \sqrt{(P_t^2 + Q_t^2)} \cos\left[\omega_0 t + \arctan g\left(\frac{Q_t}{P_t}\right)\right] \quad (1-6)$$

avec $d(t) = P_t + iQ_t$

L'équation (1-5) montre que le signal émis résulte de la modulation de deux porteuses en quadrature tandis que (1-6) révèle une modulation d'amplitude et de phase.

1.2.3 Effet d'un canal

Le canal est le médium qui achemine des signaux de l'émission à la réception. Il est modélisé par un filtre qui est variant dans le temps et qui modifie l'amplitude et la phase du signal.

1.2.3.1 Bruit gaussien

Le bruit gaussien (*AWGN*) est un bruit d'origine thermique généré par les composants électroniques du récepteur, il a les caractéristiques suivantes :

- Il est indépendant, car d'origine thermique.
- Il est blanc, car il n'est fonction ni du temps, ni de fréquence ni d'amplitude.
- Il est additif.

La densité spectrale de puissance du bruit gaussien est uniforme sur toute la bande passante et est égale à $N_0/2$ comme le montre la figure 4. Sa densité de probabilité est une distribution normale de moyenne nulle et de variance égale à $N_0 \cdot B_L$, où B_L est la bande passante.

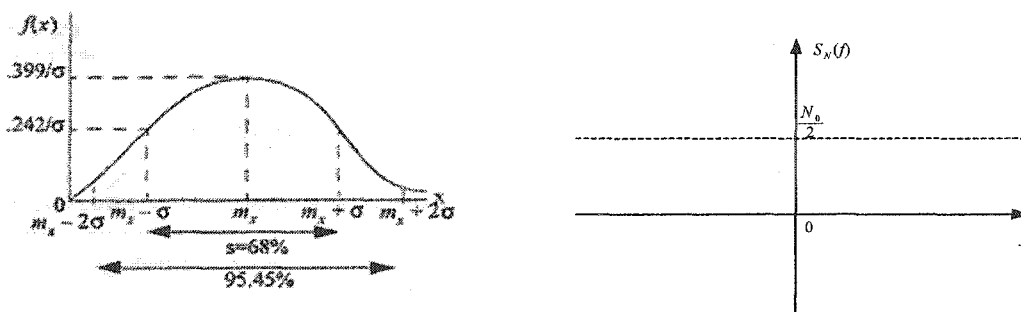


Figure 4 Densité de probabilité de la loi normale $N(m_x, \sigma)$ (à gauche), densité spectrale de puissance du bruit gaussien (à droite)

1.2.3.2 Canal dispersif

Lorsque le phénomène de dispersion existe dans le canal, plusieurs copies du signal émis arrivent au récepteur avec des retards et amplitudes différents. Ce signal noté $s(t)$ peut s'écrire en supposant le cas où il n'y a pas de bruit :

$$s(t) = \sum_n \beta_n(t) m(t - \tau_n(t)) \quad (1-11)$$

où $\beta_n(t)$ et $\tau_n(t)$ sont respectivement les atténuations et retards pour chaque chemin n .

Quand le canal est discret, il est représenté par une structure de filtre de type RIF à coefficients et délais variables. L'étalement de délai est défini comme la différence entre le plus grand et le plus petit délai. Si la valeur inverse de ce paramètre est de l'ordre de grandeur de la bande passante, alors un évanouissement important peut affecter la bande passante du signal émis (*Frequency Selective Fading*).

Dans le domaine temporel ceci se manifeste par des interférences entre symboles. En général le nombre de chemins retenus en pratique pour les liaisons HF sont de l'ordre de 2 à 8. Rummler a défini un modèle de canal à deux chemins, ce modèle est utilisé dans les liaisons micro-ondes à 6-GHz, il est composé d'un chemin direct et d'un seul chemin retardé et atténué. L'équation proposée par Rummler est :

$$s(t) = m(t) - \beta m(t - \tau) e^{j\omega_0 2\pi} \quad (1-12)$$

où β est le gain en amplitude du chemin réfléchi, τ est le délai de retard de ce chemin et f_0 est la fréquence dans la bande du signal où l'évanouissement a eu lieu.

La figure 5 montre le diagramme de Bode de la fonction de transfert du modèle de canal de Rummler. La réponse impulsionnelle d'un tel canal peut s'écrire [20] :

$$h(t) = \alpha[\delta(t) - \beta\delta(t - \tau)] \quad (1-13)$$

où α représente l'atténuation du signal composite, β le coefficient de Rummler, représente l'atténuation du chemin secondaire et τ représente la différence entre deux délais de propagation.

D'après les résultats expérimentaux de Rummler ce délai est stable autour de 6.25 ns pour une grande variété de situations.

Le gain de réflexion est un paramètre qui influence l'amplitude de l'évanouissement et son emplacement dans la bande passante son expression est :

$$G_{\text{reflexion}} = \beta \cos(2\pi.\tau.f_0) + j\beta \sin(2\pi.\tau.f_0) \quad (1-14)$$

où f_0 représente l'emplacement de l'évanouissement noté A . Ce dernier est lié au coefficient de Rummler par l'équation :

$$A \text{ (dB)} = 20 \log\left(\frac{1}{1-\beta}\right) \quad (1-15)$$

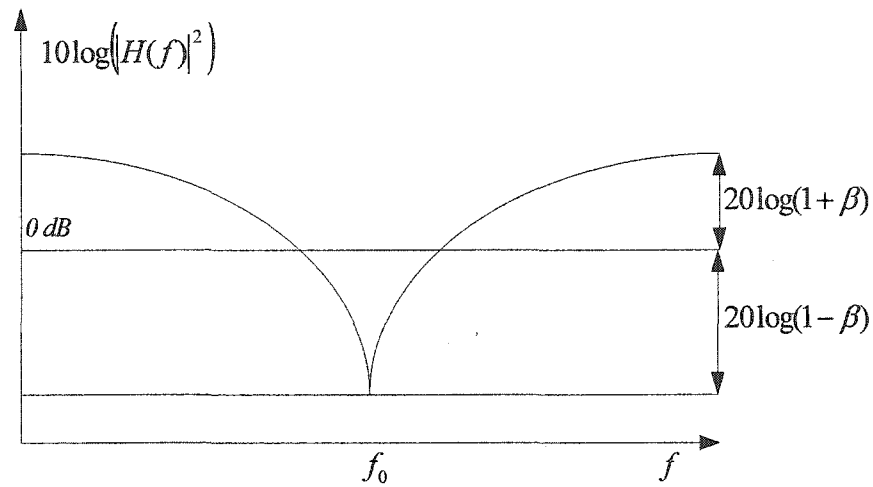


Figure 5 Réponse fréquentielle du canal de Rummier

1.2.4 Traitement à la réception

Le signal reçu au niveau du récepteur noté $r(t)$, s'écrit :

$$r(t) = \text{Re}[\tilde{r}(t)e^{i\omega_0 t}] \quad (1-7)$$

où $\tilde{r}(t)$ est l'enveloppe complexe en bande de base.

Si on note par $b(t)$ le bruit thermique qui est supposé additif, blanc et gaussien alors le signal à la réception peut être ré-écrit :

$$\tilde{r}(t) = m(t) * h(t) + b(t) \quad (1-8)$$

où l'opérateur $*$ désigne le produit de convolution.

La démodulation consiste à multiplier le signal reçu par une porteuse générée localement de fréquence ω_r et de phase φ_r , le signal résultant s'écrit :

$$y(t) = r(t).e^{-i(\omega_r t + \varphi_r)} \quad (1-9)$$

En combinant les équations (1-7) et (1-9) et en éliminant les termes en $2\omega_0$ par un filtre passe-bas, on aboutit à une équation de type :

$$y(t) = \text{Re}\{\tilde{r}(t).e^{-i[(\omega_0 - \omega_r)t + (\varphi_0 - \varphi_r)]}\} \quad (1-10)$$

Donc si le récepteur dispose d'un oscillateur local ayant les mêmes fréquence et phase que la porteuse reçue, c'est à dire $\omega_0 = \omega_r$ et $\varphi_0 = \varphi_r$, alors on récupère le signal de base non déconvolué $\tilde{r}(t)$.

Pour déconvoluer le signal en bande de base $\tilde{r}(t)$ sachant que le canal réel n'est pas idéal, alors il faut utiliser une des techniques d'égalisation appropriée au type de canal. La récupération de l'horloge est essentielle pour que l'égaliseur numérique utilisé estime correctement la réponse du canal, laquelle est aussi essentielle pour la récupération des symboles émis avec un faible taux d'erreur. Les chapitres suivants traitent amplement de l'égalisation et la récupération d'horloge.

Le schéma de la figure 6 illustre les différentes étapes déjà décrites, la partie hachurée englobe:

- Un bloc de traitement analogique qui correspond à un filtre adapté,
- Un bloc de traitement numérique qui correspond à un égaliseur.

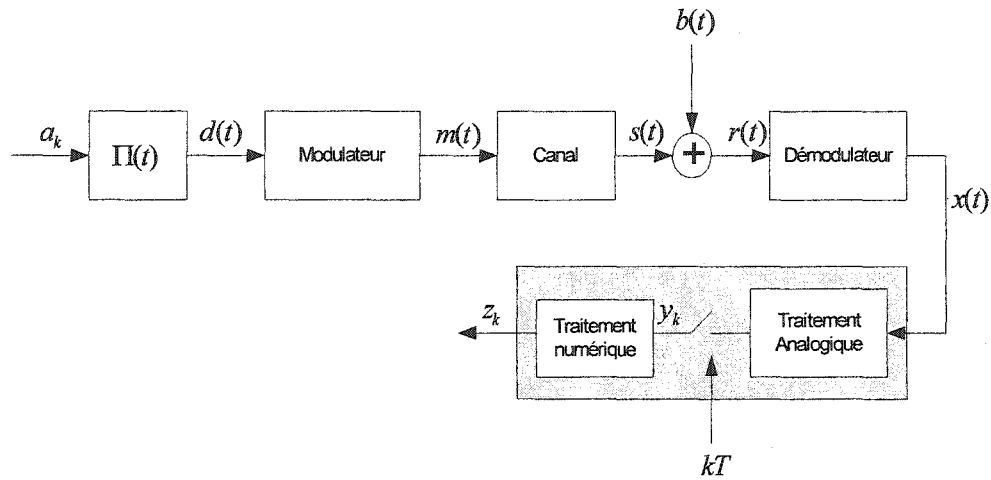


Figure 6 Détails de la chaîne de transmission

1.2.5 Filtre adapté

En pratique, l'utilisation du signal défini par l'équation (1-2) pour moduler la phase ou l'amplitude d'une porteuse, suppose la disponibilité d'une très grande bande passante, due à l'aspect carré de ce signal. Dans le souci de limiter la bande passante et sans ajouter d'additionnelles interférences entre symboles, Nyquist a apporté une solution sous forme d'un filtre de mise en forme appelé filtre en Cosinus surélevé (*Raised Cosine* ou *Root Square Raised Cosine*) dont la réponse fréquentielle est donnée par la formule suivante :

$$C_{RC}(f) = \begin{cases} T & |f| < f_N(1-\alpha) \\ \left\{ \frac{T}{2} + \frac{T}{2} \sin \left(\frac{\pi}{2f_N} \left[\frac{f_N - |f|}{\alpha} \right] \right) \right\} & f_N(1-\alpha) \leq |f| \leq f_N(1+\alpha) \\ 0 & |f| > f_N(1+\alpha) \end{cases} \quad (1-16)$$

où $f_N = 1/2T$ est la fréquence de Nyquist, $1/T$ est le taux de symbole et α est le facteur de mise en forme (*Roll-off factor*).

Le facteur α contrôle l'excès de bande passante. Quand il est nul il n'y a pas d'excès en bande passante et quand il est égal à 0.5 on dit qu'il y a 50% d'excès en bande passante. L'excès est total quand α est égale à 1.

En pratique dans les systèmes de communication sans fil, ce filtre est implémenté dans l'émetteur et le récepteur sous forme de deux filtres de type Racine Cosinus surélevé, dont la réponse conjointe donne une réponse de type Cosinus surélevé normal. Normalement la réponse impulsionnelle du filtre de Nyquist notée $c_{RC}(t)$ est de longueur infinie, mais en pratique cette réponse est tronquée pour se limiter à la durée d'un nombre fini de symboles.

La figure 7 retrace la réponse impulsionnelle en temps et fréquence du filtre de Nyquist pour différentes valeurs de α .

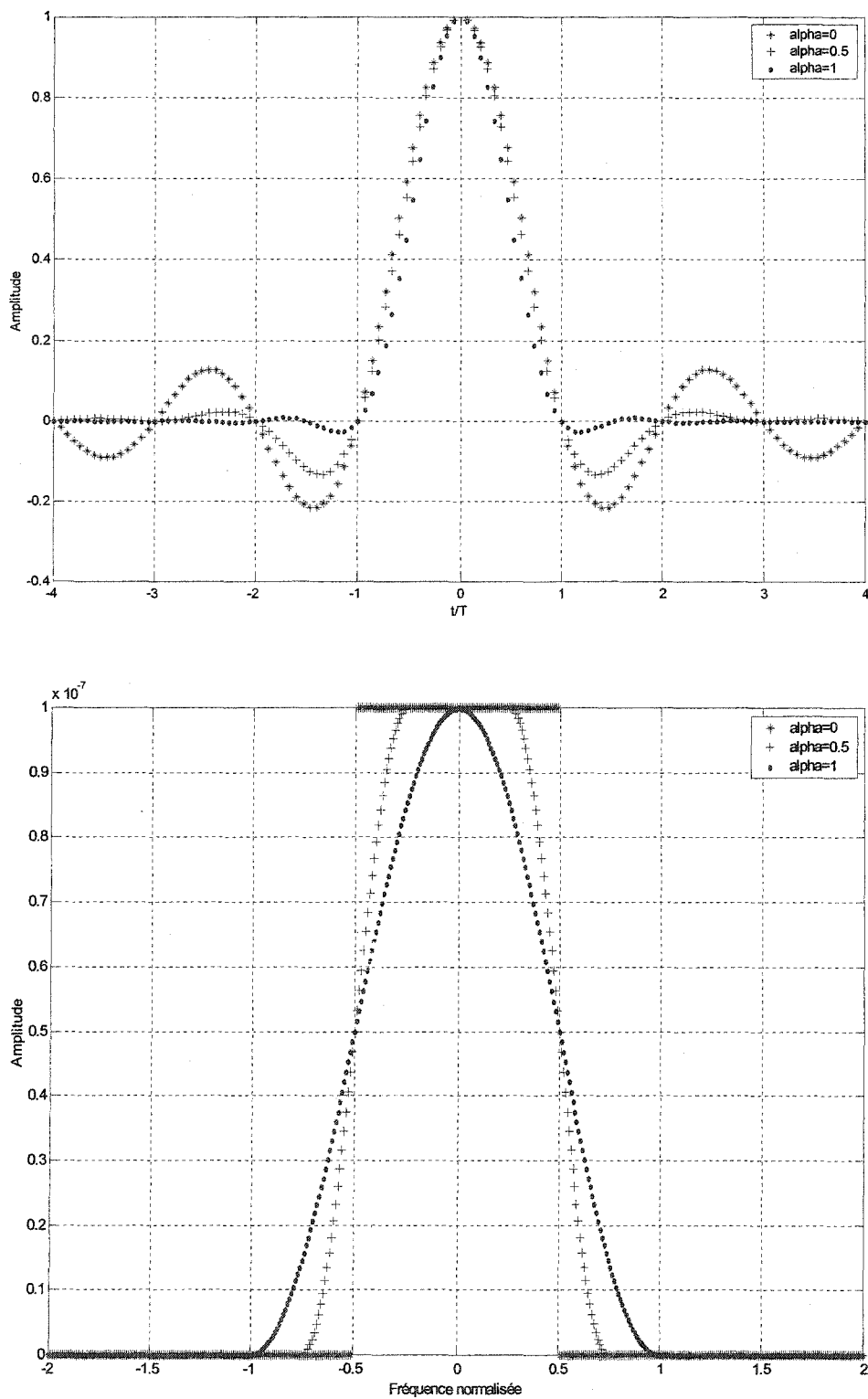


Figure 7 Réponse du filtre de Nyquist
(en haut) temporelle, (en bas) fréquentielle.

Remarque 1

Dorénavant, on remplacera dans le bloc de mise en forme de réponse $\Pi(t)$, par un filtre de mise en forme en Racine Cosinus surélevé dont la réponse impulsionnelle globale notée $c_{RC}(t)$.

Remarque 2

La modulation utilisée dans tout système de communication numérique a deux aspects :

- Modulation de l'amplitude et/ou la phase de la porteuse.
- Translation du spectre de base à bande étroite vers les hautes fréquences autour de la fréquence de la porteuse pour faciliter la propagation dans le canal.

Le deuxième aspect pourrait être représenté par une notation complexe en bande de base sans perdre l'information sur la phase de la porteuse, c'est ce qu'on appelle le modèle en bande base.

Le bloc de traitement continu contient :

- Le filtre adapté à la réponse globale du canal.
- Un module de récupération de la porteuse et un autre pour la récupération du rythme de l'horloge (lors de l'utilisation d'une méthode analogique).

Le bloc de traitement discret contient :

- Un module d'égalisation qui sert à diminuer les interférences entre symboles produites par le canal.
- Un module de récupération de la porteuse et un autre pour la récupération du rythme de l'horloge (lors de l'utilisation d'une méthode numérique).

À partir de ce qui est cité ci-dessus, on extrapole un nouveau schéma équivalent en bande de base, donné par la figure 8.

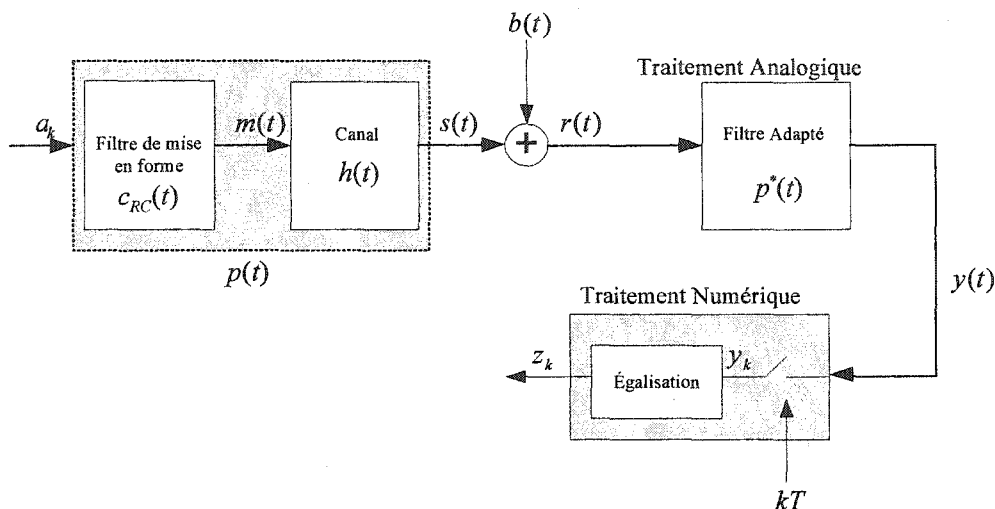


Figure 8 Schéma équivalent en bande de base d'un système de transmission numérique

Comme le montre le schéma équivalent de la figure 8, le filtre d'entrée au récepteur est adapté à la réponse conjointe du canal et du filtre de mise en forme de réponse impulsionnelle $p(t)$.

En pratique, le canal est en général méconnu, dans le cas contraire il n'est presque jamais stationnaire. Par conséquent, si un filtre adapté est utilisé au récepteur, il s'adapte seulement à l'impulsion de mise en forme de l'émetteur.

Si l'on regroupe le canal $h(t)$ et le filtre de mise en forme $c_{RC}(t)$ dans une réponse globale $p(t) = c_{RC}(t) * h(t)$, alors les nouvelles équations qui gèrent le système s'écrivent :

À l'entrée du récepteur :

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} a_n p(t - nT) + b(t) \quad (1-17)$$

À la sortie du filtre adapté :

$$y(t) = \int r(t)p(t-\tau)d\tau \quad (1-18)$$

Si $g(t)$ est la réponse globale de tout le système sans l'égaliseur alors la sortie discrète après échantillonnage au taux de symbole s'écrit :

$$y_k = \sum_n a_n g(kT - nT) + \eta_k \quad (1-18)$$

y_k est la valeur de l'échantillon de rang k et η_k la valeur discrète au temps k du bruit coloré qui passe à travers le filtre adapté. La valeur de ce bruit s'écrit :

$$\eta_k = \int b(t)p(kT-t)dt \quad (1-19)$$

Il faut alors ajouter un filtre de blanchissement de bruit à la sortie du filtre adapté.

1.3 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre nous avons présenté quelques rappels théoriques de base utiles. Une description suffisamment détaillée de toutes les composantes de la chaîne de transmission a été faite. Certaines notions sont reprises en détail dans les chapitres qui suivent.

CHAPITRE 2

ÉGALISATION

Les médiums de transmission introduisent des distorsions au signal émis. Ceci crée les interférences entre symboles, IES, qui empêchent de récupérer correctement les symboles émis à la source. Pour palier à ce problème, une technique de traitement de signal appelé égalisation est nécessaire.

2.1 Principe d'égalisation

Tout système (Émetteur + Récepteur) dont la réponse impulsionnelle n'est pas une impulsion de Dirac ou une impulsion de Nyquist, présente de l'IES dans le signal à sa sortie.

Le rôle d'un égaliseur est de transformer la réponse impulsionnelle de ce système, en une réponse impulsionnelle qui respecte le critère de Nyquist.

Si on dénote par $g(t)$ la réponse impulsionnelle du système avant égalisation, $c(t)$ la réponse impulsionnelle de l'égaliseur alors la réponse impulsionnelle du système après égalisation notée $\tilde{g}(t)$, s'écrit :

$$\tilde{g}(t) = g(t) * c(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(\tau).c(\tau - t)d\tau \quad (2-1)$$

Si l'on passe du domaine continu t au domaine discret k cette équation s'écrit :

$$\tilde{g}_k = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} c_j g_{k-j} \quad (2-2)$$

L'égaliseur élimine l'IES si et seulement si :

$$\tilde{g}_k = \begin{cases} 1 & \text{pour } k = 0 \\ 0 & \text{pour } k \neq 0 \end{cases} \quad (2-3)$$

Ce type d'égaliseur est connu sous l'appellation égaliseur de type ZF (*Zero forcing*), car il force la réponse impulsionnelle à être nulle à tout instant sauf à l'instant zéro. Par instant zéro on sous-entend la position du centre du filtre ou ce qu'on appelle le coefficient central.

Dans le domaine fréquentiel l'équation (2-3) s'écrit :

$$\tilde{G}(f) = G(f) \cdot C(f) = 1 \quad (2-4)$$

ce qui entraîne :

$$C(f) = G^{-1}(f) \quad (2-5)$$

Donc on voit bien comme le montre la figure 9 que le rôle de l'égaliseur est un filtre qui permet de compenser les distorsions en amplitude induites par le canal. En d'autres termes, il amplifie les fréquences très atténuées tout en limitant les fréquences non affectées, de telle façon à ce que le spectre résultant soit plat le long de toute la bande passante.

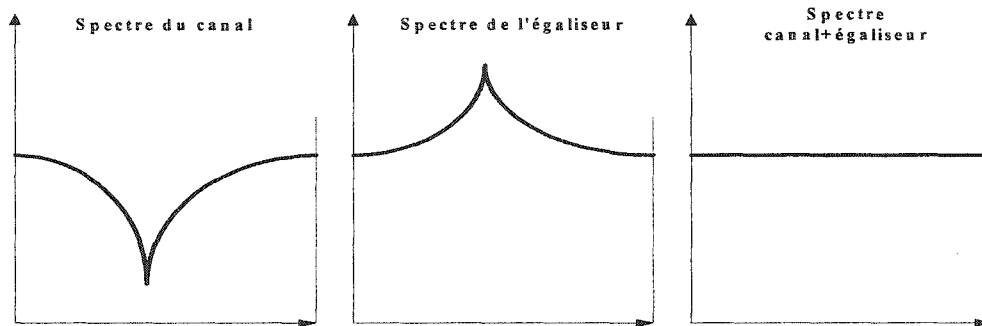


Figure 9 Illustration du principe d'égalisation par la réponse fréquentielle

Deux remarques importantes sont à noter :

- La fonction d'égalisation n'est pas sans inconvénients, l'ajustement de l'amplitude des fréquences fortement évanescentes s'accompagne toujours de d'une amplification de bruit indésirable.
- La réponse impulsionnelle du canal, qui n'est pas toujours connue, peut varier dans le temps; ceci suppose non seulement une bonne connaissance du canal mais aussi la prévision de ses variations.

Partant des contraintes citées ci-dessus, plusieurs recherches ont été entamées et des solutions ont été mises en place pour répondre à la question : comment trouver un filtre optimal égaliseur qui tient compte des caractéristiques du canal et du bruit? .

La technique la plus répandue pour calculer un filtre optimal consiste à minimiser l'erreur quadratique moyenne EQM (MSE). Ce paramètre est formé de deux composantes :

- L'une due à l'IES présent dans le signal à égaliser.
- L'autre due au bruit gaussien présent dans le signal reçu.

Si les caractéristiques du canal ne sont pas connues, une méthode adaptative est utilisée et le critère utilisé est un critère dérivé de l'EQM.

Le critère de EQM présente de nombreux avantages [11] :

- Il requiert des calculs très simples et des structures faciles à mettre en œuvre.
- Il réalise un compromis entre objectifs contradictoires : éliminer l'IES et réduire le bruit.
- Il coïncide avec le critère ZF en l'absence de bruit.

Plusieurs algorithmes existent maintenant, convenant à plusieurs situations dont nous étudions quelque unes dans les sections suivantes.

2.2 Structure d'un filtre égaliseur

Actuellement on dénombre plusieurs structures d'égalisation qu'on peut séparer en deux grandes catégories, égaliseurs linéaires et non linéaires.

2.2.1 Égaliseur linéaire

Dans la catégorie des égaliseurs linéaires on retrouve trois classes : MA (Moyenne ajustée), AR (Auto-Régressif), et ARMA(Combinaison des classes MA et AR).

Un égaliseur de classe MA [11], est un filtre linéaire transversal ou LTE (*Linear Transversal Equalizer*). C'est un filtre non récursif de (RIF) dont les coefficients sont espacés d'une durée de symbole et sont ajustables suivant la réponse du canal.

Une variante très importante du filtre LTE [11], est le filtre à coefficients espacés d'une fraction de durée de symbole ou FSE (*Fractional Spaced Equalizer*) dont les propriétés sont semblables à celles du LTE sinon meilleures [11].

Un égaliseur de la classe AR [11], est un filtre linéaire de type IIR. Ses coefficients sont espacés d'une durée de symbole. Il est souvent appelé soustracteur d'interférences entre symboles.

Un égaliseur de la classe ARMA est filtre combiné de filtres RIF et IIR. Les égaliseurs de cette classe sont très utilisés dans le design des récepteurs en communication sans fil.

2.2.1.1 Égaliseur linéaire de type LTE

La figure 10 illustre ce type d'égaliseur. Si y_k est la valeur discrète complexe du signal à l'entrée de l'égaliseur et c_n est la valeur complexe à l'instant k du coefficient de rang n , alors la valeur complexe de la sortie z_k est donnée par [14] :

$$z_k = \sum_{n=-N}^{M-1} c_n y_{k-n} \quad (2-6)$$

où les coefficients c_{-N} à c_{-1} constituent ce qu'on appelle la partie non-causale et les coefficients c_1 à c_{M-1} constituent la partie causale; Le coefficient c_0 est appelé coefficient central. On remarque que quand $n=0$, la valeur de y_k est mémorisée dans le registre central correspondant au coefficient c_0 .

La partie non causale sert à combattre l'IES venant de symboles futures traversant le canal et la partie causale sert à éliminer l'IES émanant des symboles passés.

L'entrée de l'égaliseur est échantillonnée au taux de symbole, par conséquent cet égaliseur est efficace quand la réponse fréquentielle du canal ne dépasse pas $1/2T$.

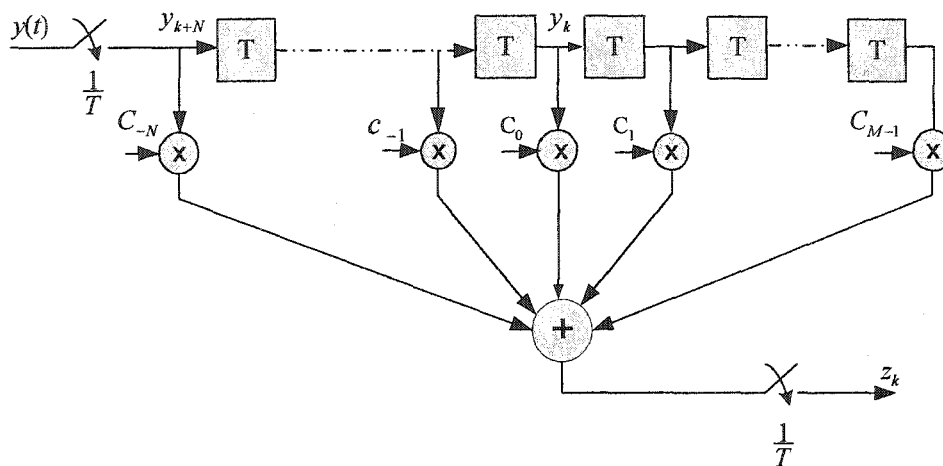


Figure 10 Égaliseur linéaire de type LTE

Quand la réponse du canal est inconnue, l'égaliseur LTE n'est plus suffisant et l'échantillonnage engendre une réponse fréquentielle globale qui présente du chevauchement (*Aliasing*). La figure 11 illustre ce phénomène.

La réponse fréquentielle après échantillonnage à la sortie du canal s'écrit :

$$G_T(f) = \frac{1}{T} \sum_n G\left(f - \frac{n}{T}\right) e^{-i2\pi(f+n/T)\tau} \quad (2-7)$$

où $G_T(f)$ est la réponse fréquentielle de tout le système avant égalisation, τ le biais qui traduit le décalage supposé fixe entre l'horloge de l'émetteur et celle du récepteur.

Si ce délai τ est non nul, la réponse impulsionnelle du système à l'entrée du récepteur devient $g(t - \tau)$. Son effet néfaste qui est un repliement spectral (forte atténuation de l'énergie du signal reçu dans certaines fréquences de la bande) s'ajoute à celui du chevauchement des composantes fréquentielles du spectre entier.

En fait l'égaliseur va essayer de dégager à sa sortie un spectre plat quelles que soient les transitions raides dans la réponse temporelle du système ce qui n'est pas possible. Dans le chapitre 3 où sera traitée la synchronisation, on va étudier l'influence de ce décalage τ sur les performances du récepteur.

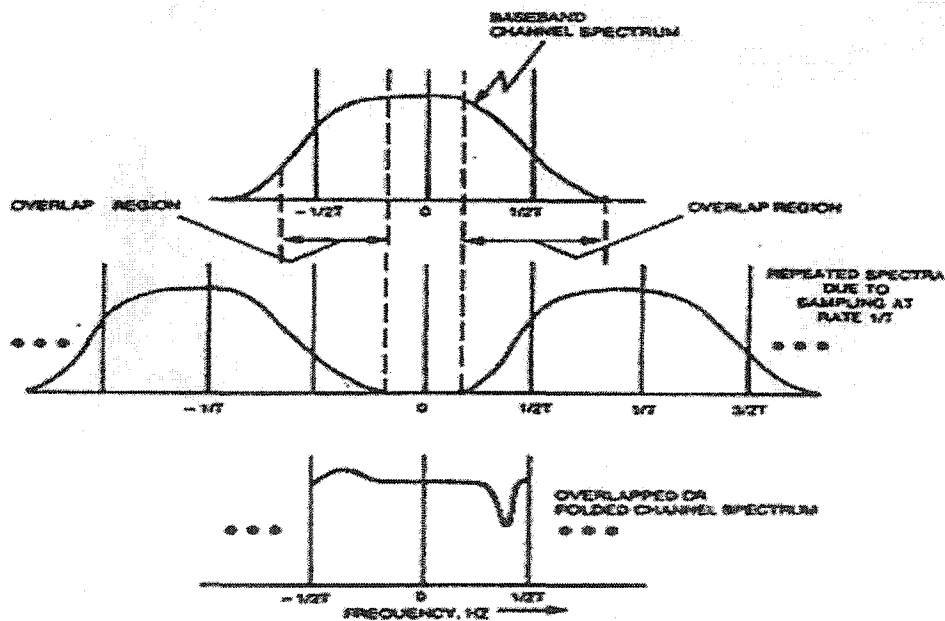


Figure 11 Chevauchement dans le spectre à l'entrée d'un égaliseur de type LTE
(Adapté d'après la référence [2])

2.2.1.1.1 Calcul des coefficients optimaux d'un égaliseur de type LTE

Les coefficients c_k du filtre LTE sont optimisés suivant un critère qui tend à minimiser l'EQM entre les symboles transmis et les symboles à la sortie de l'égaliseur [14].

Dans un premier temps on suppose que la réponse du canal est connue et on calcule la matrice de corrélation A à l'entrée de l'égaliseur linéaire; celle-ci se définit comme suit :

$$A = E[Y_n Y_n^T] \quad (2-8)$$

où la suite $Y_n = (y_{n-N}, \dots, y_n, \dots, y_{n-M+1})$ est le vecteur d'observation à l'instant d'échantillonnage n , formé par les valeurs du registre de longueur $N + M$ du filtre transversal.

Maintenant il s'agit de calculer le vecteur d'intercorrélation entre le vecteur d'observation Y_n de l'égaliseur et la donnée a_n transmise. Le vecteur résultant noté α est donné par :

$$\alpha = E[Y_n a_n] \quad (2-9)$$

Ce vecteur α peut être aussi obtenu à partir du vecteur de la réponse impulsionnelle g si elle est connue :

$$\alpha_i = g_{-i}^* \quad i = -N, \dots, -1, 0, 1, \dots, M - 1 \quad (2-10)$$

Finalement, le vecteur C des coefficients qui donne le minimum de l'EQM est calculé à partir de A et α , à condition que A^{-1} existe :

$$C_{opt} = A^{-1}\alpha \quad (2.11)$$

2.2.1.1.2 Calcul de l'EQM d'un égaliseur de type LTE

L'EQM se définit comme suit :

$$J = E \left\{ \left| a_k - \hat{z}_k \right|^2 \right\} \quad (2.12)$$

Avec a_k est le symbole émis à l'instant k , z_k la sortie de l'égaliseur et $E\{\}$ l'opérateur espérance mathématique.

À partir de l'équation (2-11) on en déduit la valeur de l'erreur quadratique moyenne minimale d'un filtre transversal :

$$J_{min} = 1 - \alpha^{*T} A^{-1} \alpha \quad (2.13)$$

2.2.1.2 Égaliseurs linéaires de type FSE

Dans la section consacrée au filtre de type LTE, on a conclu qu'il est peu efficace quand il égalise un canal dont la bande passante dépasse $1/2T$. Pour palier à ce problème on utilise une variante de ce filtre LTE [14] : le filtre de type FSE (*Fractionally Spaced Equalizer*). Les coefficients du filtre FSE sont espacés d'une fraction de durée symbole T . Cette fraction est exprimée sous la forme KT/M , où K et M sont des entiers premiers à condition que $K < M$. En pratique on choisit $K=1$ et M un petit entier [2] souvent égale à 2. Le signal à l'entrée de l'égaliseur est échantillonné tout les T/M .

Pour chaque M échantillons entrants, leur correspond un échantillon au taux de symbole à la sortie de l'égaliseur.

Les variables K et M sont choisies de telle sorte que le spectre à l'entrée de l'égaliseur soit contenu dans la bande d'échantillonnage, c'est à dire :

$$G_T(f) = \begin{cases} G(f) & |f| \leq \frac{K}{MT} \\ 0 & |f| > \frac{K}{MT} \end{cases} \quad (2-14)$$

Dans ces dernières conditions l'égaliseur peut opérer dans les conditions de Nyquist au lieu des conditions de chevauchement. Ce qui lui permet de compenser les distorsions induites par le canal. La figure 12 illustre un cas où $K = 1$ et $M = 2$.

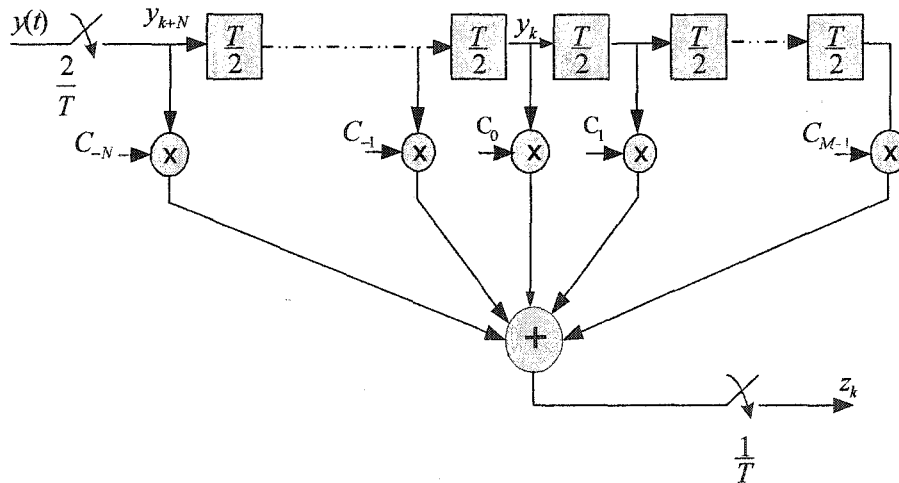


Figure 12 Égaliseur linéaire de type FSE

Deux remarques très importantes se dégagent :

- Vu que l'égaliseur travaille sur un spectre complet issu d'un échantillonnage supérieur ou égal à deux fois le taux de symbole, il devient presque insensible au biais τ . Mais l'EQM y reste toujours dépendante.
- L'égaliseur FSE joue le rôle à la fois d'un filtre adapté et d'un égaliseur, c'est en quelque sorte un filtre de réception optimal, adapté à la fois au filtre de mise en forme à l'émission et au canal.

Compte tenu de ces deux remarques, le filtre adapté au niveau du récepteur peut être complètement omis sans nuire aux performances du système.

2.2.1.2.1 Calcul des coefficients optimaux d'un égaliseur de type FSE

Pour trouver les valeurs des coefficients qui minimisent l'EQM à la sortie de l'égaliseur FSE [14], on procède comme pour le filtre LTE en utilisant l'équation (2-11). Mais comme on n'a pas, cette fois-ci, utilisé de filtre adapté, la matrice A et le vecteur d'intercorrélations α sont déterminés à partir de la valeur échantillonnée à l'entrée du récepteur y_n :

$$\begin{aligned} A &= E[y_n y_n^H] \\ \alpha &= E[y_n a_n] \end{aligned} \quad (2-15)$$

Il a été montré dans la référence [2], qu'un égaliseur à coefficients espacés de $T/2$ durée symbole, avec un support qui correspond à la moitié de celui du filtre TSE normal, a les mêmes performances que celui-ci.

La sortie du filtre type FSE s'écrit :

$$z_k = \sum_{n=-N}^{M-1} c_n y \left(\tau + kT - n \frac{KT}{M} \right) \quad (2-16)$$

où τ est le biais d'échantillonnage.

2.2.2 Structure non-linéaire

Parmi les nombreux égaliseurs non linéaires, le plus simple est celui qui utilise un soustracteur d'IES auquel est ajouté un bloc de décision dans la boucle de retour : soustracteur non linéaire.

Cette structure permet d'éliminer l'IES sur le symbole courant sur lequel aucune décision n'a été faite. Mais un point faible est à noter pour ce type d'égaliseur [11] :

- Il n'est prouvé efficace que pour un canal à phase minimale¹.
- Il amplifie beaucoup le bruit dans le cas d'un canal quelconque.

Une structure formée d'un soustracteur non linéaire et d'un filtre transversal en amont peut palier à ce problème. Cette structure résultante est connue sous le nom DFE (*Decision Feedback Equalizer*), [11]. Elle est la plus répandue quand le canal est méconnu et elle a des performances bien supérieures à celles des structures de type ARMA.

Les autres structures non linéaires sont basées sur l'estimation de la séquence du maximum de vraisemblance (MLSE) qui sont de puissants égaliseurs se basant sur

¹ Voir Annexe 2

l'estimé des données reçues et de la connaissance du canal, mais qui ne sont pas repris dans le cadre de ce mémoire.

2.2.2.1 Calcul d'un égaliseur non linéaire de type DFE

Un égaliseur non linéaire de ce type traite non seulement des symboles courants mais aussi des symboles déjà passés sur lesquels une décision a été rendue.

Un égaliseur de type DFE est implémenté en utilisant deux filtres FIR :

- Le filtre avant implémenté en mode direct (*Feedforward*), c'est un filtre de type LTE ou FSE, qui opère sur les symboles courants et/ou futures.
- Le filtre arrière implémenté en mode retour (*Feedback*), c'est un filtre de type LTE qui opère uniquement sur les symboles passés sur lesquels une décision a été prise.

La sortie de l'égaliseur DFE est la somme des sorties des deux filtres avant et arrière :

$$z_k = \sum_{n=-N_1}^0 c_n x_{k-n} - \sum_{m=1}^{N_3} b_m \hat{z}_{k-m} \quad (2-17)$$

où $\{c_n\}$ et $\{b_m\}$ désignent l'ensemble des coefficients avants et arrières, N_1+1 et N_3 sont respectivement les nombres de coefficients avants et arrières, \hat{z}_k est la valeur décidée sur le symbole z_k à l'instant k .

Notons que le filtre avant est un filtre non-causal² car il participe seulement à l'élimination de l'IES sur le symbole présent causé par les symboles futurs. Par contre le

² Voir Annexe 2

filtre arrière s'occupe à éliminer l'IES sur le symbole présent causé par les symboles passés. Donc la partie causale du filtre avant n'est pas très utile dans une structure DFE.

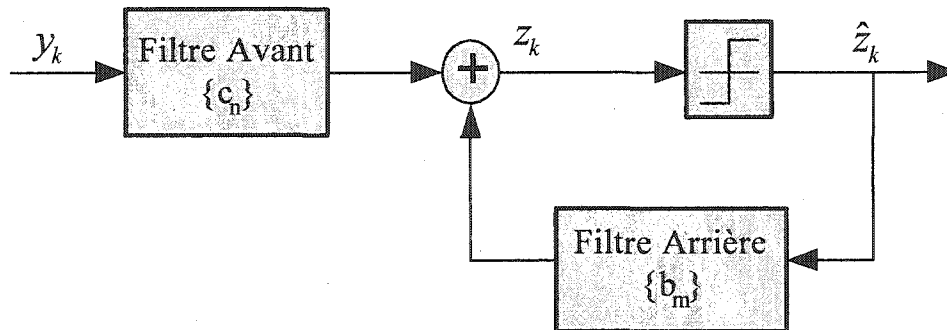


Figure 13 Structure d'un égaliseur de type DFE

La valeur de N_3 peut être choisie sur une estimation empirique du nombre de symboles passés dont l'IES combiné pourrait être nuisible au symbole présent. En pratique ce nombre fini de coefficients arrières est suffisant pour éliminer tout l'IES présent dans le symbole courant. Par analogie, l'utilisation d'un filtre linéaire nécessite un nombre infini de coefficients.

Encore ici, nous pouvons utiliser le critère de EQM minimale pour estimer les valeurs optimales de coefficients du filtre DFE, en utilisant l'équation (2-11) avec certaines réserves[14] :

Les indices i et j de la matrice A se situent dans l'intervalle $[-N_1, 0]$ et les valeurs de ses éléments sont calculées en tenant compte que y_k .

Ce vecteur est donné par :

$$y_k = \sum_{l \leq 0} g_l^* g_{l+k} \quad k = -N_1, \dots, -1, 0, 1, \dots, N_1 \quad (2-18)$$

où g est le vecteur réponse du système à l'entrée de l'égaliseur.

Le vecteur α est évalué par l'expression :

$$\alpha_i = \begin{cases} g_0^* & i = 0 \\ 0 & -N_1 \leq i < N_1 \end{cases} \quad (2-19)$$

Le vecteur des coefficients arrières est calculé à partir du vecteur des coefficients avants à l'aide de la formule suivante :

$$B_{opt} = Q \cdot C_{opt} \quad (2-20)$$

où Q est une matrice $N_3 \times N_1 + 1$ dont les éléments Q_{ij} sont donnés par :

$$Q_{i,j} = g_{i-j} \quad i = 1, 2, \dots, N_3 \quad j = -N_1, \dots, -1, 0 \quad (2-21)$$

2.2.2.2 Calcul de l'erreur quadratique moyenne

Avec la présence du bruit, la valeur de l'erreur quadratique moyenne minimale s'écrit :

$$J_{\min}(DFE) = \exp \left\{ T \int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} \ln \left(\frac{N_0}{N_0 + |Q_{eq}(f)|^2 / S_{pp}(f)} \right) df \right\} \quad (2-22)$$

$$\text{où } G_{eq}(f) = \sum_n G(f - n/T) \text{ et } S_{pp}(f) = \sum_n |P(f - n/T)|^2.$$

Dans ce calcul il a été supposé que la décision sur des symboles se fait sans erreurs et qu'il n'y a pas de propagation d'erreurs à travers le filtre arrière. Ceci qui est en général acceptable à 10^{-2} .

2.2.3 Égaliseurs adaptatifs

Jusqu'à présent on a supposé que la réponse impulsionnelle du canal est connue et stationnaire, ceci n'est pas toujours vrai car le canal réel varie dans le temps. Dans ce cas le récepteur doit s'adapter continuellement aux changements du canal et par conséquent le filtre égaliseur. Le principe utilisé dans une égalisation adaptative consiste à ajuster les coefficients du filtre vers des valeurs optimales suivant un algorithme basé sur les valeurs des données reçues à l'entrée de l'égaliseur et sur la valeur de l'erreur instantanée qui minimise une fonction de coût.

Les algorithmes les plus couramment utilisés sont le gradient stochastique et le gradient de Newton. Ce dernier est connu par sa rapidité de convergence vers la solution optimale.

Toute la question est de choisir un algorithme et une fonction coût; La fonction de coût la plus connue est l'erreur quadratique moyenne EQM et l'algorithme qui lui correspond est l'algorithme LMS. Cette fonction est définie comme suit [11] :

$$J(C) = E\{e_k(C)^2\} \quad (2-23)$$

où $e_k(C)$ est l'erreur à l'instant k dépendant du vecteur C de coefficients du filtre adaptatif. Cette erreur s'écrit :

$$e_k(C) = a_k - z_k(C) \quad (2-24)$$

où $z_k(C)$ est la sortie de l'égaliseur et a_k le symbole transmis à l'instant k .

Mais le symbole a_k émis par le transmetteur doit être aussi connu par le récepteur. Pour cela une séquence de données connues et par le récepteur et par le transmetteur, appelée séquence d'apprentissage (*Training Sequence*) est utilisée pour adapter les coefficients de l'égaliseur à fin d'amener celui-ci à converger vers une solution optimale. Cette approche suppose aussi que l'émetteur et le récepteur sont parfaitement synchronisés.

Quand la séquence d'apprentissage est finie le système bascule vers un autre mode connu sous le nom d'écision directe (*Decision Directed*) [2], qui permet de suivre les petites variations dans le canal.

À partir de ce moment là, les premiers symboles de données peuvent être envoyés par le transmetteur au récepteur et l'équation (2-24) devient :

$$e_k(C) = \hat{a}_k - z_k(C) \quad (2-25)$$

où \hat{a}_k représente la valeur décidée vis à vis du symbole émis a_k , qui en général est correcte avec une probabilité d'erreur de 10^{-2} .

Les algorithmes adaptatifs les plus connus qui utilisent cette forme de fonction de coût sont le LMS et le RLS [11]. Le premier est simple à réaliser mais converge lentement par contre le deuxième est complexe à réaliser mais converge plus vite.

2.2.3.1 Algorithme du gradient stochastique LMS

C'est un algorithme qui se base sur un processus récursif [14]. Les coefficients du filtre s'adaptent de façon à ce que l'erreur quadratique moyenne EQM converge vers une valeur minimale qui est l'EQMM (*MMSE*). Chaque coefficient non minimal apporte sa contribution dans cette erreur. Le principe d'optimisation dit que les coefficients optimaux peuvent être atteints quand le gradient Gr de la fonction de coût J par rapport au vecteur de coefficients C tend vers zéro :

$$Gr_k = \frac{1}{2} \frac{\partial J}{\partial C_k} \quad (2-26)$$

Cette technique s'appelle '*steepest-decent method*' [14]. L'équation de l'algorithme qui la modélise est la suivante :

$$C_{k+1} = C_k - \mu \cdot Gr_k \quad (2-27)$$

où $C_k = (c_{-Nk}, \dots, c_{0k}, \dots, c_{(M-1)k})$ est le vecteur de $N + M$ coefficients, μ est le pas qui permet d'amener le processus à la stabilité et qui en même temps contrôle la vitesse de convergence de l'algorithme.

Le vecteur G peut aussi s'écrire en combinant les équations (2-23), (2-24) et (2-26) :

$$Gr_k = -E[e_k \cdot Y_k^*] \quad (2-28)$$

Y_k est le vecteur d'observation au temps k .

Or ceci suppose que le canal est connu, ce qui n'est pas toujours possible, c'est pour cela qu'un estimé du gradient est utilisé au lieu du calcul du gradient lui-même ce qui amène à écrire $\hat{G}r = -e \cdot Y^*$ et par conséquent l'équation (2-27) devient :

$$C_{k+1} = C_k + \mu \cdot e_k \cdot Y_k^* \quad (2-29)$$

Cette équation est utilisée par l'algorithme LMS, elle présente une boucle de retour. Comme pour chaque système asservi. Le gain qui est le pas de convergence doit respecter des limites pour éviter la divergence. Pour un gradient calculé (au lieu d'estimé) la stabilité de l'algorithme est garantie si le pas μ est choisi dans les limites suivantes [14] :

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (2-30)$$

où λ_{\max} est la plus grande valeur propre de la matrice de corrélation A . Cette valeur est limitée par un maximum, comme le montre l'équation suivante :

$$\lambda_{,\max} < \sum_{k=1}^N \lambda_k = (N + M)\sigma_y^2 \quad (2-31)$$

où $N + M$ est le nombre de coefficients σ_y^2 est la puissance reçue (signal + bruit) à l'entrée de l'égaliseur.

Mais comme on l'a vu précédemment ceci n'est valable que si le gradient est calculé, ce qui n'est pas le cas. Donc on peut prendre cette valeur, juste comme indication ou limite supérieure. Si la valeur du pas est inférieure à la valeur théorique, le problème de stabilité ne se pose plus.

En pratique, d'après [18], le pas optimal peut être pris égal à :

$$\mu_{opt} = \frac{1}{(N + M)\sigma_y^2} \quad (2-32)$$

La vitesse de convergence de l'algorithme LMS dépend aussi du canal. La dispersion des valeurs propres de la matrice de covariance A nous donne déjà une idée sur la distorsion du canal et la vitesse de convergence de l'algorithme. Si λ_{\max} et λ_{\min} sont respectivement la plus grande et la plus petite valeur propre de la matrice A , alors plus le rapport $\lambda_{\max} / \lambda_{\min}$ est petit, plus la vitesse de convergence est grande.

Un taux qui définit l'excès noté J_μ de la valeur de EQM par rapport à la valeur de EQM minimale, est défini dans [14], comme suit :

$$\frac{J_\mu}{J_{\min}} \approx 0.5.(N + M)\sigma_y^2 \quad (2-33)$$

La valeur de J_μ devra toujours être inférieure à J_{\min} .

2.3 Égalisation aveugle

Jusqu'à présent on a supposé que le récepteur a déjà reçu sa séquence d'apprentissage et que les algorithmes de l'égaliseur ont convergés. Ceci suppose bien sûr que le récepteur et l'émetteur sont synchronisés en rythme. Le système passe en mode auto-adaptatif pour suivre les variations du canal.

En pratique cette situation n'est pas toujours acceptable pour deux raisons :

- Un émetteur qui dessert plusieurs récepteurs ne peut pas ré-émettre des séquences d'apprentissage à chaque fois qu'un récepteur est mis en marche sous peine de perturber les autres déjà en séquence d'auto adaptation.
- Si un récepteur sous n'importe quelle condition n'arrive pas à faire converger ses algorithmes lors de la séquence d'apprentissage, il n'a pas la possibilité de demander à l'émetteur de ré-émettre la séquence une deuxième fois.

Pour ces deux raisons les chercheurs ont pensé à une méthode qui permet à la fois de :

- Réussir la convergence des algorithmes en utilisant les données disponibles en sortie du canal.
- Converger les algorithmes à tout moment lors d'une perturbation quelconque.

Cette méthode est connue sous le nom de l'égalisation aveugle et elle fonctionne indépendamment de la réponse du canal.

Le premier algorithme aveugle a été proposé par Sato [15] pour les signaux réels modulés en amplitude. Cet algorithme minimise l'EQM de l'erreur suivante :

$$(e_k)_{Sato} = y_k - \beta \operatorname{sgn}(y_k) \quad (2-34)$$

où β est un paramètre dépendant du nombre d'états de la modulation. Il est donné par :

$$\beta = \frac{E(|a|^2)}{E(|a|)} \quad (2-35)$$

où $\{a\}$ est la suite des valeurs prises par les symboles.

Pour les signaux complexes, des algorithmes aveugles ont été plus tard proposés par Godard dans [16], Benveniste et Goursat dans [17].

2.3.1 Algorithme de Godard

La fonction de coût développée par Godard est :

$$J_{\text{Godard}} = E\left(|z_k|^p - R_p\right)^2 \quad (2-36)$$

p est un nombre entier ≥ 1 , z_k est la sortie échantillonnée au taux de symbole et R_p est une constante déterminée par :

$$R_p = \frac{E(|a_k|^{2p})}{E(|a_k|^p)} \quad (2-37)$$

Une des propriétés de la fonction de coût de Godard est son indépendance vis à vis la phase de la porteuse, ce qui permet à l'égaliseur de rester stable même lorsque la porteuse est décrochée [18].

L'erreur qui minimise la fonction de coût de l'équation (2-36) s'écrit :

$$(e_k)_{\text{Godard}} = z_k |z_k|^{p-2} (|z_k|^p - R_p) \quad (2-38)$$

2.3.2 Algorithme CMA

Le cas particulier le plus simple de l'algorithme de Godard est appelé CMA (*Constant Modulus Algorithm*) [18], avec $p = 2$.

En remplaçant l'expression de l'erreur e_k dans l'équation (2-29) on obtient l'expression de l'algorithme CMA :

$$C_{k+1} = C_k + \mu Y_k^* \cdot z_k (|z_k|^2 - R_2) \quad (2-39)$$

Si la modulation utilisée est de type QPSK, R_2 prend la valeur 1. Lors de la convergence l'algorithme tend à pousser la constellation vers le cercle de rayon unité comme le montre la figure 14.

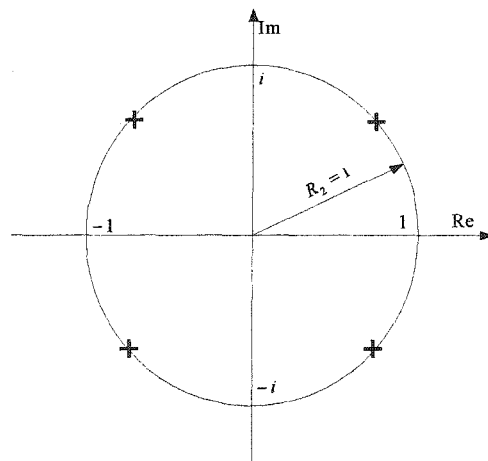


Figure 14 Cercle de rayon $R_2 = 1$ pour une constellation QPSK

2.3.3 Problème de minima locaux

L'algorithme de Godard a la propriété de converger vers la solution optimale, en plus quand le filtre égaliseur est de longueur infinie, la fonction de coût qu'il utilise ne présente pas des minimums locaux parasites.

Si la longueur du filtre est finie, on peut espérer réduire ou supprimer l'impact de ces minimaux locaux parasites [11] :

- En ajoutant une contrainte à la fonction de coût.
- En réinitialisant l'algorithme dans le cas du mauvais fonctionnement.
- En augmentant le pas de convergence pour faire sortir l'algorithme, de ce minima local.
- En utilisant une égalisation fractionnelle.

En ce qui nous concerne et pour des raisons de simplification nous ne considérerons que la dernière et l'avant dernière proposition. En effet augmenter le pas de convergence aide à faire sortir l'algorithme du puit local, mais pourrait provoquer son instabilité à cause des grands sauts aléatoires qu'il provoque. Pour remédier à cette situation une variante de l'algorithme aveugle appelée CMA normalisé est proposé par K.Hilal et P.Duhamel [19]. D'autres auteurs comme Jia-Chin Lin et Lin-Shan Lee [25] ont proposé à leurs tour une technique qu'ils ont appelé CMA modifié.

2.3.3.1 Algorithme CMA normalisé

Toute l'astuce est de choisir un pas, de telle sorte que l'erreur à posteriori soit nulle. Rappelons l'expression de l'algorithme de Godard :

$$C_{k+1} = C_k + \mu Y_k^* z_k |z_k|^{p-2} (|z_k|^p - R_p). \quad (2-40)$$

On doit choisir un pas μ de telle sorte que $R_p = Y_k^T C_{k+1}$ soit vérifié et le deuxième terme de l'équation soit nul. Ceci amène à un au nouveau pas d'adaptation μ' :

$$\mu' = \frac{1}{E_k \beta_k} \left(1 - \frac{R_p}{|z_k|^p} \right) \quad (2-41)$$

En notant $E_k = Y_k^T Y_k^*$ et $\beta_k = |z_k|^{p-2} (|z_k|^p - R_p)$. Le nouvel algorithme s'écrit alors :

$$C_{k+1} = C_k + \mu' \frac{z_k}{E_k} Y_k^* \left(1 - \frac{R_p}{|z_k|^p} \right) \quad (2-42)$$

D'après les auteurs, la stabilité de cette procédure est démontrée pour $0 < \mu' < 2$. Cette méthode a été encore améliorée par les même auteurs, en annulant plusieurs erreurs à posteriori. La valeur ajoutée de cette amélioration est l'augmentation de la vitesse de convergence tout en gardant les mêmes conditions de stabilité.

2.3.3.2 Algorithme CMA modifié

Les auteurs Jia-Chin Lin et Lin-Shan Lee ont proposé une technique d'égalisation aveugle basée sur l'algorithme MCMA de Kil Kam Oh & Yong Ohk Chin [29], appelée CMA modifié.

Cet algorithme se caractérise des autres algorithmes aveugles par :

- L'utilisation d'un pas adaptatif.
- La possibilité de passage automatique en mode direct DD (Decision Directed).

- L'augmentation de la stabilité et la robustesse en évitant l'amplification du bruit du gradient.
- Sa capacité de récupérer la porteuse, une vertu qu'on ne détaillera pas ici.

Pour passer à une convergence plus rapide en mode DD quand le taux d'erreur le permet, les auteurs qui ont développé un algorithme LMS normalisé qui permet ce passage tout en gardant, voir même en diminuant le taux résiduel d'IES.

Kil Kam Oh & Yong Ohk Chin ont ré-écrit l'équation 2-36 de la façon suivante :

$$J(k) = J_R(k) + J_I(k) \quad (2-43)$$

où $J_R(k)$ et $J_I(k)$ sont les fonctions de coût pour les parties réelles et imaginaires de la sortie de l'égaliseur $z(k) = z_R(k) + jz_I(k)$ et elles sont définies par :

$$\begin{aligned} J_R(k) &= E \left[\left(z_R^2(k) - R_{2,R} \right)^2 \right] \\ J_I(k) &= E \left[\left(z_I^2(k) - R_{2,I} \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (2-44)$$

Si les symboles de données transmis $a(k) = a_R(k) + ja_I(k)$ sont des valeurs aléatoires statiquement indépendants alors $R_{2,R}$ et $R_{2,I}$ peuvent être écrits :

$$\begin{aligned} R_{2,R} &= \frac{E \{ a_R^4(k) \}}{E \{ a_R^2(k) \}} \\ R_{2,I} &= \frac{E \{ a_I^4(k) \}}{E \{ a_I^2(k) \}} \end{aligned} \quad (2-45)$$

En tenant compte de l'équation (2-46) l'équation (2-41) pour $p = 2$ et advenant que $e(k) = e_R(k) + je_I(k)$ les parties réelles et imaginaires du signal d'erreur s'écrivent :

$$\begin{aligned} e_R(k) &= z_R(k)(z_R^2(k) - R_{2,R}) \\ e_I(k) &= z_I(k)(z_I^2(k) - R_{2,I}) \end{aligned} \quad (2-46)$$

La technique du CMA modifié de [25] se base sur la recherche de la solution à la contrainte suivante :

Étant donné le vecteur d'observation $Y(k)$ comment déterminer la valeur suivante du vecteur coefficient $C(k+1)$ pour minimiser la valeur euclidienne :

$$\|\delta C(k+1)\|^2 = \|C(k+1) - C(k)\|^2 \quad (2-47)$$

Après plusieurs calculs et autres considérations les auteurs ont proposé l'algorithme de CMA modifié comme suit :

$$C(k+1) \cong C(k) - \frac{\mu}{\|Y(k)\|^2 |z(k)|^2 + a} Y^*(k) [e_R(k) + je_I(k)] \quad (2-48)$$

où a est une petite valeur positive qui permet d'éviter la divergence quand

$$\|Y(k)\|^2 |z(k)|^2 = 0,$$

$\|Y(k)\|$ est la norme du vecteur observé à la sortie du canal.

Quand l'erreur à la sortie de l'égaliseur est assez petite, les auteurs proposent le passage sans perturbation à une égalisation de type *DD*, qu'ils ont appelé LMS normalisé. L'équation d'adaptation des coefficients est :

$$C(k+1) = C(k) - \frac{\mu}{\|Y(k)\|^2 + b} Y^*(k) [z(k) - \hat{z}(k)] \quad (2-49)$$

où b est une petite valeur positive et $\hat{z}(k)$ est la valeur de décision à l'instant k du signal complexe à la sortie de l'égaliseur.

On définit ainsi un nouveau pas μ' comme suit :

$$\mu' = \frac{\mu}{\|Y(k)\|^2 |z(k)|^2 + a} \quad (2-50)$$

Nous pouvons voir que cet algorithme (à base de CMA modifié) a un pas qui est variable. Cette caractéristique permet de diminuer la perturbation due à l'amplification du bruit de gradient qui survient quand le vecteur d'observation augmente soudainement (cas très fréquents quand il s'agit d'algorithmes CMA ou LMS ordinaires).

Si on remplace dans l'équation (2-52) $z(k)$ par $\hat{z}(k)$, on obtient une égalisation avec CMA modifié de type *DD*. Les auteurs ont démontré que dans les deux cas on obtient la même stabilité que celle assurée par le filtre de Kalman.

2.3.3.3 Algorithme CMA et égalisation fractionnelle

La série $\{x_k\}$ à l'entrée de l'égaliseur obtenue après un échantillonnage au rythme supérieur au taux de symboles n'est plus stationnaire (l'échantillonnage au taux de symbole lui garde sa stationnarité), elle est par contre cyclostationnaire³.

La propriété importante que présente cette cyclostationnarité est qu'elle contient de l'information sur la phase de la dite série, celle-ci se perd par contre dans le cas où le

³ Voir Annexe 2

signal est stationnaire. Ce qui veut dire que l'égaliseur pourrait aisément faire la déconvolution du canal sans contrainte de phase.

Macchi-Guidoux dans [11] et Ungerbock dans [12] ont été les premiers à proposer cette approche, et ceci pour plusieurs raisons :

- Garantir une grande robustesse versus le choix de l'instant d'échantillonnage.
- L'égaliseur fractionné permet de remplacer le filtre adapté.
- L'égaliseur fractionné converge plus rapidement qu'un égaliseur dont l'entrée est échantillonnée au taux de symbole.

Mais même l'égaliseur fractionné présente une faiblesse quand il est utilisé avec les algorithmes de type LMS-DD, en fait il y'a une possibilité de dérive des valeurs des coefficients estimés au cours du temps. De sa part S.Mayrargue dans [13] a démontré que le critère CMA ne présente pas de minima locaux lorsqu'il est utilisé avec un égaliseur fractionné.

2.3.4 Algorithme LMS

Certaines modulations comme la BPSK et la QPSK peuvent fonctionner avec un algorithme de type LMS-DD. Cet algorithme est dit aveugle alors qu'il démarre avec des valeurs arbitraires. Il peut aboutir à une convergence rapide lors de son utilisation avec un égaliseur fractionnel. Toutefois cette approche n'est possible pour un canal quelconque que dans le cas où la modulation utilisée est à faible nombre d'états.

2.4 Mesure des performances d'un égaliseur

Les paramètres les plus couramment utilisés pour caractériser les performances d'un égaliseur sont SER, EQM et interférence résiduelle. Le digramme de l'œil peut aussi être utilisé comme moyen pour évaluer les performances de l'égaliseur.

2.4.1.1 Probabilité d'erreur

Logiquement le critère du minimum de probabilité d'erreur est le plus naturellement adapté pour mesurer la performance d'un égaliseur, puisque notre but est de transmettre le maximum d'information avec le minimum d'erreurs possibles. En pratique, il est toutefois presque impossible de concevoir des systèmes basés sur ce principe. Néanmoins il est toujours important d'évaluer les performances en termes de SER d'un système sous-optimal [11], par rapport à un système optimal (exemple Viterbi).

2.4.1.2 Erreur quadratique moyenne

Dans les paragraphes précédents on a décrit l'EQM minimale comme critère aidant à évaluer les coefficients d'un égaliseur; Elle peut être aussi utilisée comme paramètre pour mesurer sa performance. En général une conception à base de l'EQM conduit à de bons résultats. Une remarque importante est à souligner : il n'y a pas de relation simple entre BER et EQM, ainsi une augmentation de EQM ne se traduit pas automatiquement par une augmentation de BER

2.4.1.3 Diagramme de l'œil

Le degré d'interférence entre symboles peut être vu nettement dans un diagramme d'œil. Plus l'œil est ouvert, plus l'égaliseur est efficace. Pour un canal parfaitement égalisé l'œil est complètement ouvert aux instants d'échantillonnage. Dans le cas le moins favorable le degré d'ouverture de l'œil constitue un renseignement qualitatif appréciable.

2.4.1.4 Interférences résiduelles

Lorsqu'il y a présence d'IES, celui-ci est d'autant plus important que la réponse impulsionnelle du système est longue. L'IES pourrait être mesuré en définissant le paramètre taux d'interférence résiduel entre symboles à la sortie de l'égaliseur. Ce taux permet d'évaluer l'écart entre la réponse globale du système et un Dirac. Connaissant la réponse impulsionnelle \tilde{g} liant les données émises à ceux de la sortie de l'égaliseur alors :

$$IES = \frac{\sum_k |\tilde{g}_k|^2 - |\tilde{g}_{\max}|^2}{|\tilde{g}_{\max}|^2} \quad (2-51)$$

où \tilde{g}_{\max} désigne la composante de plus grand module de \tilde{g} .

Un autre critère semblable est parfois utilisé : le maximum de distorsion MD qui est défini comme suit :

$$MD = \frac{\sum_k |\tilde{g}_k| - |\tilde{g}_{\max}|}{|\tilde{g}_{\max}|} \quad (2-52)$$

Ces critères sont utilisés quand les données transmises sont inconnues.

2.5 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre nous avons passé en revue l'intérêt que présente l'égalisation pour construire un récepteur optimal. On a mis l'emphase sur les points suivants :

- Calcul des coefficients optimaux.

- Évaluation de l'erreur quadratique moyenne comme moyen de mesure de la performance de l'égaliseur.
- L'importance du choix de la fréquence d'échantillonnage à l'entrée de l'égaliseur,
- La stabilité des coefficients versus les différents algorithmes LMS-DD et CMA.
- L'utilité de la combinaison d'un égaliseur fractionnel et l'algorithme aveugle CMA pour la stabilité des coefficients.

CHAPITRE 3

SYNCHRONISATION DE L'HORLOGE

Dans un récepteur, la synchronisation de l'horloge joue un rôle primordial pour l'acquisition et la détection des données. En effet, ne pas échantillonner les symboles au bon moment induit le module de décision en erreur, augmente le bruit d'échantillonnage et donc affaiblit les performances du récepteur.

Comme on l'a noté au chapitre 2, l'échantillonnage à l'entrée de l'égaliseur au taux de symbole constitue une statistique suffisante à l'égaliseur pour égaliser avec aisance le canal, mais à condition que l'émetteur et le récepteur soient parfaitement synchronisés.

La synchronisation de l'horloge consiste à évaluer le décalage de phase entre l'horloge de l'émetteur et celle générée localement au niveau récepteur.

Deux situations peuvent se présenter :

- Si ce décalage est constant alors l'égaliseur peut dans la plus part des cas converger mais la qualité de convergence dépend de la valeur de ce décalage. Un cas unique fait exception à cette règle : c'est le cas où l'instant d'échantillonnage coïncide avec la zone entre deux symboles consécutifs.
- Si ce décalage n'est pas constant (c'est le cas réel) il en résulte que l'instant d'échantillonnage varie linéairement avec le temps et des flots d'erreurs apparaissent lorsque l'instant d'échantillonnage passe du symbole courant au symbole suivant.

Pour palier à de telles situations, un dispositif de récupération de la phase de l'horloge est absolument nécessaire. La figure 15 illustre ces deux situations.

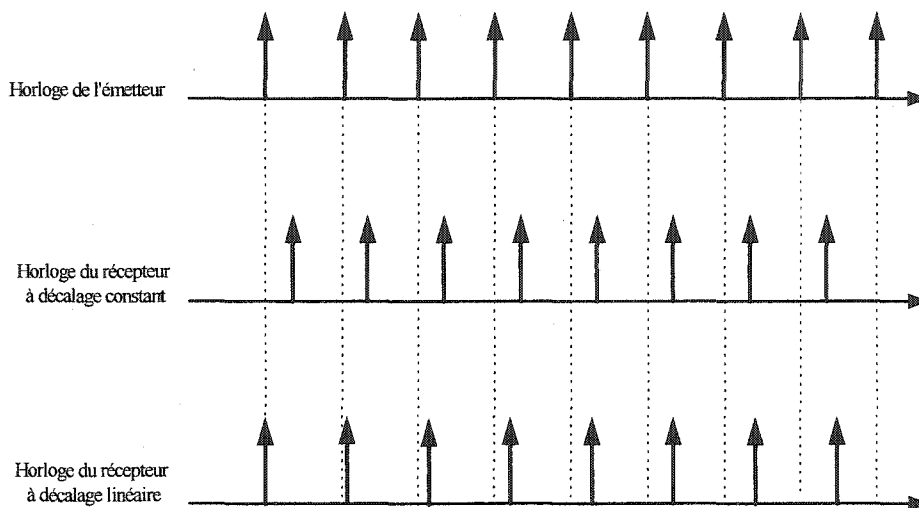


Figure 15 Décalage de phase entre l'horloge de l'émetteur et l'horloge du récepteur

3.1 Récupération de rythme dans les domaines numériques et analogiques

Dans les systèmes analogiques la récupération de l'horloge utilise la méthode de *Threshold crossings*. Cette méthode est très courante et le signal dont elle a besoin pour extraire l'information sur la phase de l'horloge est analogique (continu en temps et amplitude).

Dans les systèmes numériques, le besoin de ré-utiliser une méthode analogique oblige à employer un convertisseur analogique à numérique (*A/D*) piloté par une fréquence d'échantillonnage très supérieure au taux de symbole. On parle alors de méthode analogique numérisée. La reconstruction du signal émis à partir des valeurs discrètes est possible d'après le théorème de Shannon/Nyquist. Mais du point de vue implémentation

matérielle en circuit haute intégration (*VLSI*), pour le designer c'est un défi majeur ; car il doit adapter la complexité du design aux limitations matérielles⁴.

Une différence majeure entre deux schémas de récupération de l'horloge analogique et numérique est que le premier est toujours implémenté sans boucle de retour dû à l'absence de registre de mémoire, par contre le deuxième l'utilise toujours comme le montre la figure 16.

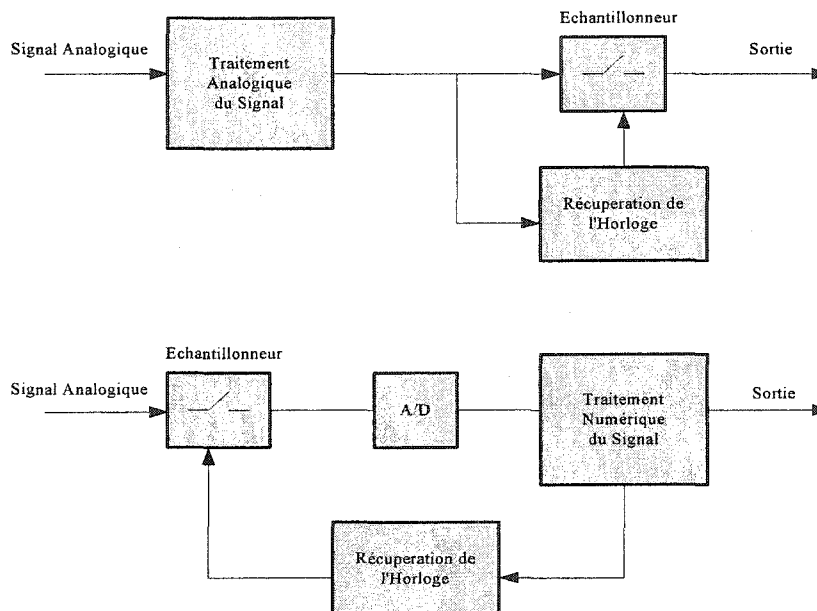


Figure 16 Récupération de l'horloge pour un récepteur en bande de base (en haut) analogique, (en bas) numérique

⁴ Comme le fait d'utiliser plusieurs domaines de l'horloge.

3.2 Méthodes et schémas de récupération de rythme

J. Proakis dans [1] a dénombré des méthodes parmi lesquelles on retrouve :

- Synchronisation avec une horloge référence (*Master clock*).
- Combinaison de l'horloge et des données dans un même signal.
- Auto-synchronisation (*Self synchronization*) avec ses variantes DD et NDD.

H. Meyr et co-auteurs dans [3] ont divisé les méthodes de récupération de rythme suivant deux schémas principaux :

- Synchroniseurs de type Feedforward ou Open-loop-synchronizers.
- Synchroniseurs de type Error tracking ou Closed-loop-synchronizers.

Prenant en compte ce qui a été dit plus haut, notre démarche pour catégoriser les synchroniseurs est la suivante : Il y a trois grandes méthodes telles que définie par J.Proakis, dont la dernière englobe les deux méthodes citées par H. Meyr et co-auteurs. La figure 17 illustre cette nouvelle catégorisation.

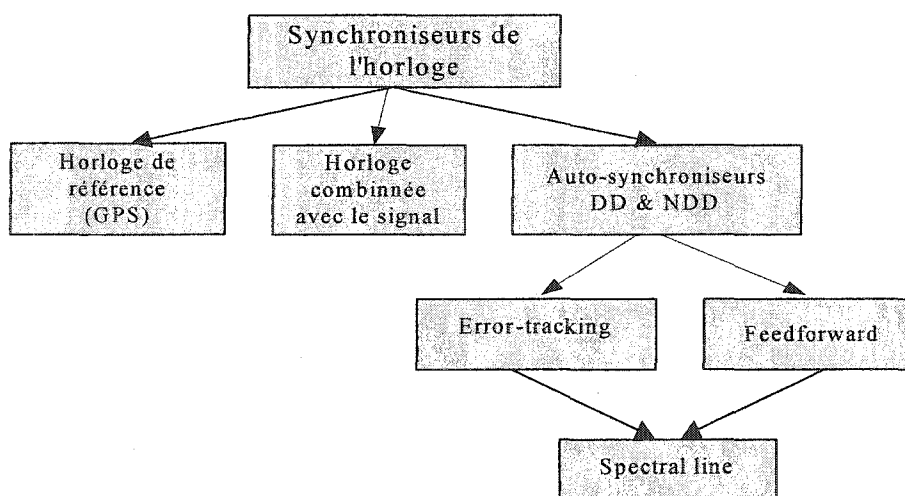


Figure 17 Catégorisation des synchroniseurs de l'horloge

3.2.1 Synchronisation avec une horloge de référence

Elle consiste à synchroniser l'émetteur et le récepteur par une horloge référence très précise émanant d'un système GPS (*Global Positioning System*). Le récepteur estime et compense pour le délai relatif entre le signal émis et celui reçu. Ce moyen est utilisé dans les systèmes radio qui fonctionnent dans la bande VLF (fréquences inférieures à 30KHz).

3.2.2 Combinaison de l'horloge et les données dans un même signal

Cette méthode consiste à additionner le signal de l'horloge au taux de symbole ou un multiple de celui-ci au signal de données. Un filtre très étroit centrée sur la fréquence d'horloge sert à l'extraction d'un signal qui servira à échantillonner le signal reçu. Cette méthode est simple à implémenter mais son inconvénient est de consommer de la puissance et de la bande passante! Cette consommation augmente proportionnellement avec le nombre d'utilisateurs.

3.2.3 Auto-synchronisation

Cette méthode est la plus répandue et se base sur l'information contenue dans le signal pour en extraire le rythme (*Self synchronisation*). Ceci suppose que le signal, qui est une succession de symboles, contient assez de transitions (*Zero crossings*) qui aident à la récupération du rythme [21].

La grande différence entre les deux grandes familles *Error-tracking* et *FeedForward* est la suivante :

- la première utilise un détecteur d'erreur TED (*Timing Error Detector*) qui corrige le temps d'échantillonnage estimé.

- La deuxième utilise un estimateur du temps d'échantillonnage TES (*Timing Estimator*) qui est directement appliqué en amont.

3.2.3.1 Synchroniseurs de type *Error tracking*

Un schéma général de type (*Error tracking*) est donné par la figure 18. Le signal à la sortie du filtre adapté est échantillonné au taux de symbole $1/T$. L'information contenue dans ce signal est récupérée après que des décisions ont été faites sur des symboles biaisés par le bruit. L'expression d'un tel signal bruité est donnée par :

$$y(t; \varepsilon) = \sum_n a_n g(t - nT - \varepsilon T) + w(t) \quad (3-1)$$

où

ε est une fraction de la durée de symbole T , inconnue, comprise dans l'intervalle $[-1/2, 1/2]$ qui désigne le décalage entre les deux horloges,

$\{a_n\}$ est la séquence de symboles émis, à moyenne nulle,

$g(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme à l'émission,

$w(t)$ est le signal de bruit additif de moyenne nulle, filtré à la réception,

n est le temps dans le domaine discret.

Le signal $y(t, \varepsilon)$ ainsi que le signal de référence local $r(t, \varepsilon)$ généré par un VCO, sont comparés par un détecteur d'erreur de phase TED. La sortie du TED génère un signal d'erreur notée e . Cette erreur est filtrée par un filtre de boucle qui génère un estimé $\hat{\varepsilon}$ de ε , en signe et amplitude.

L'estimé $\hat{\varepsilon}$ est ajusté au cours du temps de façon à réduire à nulle l'erreur $e = \varepsilon - \hat{\varepsilon}$. Il est le délai normalisé du signal de référence $r(t, \varepsilon)$ qui échantillonne le signal entrant $y(t, \varepsilon)$.

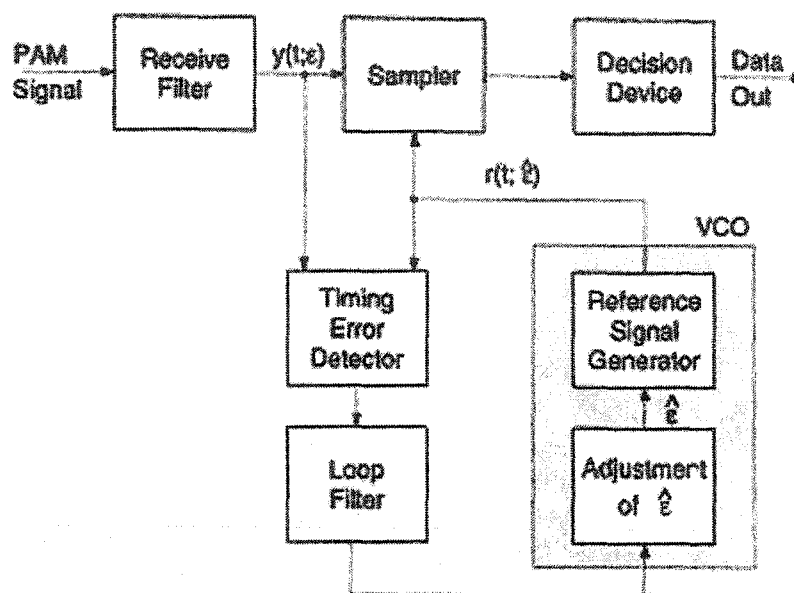


Figure 18 Schéma général d'un synchroniseur de type *Error-tracking*
(Adapté d'après la référence [3])

3.2.3.2 Synchroniseurs de type *Feedforward*

Le schéma général d'un tel synchroniseur est donné par la figure 19. Un signal d'erreur e est recueilli à la sortie d'un estimateur d'erreur, puis filtré par un filtre de boucle pour donner un estimé $\hat{\varepsilon}$ du décalage ε . L'estimé $\hat{\varepsilon}$ contrôle un générateur de signal de référence. On retrouve ce type de schéma surtout dans les systèmes analogiques [6].

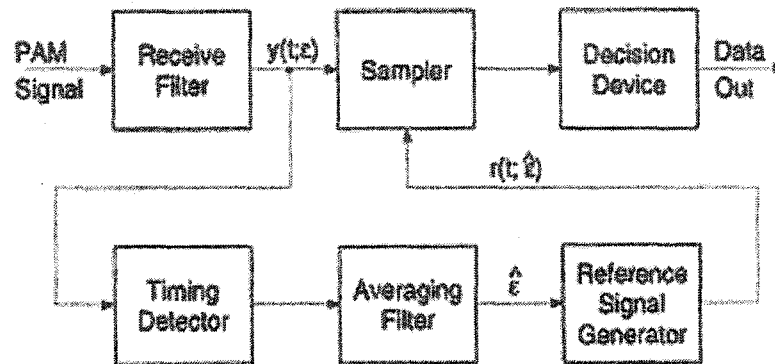


Figure 19 Schéma général d'un synchroniseur de type *Feedforward*
(Adapté d'après la référence [3])

3.2.3.3 Synchroniseurs sur la raie spectrale

C'est un produit (*Spectral Line Generating Synchronizers*) dérivé des deux types précédemment décrits.

Le signal émis est une suite stationnaire de symboles $\{a_n\}$ à moyenne nulle, donc il n'est pas formé d'éléments périodiques qui permettent l'utilisation d'une PLL pour extraire la phase [3], [4]. Un traitement non linéaire par contre permet d'ajouter des composantes périodiques aux fréquences au taux de symbole et des multiples de celle-ci.

La fréquence au taux de symbole, peut être extraite par un filtre passe bande à bande très étroite ou une PLL. Cette dernière est préférable car d'après [3], un filtre présentant une non-linéarité (symétrique ou pas) introduit des fluctuations de phase et un voltage DC qui ajoute un effet de gigue à la phase d'échantillonnage. La figure 20 illustre ce type de synchroniseur.

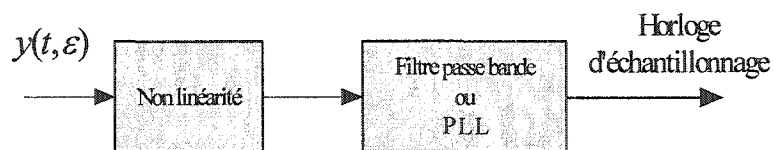


Figure 20 Schéma général d'un synchroniseur basé sur la méthode de la raie spectrale

3.2.4 Méthode de type DD

La première question qui se pose est, comment adapter un récupérateur de rythme optimal au signal à la réception?. Quelle que soit la réponse apportée à cette question, elle dépendra sûrement du critère d'optimisation choisi. Parmi les premiers critères on trouve le maximum de vraisemblance ML (*Maximum Likelihood*).

3.2.4.1 Synchroniseur basé sur le ML-DD

En [1] et dans le cadre de la méthode DD, l'estimation du maximum de vraisemblance de l'erreur de phase de l'horloge entre l'émetteur et le récepteur peut être dérivée à partir de la fonction du maximum de vraisemblance suivante :

$$\Lambda_L(\tau) = C_L \int r(t) s(t, \tau) dt \quad (3-2)$$

où $r(t) = s(t, \tau) + b(t)$ est le signal reçu,
 $s(t, \tau) = \sum_n a_n p(t - nT - \tau)$ est le signal émis,
 C_L une constante ne dépendant pas de l'erreur de phase,
 $\tau = \varepsilon T$ est le décalage à évaluer.

Après développement, l'équation (3-2) peut s'écrire :

$$\Lambda_L(\tau) = C_L \sum_n a_n y_n(\tau) \quad (3-3)$$

avec $y_n(\tau) = \int r(t) p(t - nT - \tau) dt$.

La valeur $\hat{\tau}$ qui donne l'estimation la plus proche de τ est celle pour laquelle :

$$\frac{d\Lambda_L(\tau)}{d\tau} = \sum_n a_n \frac{d}{d\tau} [y_n(\tau)] = 0 \quad (3-4)$$

À partir de l'équation (3-4) on déduit le schéma d'un estimateur de l'erreur de phase τ basé sur la connaissance des symboles émis (ou détectés au niveau du récepteur) : c'est donc une estimation ML de type DD.

La figure 21 illustre l'implémentation de ce résultat. Le filtre de boucle est réalisé par un accumulateur dont la bande passante est contrôlée par la largeur des fenêtres glissantes dans la sommation. La sortie du filtre commande un VCC (Voltage controlled clock) qui contrôle à son tour l'instant d'échantillonnage.

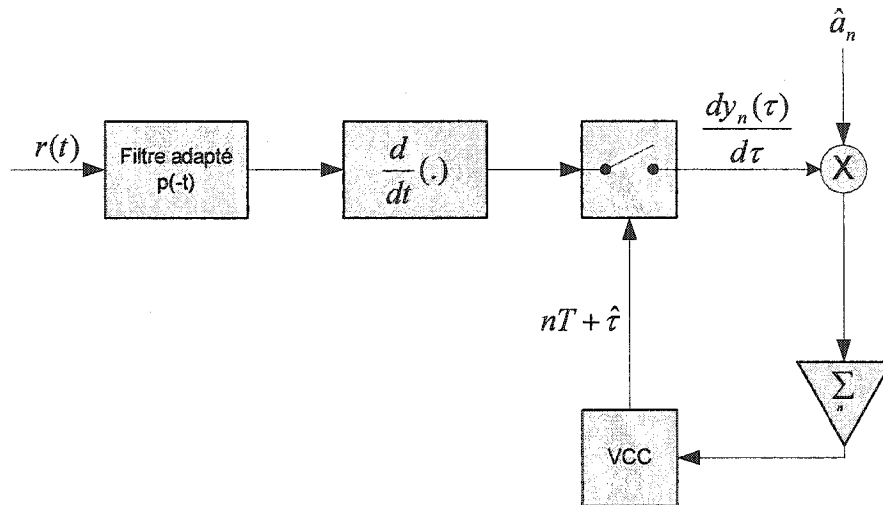


Figure 21 Estimation de l'erreur de phase basée sur ML-DD

3.2.4.2 Synchroniseur de Mueller & Muller

Ce synchroniseur est de type *Error Tracking*. Son détecteur d'erreur est un circuit non linéaire qui génère un signal d'erreur. Cette erreur donne une indication sur le signe et l'amplitude du non-alignement relatif des deux horloges. Ce signal d'erreur est filtré et la sortie du filtre est un voltage qui ajuste la phase d'un générateur du signal d'horloge au taux de symbole $1/T$.

La structure générale de cette catégorie de synchroniseur est donnée par la figure 22.

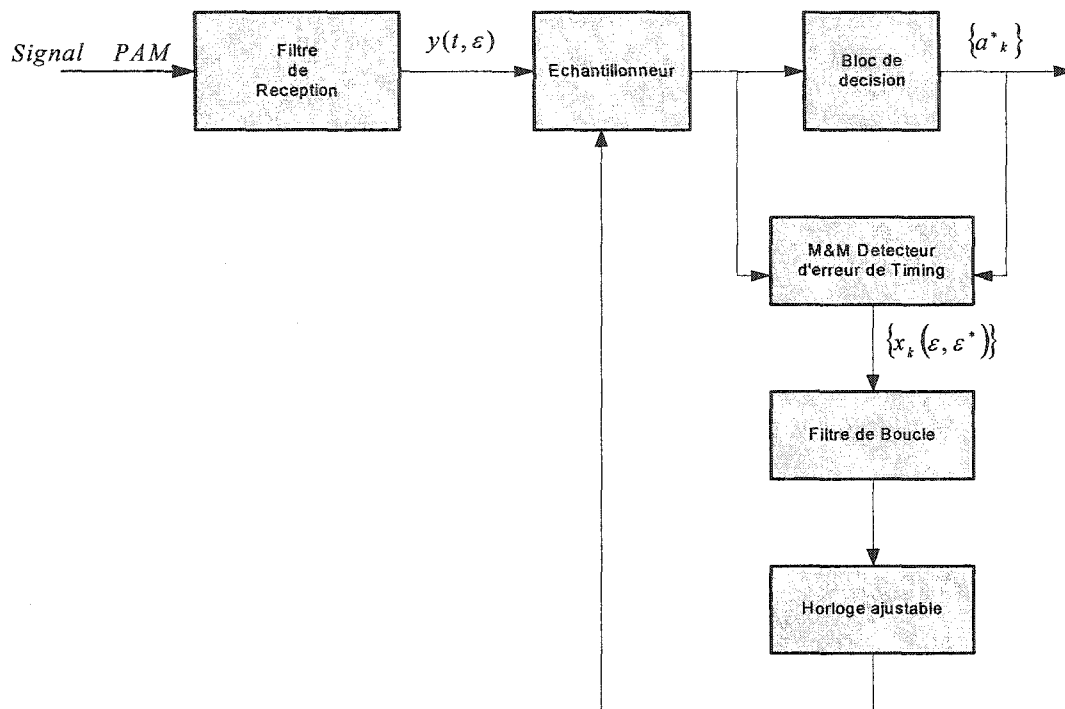


Figure 22 Block Diagramme d'un synchroniseur de type Muller and Mueller

La fonction d'erreur produite par le TED de type M&M s'écrit :

$$x_k = \hat{a}_{k-1}y(kT + \hat{\epsilon}T, \epsilon) - \hat{a}_k y(kT - T + \hat{\epsilon}T, \epsilon) \quad (3-5)$$

où \hat{a}_k désigne la décision du récepteur quand au $k^{\text{ème}}$ symbole reçu du canal, supposée correcte avec une probabilité supérieure à 10^{-2} . Puisque ce synchroniseur utilise les valeurs de symboles sur lesquels une décision a été prise, on dit alors qu'il est à DD (*Decision-Directed*).

Les valeurs discrètes $\{x_k\}$ du signal d'erreur, forment une séquence de valeurs discrètes identiques avec des intervalles vides d'une façon aléatoire [3]. Le signe et l'amplitude

de ces valeurs discrètes donne une indication sur le signe et l'amplitude de l'erreur $e_k(\varepsilon, \hat{\varepsilon})$. Le signal de la fonction d'erreur peut être décomposé en une somme de deux termes :

- $E[x_k(\varepsilon, \hat{\varepsilon})]$, le signal utile dont le signe et l'amplitude de ses valeurs discrètes nous donne une indication sur le signe et l'amplitude du délai qui sépare le signal reçu à la sortie du filtre de réception et le signal de référence (horloge) généré localement.
- $x_k(\varepsilon, \hat{\varepsilon}) - E[x_k(\varepsilon, \hat{\varepsilon})]$, qui est le bruit propre au synchroniseur, de moyenne nulle, non utile puisqu'il perturbe le fonctionnement du synchroniseur. La figure 23 illustre le mode d'opération du synchroniseur M&M.

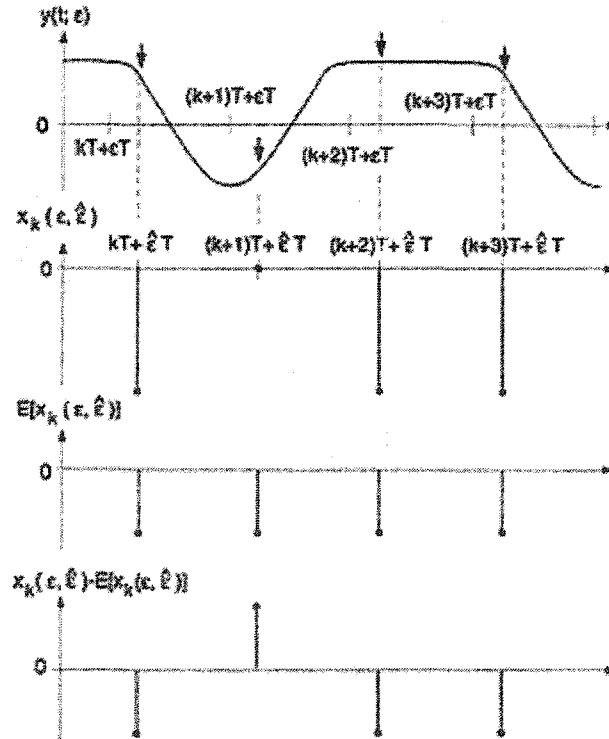


Figure 23 Illustration des opérations du synchroniseur de M&M
(Adapté de la référence [3])

3.2.5 Méthode de type NDD

La méthode *Non-Decision-Directed* est basée sur des statistiques du signal reçu plutôt que sur les valeurs de symboles détectés.

3.2.5.1 Dérivation d'un estimateur de type NDD basé sur le critère de ML

Il s'agit ici de calculer la moyenne $\bar{\Lambda}(\tau)$ ou le logarithme $\ln \bar{\Lambda}(\tau) = \bar{\Lambda}_L(\tau)$ de la moyenne de la fonction du maximum de vraisemblance $\Lambda_L(\tau)$, suivi d'une différenciation pour obtenir la condition de l'estimation du ML sur $\hat{\tau}$, qui est l'estimé le plus proche du décalage $\tau = \varepsilon T$.

Dans le cas où la série $\{a_n\}$ des symboles émis prenne des valeurs dans l'alphabet $\{-1,+1\}$ avec équiprobabilité, alors la moyenne du ML s'écrit :

$$\bar{\Lambda}_L(\tau) = \sum_n \ln \cosh C y_n(\tau) \quad (3-6)$$

dans le cas d'un estimateur de phase, pour $x \approx 0$, $\ln \cosh x \approx \frac{1}{2}x^2$, l'équation (3-6) devient :

$$\bar{\Lambda}_L(\tau) = \frac{1}{2}C^2 \sum_n y_n^2(\tau) \quad (3-7)$$

En dérivant l'équation (3-7) on obtient :

$$2 \sum_n y_n(\tau) \frac{dy_n(\tau)}{d\tau} = 0 \quad (3-8)$$

Deux schémas d'implémentation basés sur la dérivée de la moyenne de la fonction du ML sont illustrés par la figure 24. Le premier est l'implémentation directe de l'équation (3-6), l'autre est l'implémentation directe de l'équation (3-8).

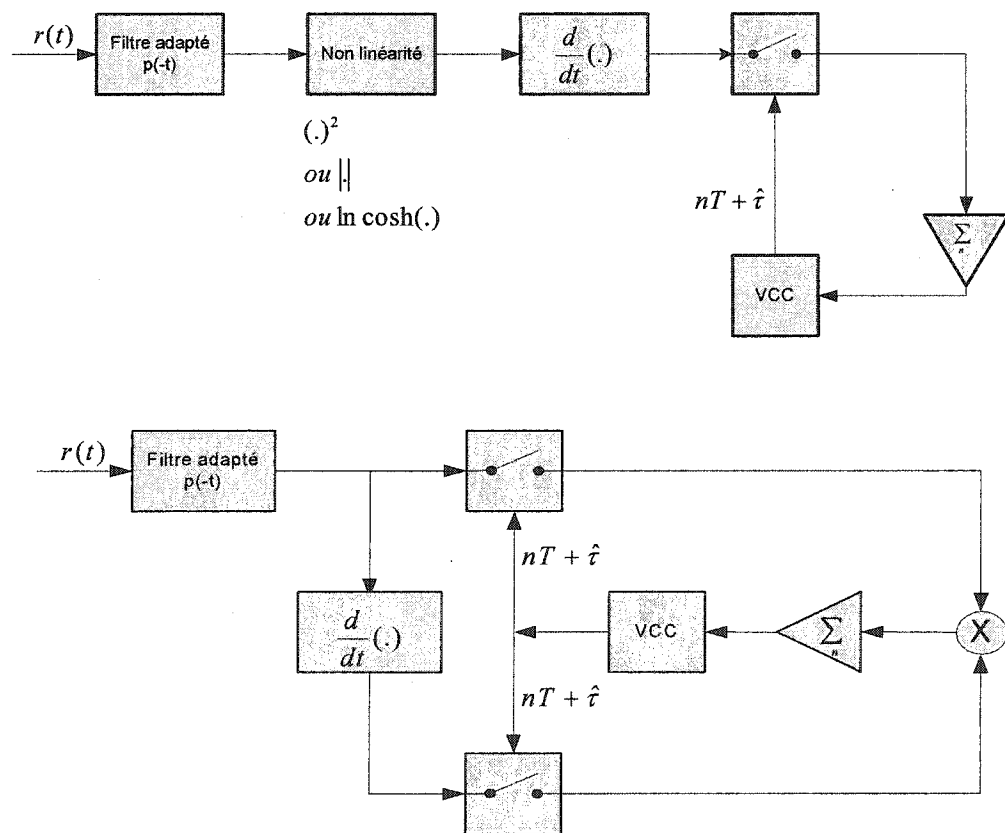


Figure 24 Estimation de l'erreur de phase par la méthode ML-NDD, schéma équivalent à l'équation 3-9 (en haut), schéma équivalent à l'équation 3-11 (en bas)

3.2.5.2 Synchroniseur de type Avance-Retard

C'est une approximation de l'estimateur basé sur le ML-NDD [1]. Cet estimateur évalue le délai τ en se basant sur le signal recueilli à la sortie d'un filtre adapté. Quelle que soit la forme d'impulsion de mise en forme à l'émission, la sortie du filtre adapté $y(t)$ est l'auto-corrélation de cette impulsion. Le temps idéal pour échantillonner le signal est évidemment $t = kT$ où l'énergie du symbole est maximale, mais en présence du bruit ceci est difficile. C'est alors qu'on a besoin d'un dispositif qui cherche ce temps $t = kT$. En exploitant la propriété de symétrie de la fonction d'auto-corrélation qui nous permet d'affirmer que les valeurs absolues du signal prises aux instants $kT - \delta$ et $kT + \delta$ sont égales et sont inférieures en moyenne à la valeur absolue du signal pris à $t = kT$ en présence du bruit, alors on peut extraire un estimateur de temps où l'énergie du signal est maximale, appelé Avance-Retard. La figure 25 illustre cet estimateur.

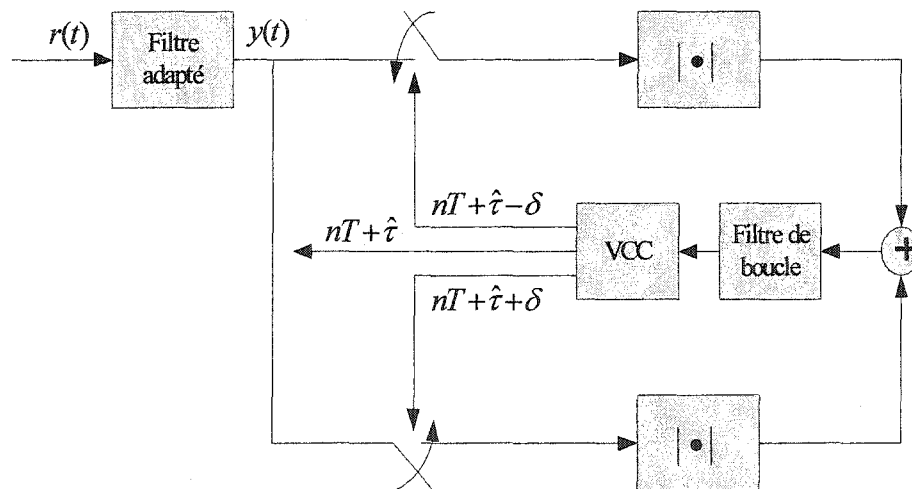


Figure 25 Synchroniseur de type Avance-Retard

3.2.5.3 Synchroniseur élévateur au carré

Ce synchroniseur (*Squaring synchronizer*), appartient à la catégorie de synchroniseurs à raie spectrale. Le signal reçu est pré-filtré (ici le pré-filtre est un dérivateur), puis élevé au carré, le spectre du signal résultant contient des fréquences DC et des fréquences multiples du taux de symbole $1/T$. L'horloge au taux de symbole est extraite par l'entremise d'un filtre passe-bande à bande étroite et donc le schéma appartient à la famille *Feedforward*; Par contre, si une PLL est utilisée pour cette extraction, le schéma appartient à la famille *Error tracking* [3].

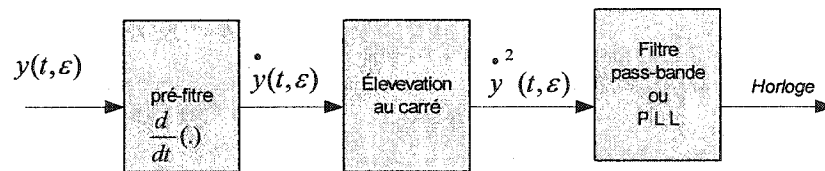


Figure 26 Schéma d'un synchroniseur à élévation au carré

Le schéma de la figure 27 illustre la forme des signaux aux différentes étapes d'un synchroniseur à élévation au carré. L'étape (a) illustre le signal PAM, (b) montre sa dérivée, (c) montre l'élévation au carré où le signal est constitué d'impulsions identiques avec des intervalles vides d'une façon aléatoire. Ce dernier signal, comme le montrent (d) et (e), peut être décomposé en deux signaux :

- Un signal périodique dans le temps, de période T , qui représente la moyenne statistique $E[y'^2(t, \varepsilon)]$. C'est le terme utile qui contient les raies aux fréquences multiples de $1/T$.

- Un signal, $y'^2(t, \varepsilon) - E[y'^2(t, \varepsilon)]$, le bruit propre (*Self-noise*) à moyenne nulle, généré par la nature aléatoire des symboles de canal. Le spectre de ce signal ne contient pas de raies et donc perturbe le fonctionnement du synchroniseur. La fonction du pré-filtre dans le schéma de la figure 26 est justement de réduire ce type de bruit émanant des symboles eux-mêmes.

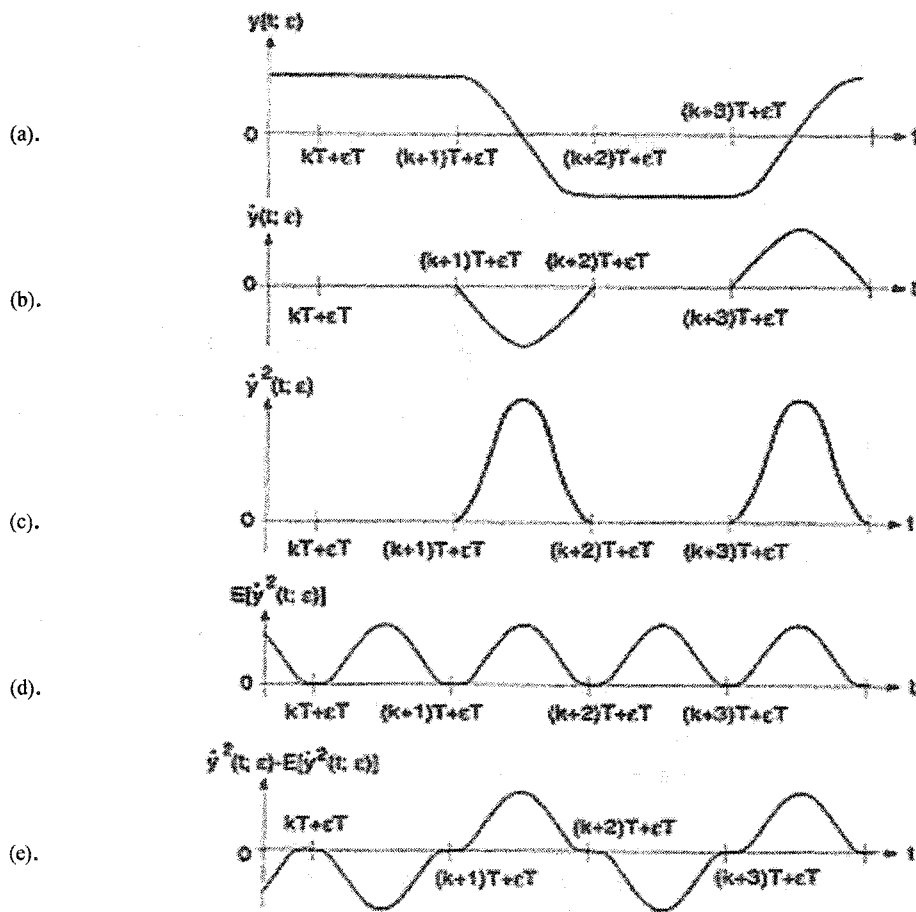


Figure 27 Illustration des opérations d'un synchroniseur à élévation au carré (Adapté de la référence[3])

H.Sari dans [18] a démontré qu'un signal $y(t)$ à bande limitée à $[-1/T, 1/T]$, en l'élevant au carré et en prenant sa moyenne nous donne, sous condition que les

symboles ne soient pas corrélés entre eux mêmes et entre eux et le bruit, un signal résultant contenant une composante notée $u(t)$, qui est une fonction périodique de période T :

$$u(t) = \sum_k |g(t - kT)|^2 \quad (3-9)$$

Cette expression peut être aussi écrite sous la forme suivante :

$$u(t) = \sum_n \alpha_n \exp\left(\frac{j2\pi n t}{T}\right) \quad (3-10)$$

avec

$$\alpha_n = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \exp\left[j \frac{(2\pi n)}{T} t\right] dt \quad (3-11)$$

L'équation (3-11) après transformation devient :

$$\alpha_n = \frac{1}{2\pi T} \int_{-\infty}^{+\infty} G(w) G^*(w) \left(w - \frac{2\pi n}{T}\right) dw \quad (3-12)$$

L'auteur affirme que $\alpha_n = 0$, pour $|n| \geq 2$ et l'expression de $u(t)$ peut s'écrire sous la forme :

$$u(t) = \sum_{-1}^1 \alpha_n \exp(j2\pi n t / T) \quad (3-13)$$

Comme $\alpha_{-1} = \alpha_1^*$, la fonction $u(t)$ est une fonction sinusoïdale de valeur moyenne α_0 et de valeur crête $2|\alpha_1|$ à la fréquence $1/T$. Si α_{1R} et α_{1I} sont les parties réelle et

imaginaire de α_1 , alors l'instant maximisant l'énergie du signal échantillonné est donné par :

$$\tau = \varepsilon T = -\frac{T}{2\pi} \arctan\left(\frac{\alpha_{1\text{I}}}{\alpha_{1\text{R}}}\right) \quad (3-14)$$

La technique que nous venons de présenter n'est pas adaptative au sens du mot et donc son implémentation demande un ajustement manuel de la phase de l'horloge récupérée jusqu'à l'ouverture maximale du diagramme de l'œil.

M. Oerder dans [22] montre que ce qu'on vient de dire plus haut est aussi valable dans le cas d'un échantillonnage supérieur au taux de symboles et la valeur de l'erreur de phase est donnée par :

$$\tau = \varepsilon T = -\frac{1}{2\pi} \arg(\zeta_m) \quad (3-15)$$

où le coefficient complexe ζ_m est donné par :

$$\zeta_m = \sum_{mLN}^{(m+1)LN-1} u_k \exp(-j2\pi k / N) \quad (3-16)$$

Et l'expression de u_k est donnée par :

$$u_k = \left| \sum_{-\infty}^{+\infty} a_n g\left(\frac{kT}{N} - nT - \varepsilon T\right) + w\left(\frac{kT}{N}\right) \right|^2 \quad (3-17)$$

Ici le pré-filtre est omis et seul le filtre adapté est utilisé, suivi directement d'un éleveur au carré.

D'autres techniques équivalentes et améliorées parmi lesquelles celles décrites dans [23] où les auteurs ont proposé la EAVR-III (*Enhanced absolute value rectifier type III*) qui s'applique à une modulation de type $\pi/4$ -QPSK, qui est plus robuste que les techniques classiques en présence d'un fort SNR avec un petit facteur de mise en forme du filtre en cosinus sur-élevé.

3.3 Étude détaillée d'un synchroniseur de type *Error-tracking*

Nous allons consacrer cette section à l'étude du synchroniseur de ce type car il est un bloc clé des chapitres suivants.

3.3.1 Structure générale

Le synchroniseur de type *Error tracking* [3] génère un signal périodique qui doit être en synchronisation avec le signal reçu. Sa structure générale est illustrée par la figure 28.

Ce synchroniseur dispose :

- D'un circuit non linéaire appelé détecteur d'erreur de phase de l'horloge ou TED, qui compare le signal reçu avec la référence générée localement et génère un signal d'erreur.
- D'un filtre d'erreur dont la sortie est un voltage qui donne une indication sur le signe et l'amplitude du décalage relatif.
- D'un VCO, oscillateur contrôlé par le voltage à la sortie filtre, qui génère le signal de référence dont la phase est fonction de l'erreur entre le signal reçu et la référence.

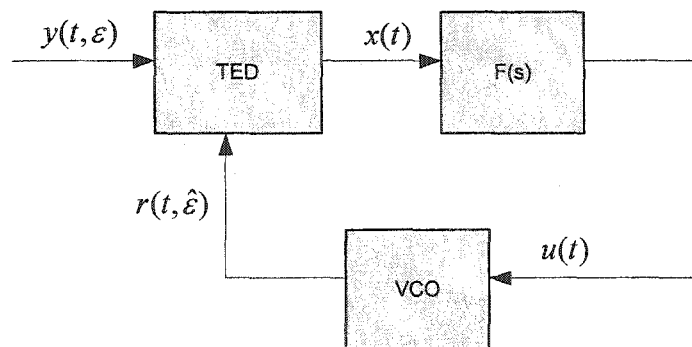


Figure 28 Structure générale d'un synchroniseur de type *Error-tracking*

Le signal reçu est de la forme :

$$y(t; \varepsilon) = \sum_m a_m g(t - mT - \varepsilon T) + n(t) \quad (3-18)$$

où $1/T$ est le taux de symboles, $\{a_m\}$ est une séquence stationnaire de symboles de moyenne nulle, $g(t)$ est l'impulsion de base de mise en forme du signal à l'émission, et εT est la fraction inconnue du délai entre les deux horloges à estimer par le synchroniseur et $n(t)$ est un bruit stationnaire de moyenne nulle qui est statiquement indépendant de la séquence des symboles émis. Le signal $y(t; \varepsilon)$ est cyclostationnaire⁵ avec une période T .

3.3.1.1 Oscillateur à voltage contrôlé

Le VCO génère un signal de référence périodique dont la fréquence instantanée est déterminée par le signal $u(t)$ à l'entrée du VCO.

⁵ Voir annexe 2, references [3] et [11]

$$r(t, \varepsilon) = s \left[\frac{2\pi}{T} (t - \hat{\varepsilon}T) \right] \quad (3-19)$$

où $s(w)$ est une fonction périodique de w avec une période 2π et $\hat{\varepsilon}$ est l'estimé de ε .
L'effet de $u(t)$ sur la fréquence instantanée de la référence locale est décrit par :

$$\frac{d\hat{\varepsilon}}{dt} = - \left[\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T} \right] + K_0 u(t) \quad (3-20)$$

$1/T_0$ est la fréquence du VCO qui correspond à un signal de contrôle $u(t)$ égale à zéro.
 K_0 est le gain du VCO. Quand $u(t)$ est nul.

$\hat{\varepsilon}$ est une fonction linéaire de temps donnée par :

$$\hat{\varepsilon}(t) = - \left[\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T} \right] t + \hat{\varepsilon}(0) \quad (3-21)$$

Le signal résultant est un signal périodique dans le temps de période T_0 :

$$r(t, \varepsilon) \Big|_{u(t)=0} = s \left[\frac{2\pi}{T} (t - \hat{\varepsilon}T) \right] \Big|_{u(t)=0} = s \left[\frac{2\pi}{T_0} (t - \hat{\varepsilon}(0)T_0) \right] \quad (3-22)$$

3.3.1.2 Détecteur de phase TED

Le détecteur d'erreur de phase TED [3], engendre une opération non linéaire et invariable dans le temps, sur le signal d'entrée et le signal de référence. Sa sortie $x(t)$ donne une indication sur le décalage instantané entre la référence locale et le signal reçu.

Ce décalage s'écrit $e = \varepsilon - \hat{\varepsilon}$, où ε est la fraction de T qui est inconnue et $\hat{\varepsilon}$ la fraction de T qui est son estimée.

3.3.1.3 Filtre de boucle

Le signal $x(t)$ est filtré par un filtre invariant dans le temps dont la réponse fréquentielle dans le domaine de Laplace est dénotée par $F(s)$. La sortie $u(t)$ du filtre détermine la fréquence instantanée du VCO de telle sorte à réduire le décalage e .

L'utilisation d'une PLL directement sur le signal $y(t; \varepsilon)$ n'est pas possible car il ne contient pas de fréquence d'horloge; Par contre le fait qu'il est cyclostationnaire la transformation faite par le détecteur d'erreur donne un signal d'erreur résultant contenant l'information sur la phase de l'horloge en signe et phase.

3.3.2 Modèle équivalent

Il existe une multitude de TED pour les synchroniseurs de type *Error tracking*. Mais tous les synchroniseurs qui en résultent peuvent être représentés par un même modèle équivalent [3] illustré par la figure 29.

Dans ce modèle équivalent, le signal de sortie du détecteur d'erreur $x(t)$ est remplacé par la somme $K_D g(e) + N(t)$ où $g(e)$ et $N(t)$ sont appelé respectivement la caractéristique du détecteur d'erreur et le bruit de boucle.

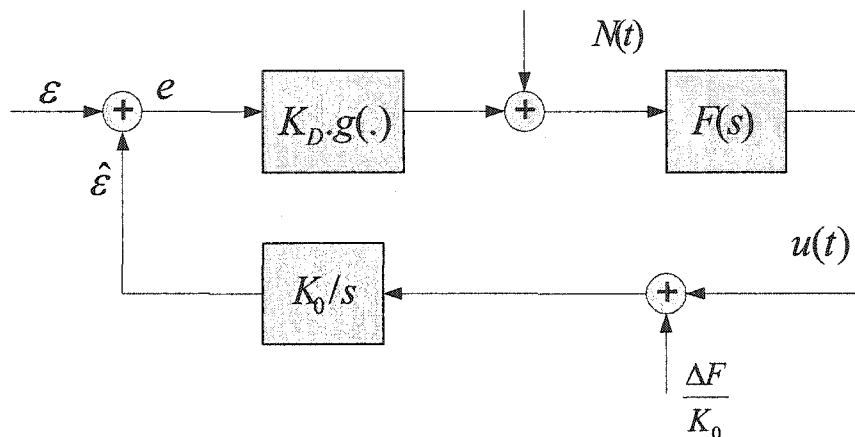


Figure 29 Modèle équivalent en temps continue d'un synchroniseur de type *Error-tracking*
(Adapté de la référence [3])

3.3.2.1 Caractéristique du TED

La fonction $g(e)$ est périodique en e , de période 1. Sa valeur à l'origine $g(0) = 0$, car quand il n'y a pas d'erreur le signal dans la boucle est nul. K_D est le gain du TED, il est souvent choisi égale à $g'(0)$ la pente à l'origine de la fonction $g(e)$.

3.3.2.2 Bruit de boucle

Le bruit de boucle représente les fluctuations statistiques de la sortie du TED. Ces fluctuations sont dues au bruit additif $n(t)$ et à l'aspect aléatoire des symboles $\{a_m\}$. Ce bruit de boucle $N(t)$ est stationnaire au sens large et de moyenne nulle. Sa densité spectrale de puissance $S(w; e)$ est périodique en e , de période 1.

3.3.2.3 Intégrateur de phases

Le VCO est remplacé par un intégrateur, de gain K_0 , dont K_0/s est la transformée de Laplace. ΔF représente la déviation de fréquence et elle est égale à :

$$\Delta F = \frac{1}{T_0} - \frac{1}{T} \quad (3-23)$$

L'étude de tous les synchroniseurs de type *Error tracking* passe par la connaissance des paramètres $K_D g(e)$ et la densité spectrale de puissance du bruit $S(w;e)$. Ces paramètres sont évalués en boucle ouverte et par l'application d'un signal de référence $r(t; \hat{\varepsilon})$ de période T et de décalage constant $\hat{\varepsilon}$. Les paramètres essentiels $K_D g(e)$ et $S(w;e)$ sont assumés demeurer invariables quand on ferme la boucle. Cette approximation est valide quand la bande de boucle est petite par rapport au taux de symbole.

3.3.3 Synchroniseur en temps discret

Une structure générale d'un synchroniseur en temps discret est donnée par la figure 30.

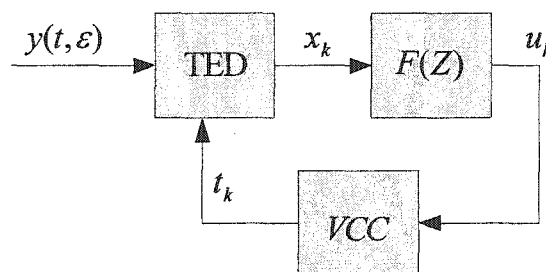


Figure 30 Structure générale d'un synchroniseur en temps discret

Le TED performe des opérations non linéaires et des échantillonnages à des instants t_k déterminés par un VCC. Ces instants d'échantillonnages sont des estimations des instants $kT + \varepsilon T$. À la sortie du détecteur de phase, une séquence de valeurs réelles est produite au rythme de symbole $1/T$; Cette séquence est filtrée par un filtre discret dont la fonction de transfert en domaine discret est $F(Z)$. La séquence $\{u_k\}$ à la sortie du filtre, commande le VCC qui génère des instants d'échantillonnage suivant l'équation :

$$t_{k+1} = t_k + T_0 + K' u_k \quad (3-24)$$

Avec $K' = K_0 T$.

Quand $u_k = 0$ les instants d'échantillonnage sont séparés par T_0 , avec $1/T_0$ comme fréquence au repos du VCC.

Quand on assume que les propriétés statistiques de la sortie du détecteur ne changent pas en boucle fermée, approximation valide quand la bande de boucle est petite par rapport au taux de symbole, le modèle équivalent à celui de la figure 30 est donnée par la figure 31.

Ce modèle tient en considération que :

$$\hat{\varepsilon}_{k+1} = \hat{\varepsilon}_k - \frac{T - T_0}{T} + K_0 u_k \quad (3-25)$$

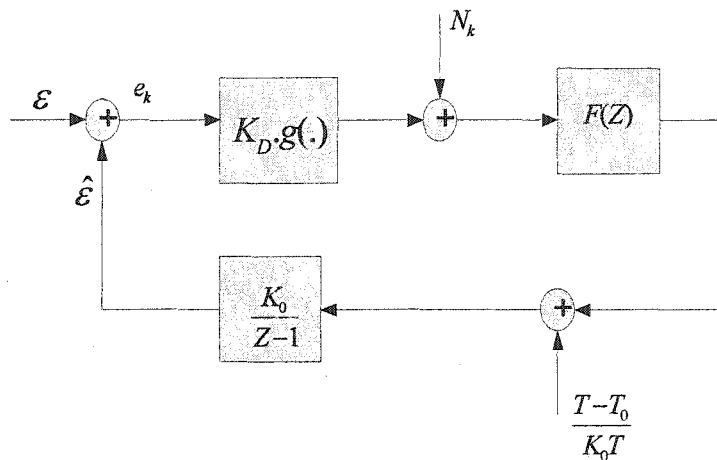


Figure 31 Modèle équivalent en temps discret d'un synchroniseur de type *Error-tracking*.
(Adapté d'après la référence [3])

Un modèle linéaire pour un synchroniseur en temps discret est donnée par la figure 32 où e_s représente l'erreur de timing à la convergence de la PLL. La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$H(Z) = \frac{K_0 K_D g'(e_s) F(Z)}{Z - 1 + K_0 K_D g'(e_s) F(Z)} \quad (3-26)$$

En remplaçant Z par $e^{j\omega T}$, la bande de boucle unilatérale B_L (en Hertz) de la PLL dans le domaine fréquentiel est donnée par :

$$B_L = \int_0^{\frac{\pi}{T}} |H(e^{j\omega T})|^2 \frac{d\omega}{2\pi} \quad (3-27)$$

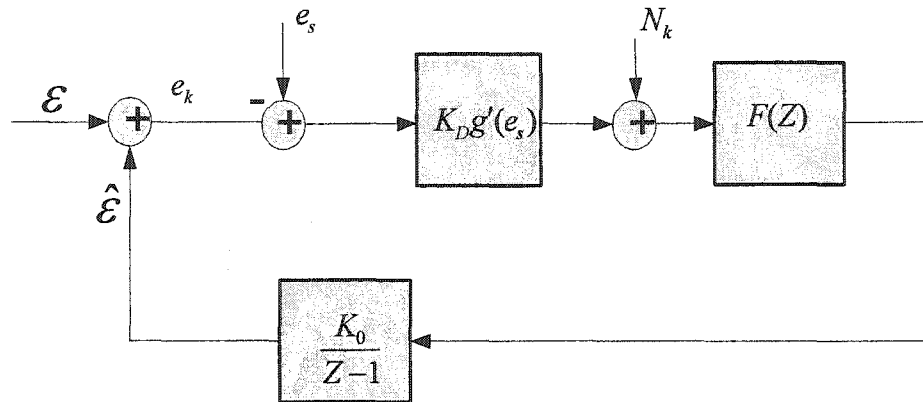


Figure 32 Modèle linéaire équivalent en temps discret d'un synchroniseur de type *Error-tracking*
(Adapté d'après la référence [3])

3.3.4 Boucle à verrouillage de phase

La boucle à verrouillage de phase PLL [26], est composée d'un filtre de boucle en général de type passe bas, d'un module VCO dont la fréquence de sortie est fonction du voltage à son entrée et finalement d'un module de détection de phase entre le signal à l'entrée de la PLL et le signal de référence généré par le VCO.

3.3.4.1 Modèle Linéaire en temps continue

C'est modèle linéaire simplifié [26], qui suppose que l'erreur de phase est petite. La PLL peut être décrite par la figure 33.

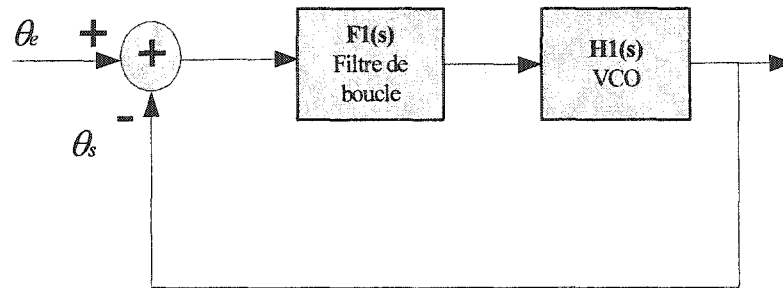


Figure 33 Modèle linéaire d'une PLL en temps continue

Les paramètres θ_e et θ_s sont les phases à l'entrée et à la sortie de la PLL. $F_1(s)$ et $H_1(s)$ sont respectivement les fonctions de transfert du filtre de boucle et du VCO.

Puisque le système est décrit en temps continue, la fonction de transfert de chaque composante est exprimée dans le domaine Laplacien. Si on écrit $H_1(s) = K_{vco} / s$ et $F_1(s) = G_{lp} / (G_{lp} + s)$ alors la fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$H(s) = \frac{F_1(s) * H_1(s)}{1 + F_1(s) * H_1(s)} \quad (3-28)$$

d'où en remplaçant chaque fonction de transfert par son expression :

$$H(s) = \frac{G_{lp} G_{vco}}{s^2 + G_{lp} s + G_{lp} G_{vco}} \quad (3-29)$$

C'est la fonction de transfert d'un système du second ordre. Dans la théorie de contrôle automatique d'un système, la fonction de transfert d'un système de second ordre s'écrit :

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3-30)$$

où ω_n est la fréquence naturelle non amortie et ζ est le taux d'amortissement.

Le dénominateur de l'équation (3-30) est appelé l'équation caractéristique qui s'écrit :

$$\Delta(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (3-31)$$

Les racines de cette équation caractéristique sont deux pôles S_0 et S_1 qui s'écrivent :

$$S_0 = -\zeta\omega_n + j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} = -\rho + j\omega \quad (3-32)$$

$$S_1 = -\zeta\omega_n - \omega_n\sqrt{1-\zeta^2} = -\rho - j\omega \quad (3-33)$$

où ρ est défini comme facteur d'amortissement.

D'après les équations (3-32) et (3-33) connaissant les valeurs de ω_n et ζ on peut déterminer les pôles S_0 et S_1 .

3.3.4.2 Modèle linéaire discret d'une PLL

Le modèle linéaire discret d'une PLL appelé DLL [26], est illustré par la figure 34.

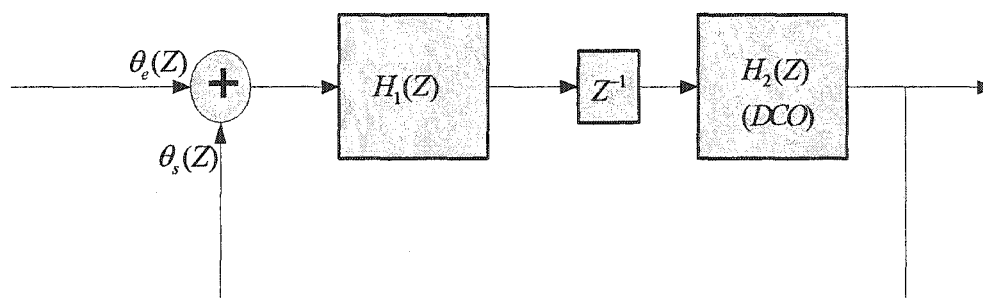


Figure 34 Modèle linéaire discret d'une PLL

Dans le domaine discret la fonction de transfert de chaque module est remplacée par sa transformée en Z . Ainsi la fonction de transfert du filtre de boucle peut être écrite sous la forme :

$$H_1(Z) = \frac{aZ - 1}{Z - 1} \quad (3-34)$$

et la fonction de transfert du DCO (*Digital Controlled Oscillator*) peut s'écrire sous la forme :

$$H_2(Z) = \frac{cZ}{Z - 1} \quad (3-35)$$

Le délai unité est mis dans la boucle pour éviter un court-circuit (*Dead lock*). La fonction de transfert en boucle fermée peut s'écrire :

$$H(Z) = \frac{acZ - c}{Z^2 + (ac - 2)Z + (1 - c)} \quad (3-36)$$

En transférant les pôles du domaine Laplacien au domaine en Z , l'équation (3-36) peut être re-écrite :

$$H(Z) = \frac{N(Z)}{(Z - Z_0)(Z - Z_1)} \quad (3-37)$$

où Z_0 et Z_1 sont les pôles dans le domaine en Z de $H(Z)$ et racines de l'équation caractéristique en temps discret $\Delta(Z)$. Cette dernière peut être re-écrite :

$$\Delta(Z) = (Z - Z_0)(Z - Z_1) = Z^2 - (Z_1 + Z_0)Z + Z_1Z_0 \quad (3-38)$$

Si on définit C_0 et C_1 comme coefficients de l'équation caractéristique alors :

$$\begin{aligned} C_1 &= -(Z_1 + Z_0) \\ C_0 &= Z_1Z_0 \end{aligned} \quad (3-39)$$

L'équation caractéristique peut être re-écrite alors :

$$\Delta(Z) = Z^2 + C_1Z + C_0 \quad (3-40)$$

Pour passer les pôles de l'équation caractéristique du domaine continu au domaine discret, la transformation est la suivante :

$$\begin{aligned} Z_0 &= e^{S_0 T_s} = e^{(-\zeta \omega_n T_s + j \omega_n T_s \sqrt{1-\zeta^2})} \\ Z_1 &= e^{S_1 T_s} = e^{(-\zeta \omega_n T_s - j \omega_n T_s \sqrt{1-\zeta^2})} \end{aligned} \quad (3-41)$$

où T_s est la période d'échantillonnage en temps discret.

D'où en remplaçant les valeurs de Z_0 et Z_1 dans l'équation (3-39), on obtient les valeurs des coefficients C_0 et C_1 en fonction de ω_n et ζ , ce qui donne :

$$\begin{aligned} C_0 &= e^{-2\zeta \omega_n T_s} \\ C_1 &= -2e^{-\zeta \omega_n T_s} \cos(\omega_n T_s \sqrt{1-\zeta^2}) \end{aligned} \quad (3-42)$$

3.3.4.3 Implémentation de la DPLL

Le digramme de la DPLL de second ordre utilisant un filtre de 1^{er} ordre, est illustré par la figure 35, [26]. Le filtre de boucle est de type IIR, sa fonction de transfert est donnée par :

$$H_1(Z) = \frac{G_1 + G_2 - G_1 Z^{-1}}{1 - Z^{-1}} \quad (3-43)$$

où G_1 et G_2 sont des gains du filtre.

Le DCO ou oscillateur en temps discret a une fonction de transfert qui est donnée par :

$$H_2(Z) = \frac{G_{vco}}{1 - Z^{-1}} \quad (3-44)$$

où G_{vco} est le gain du DCO.

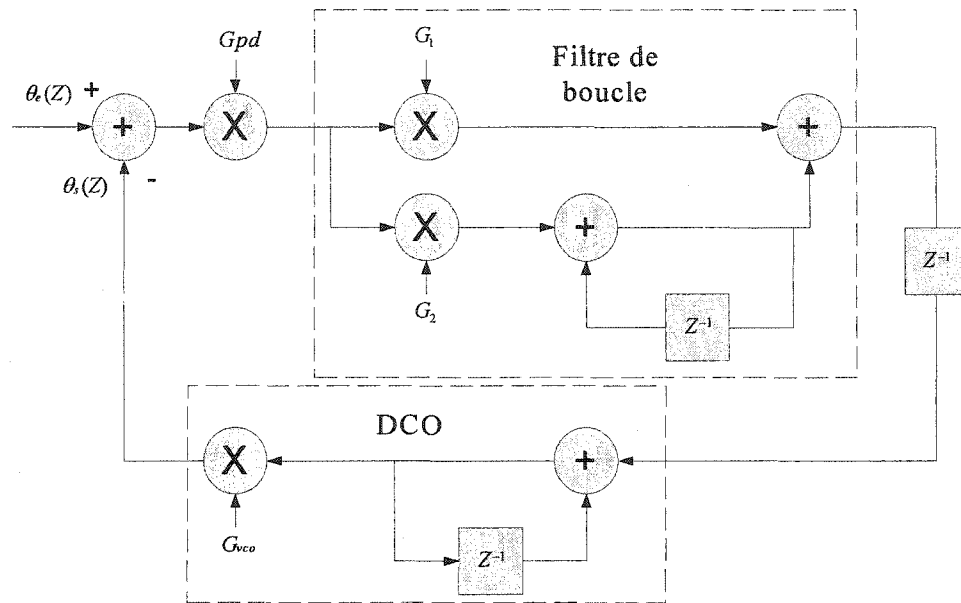


Figure 35 Schéma détaillé d'une DPLL du second ordre

La fonction de transfert en boucle fermée de cet ensemble est donnée par :

$$H(Z) = \frac{\theta_s}{\theta_e} = \frac{H_1(Z)H_2(Z)Z^{-1}G_{pd}}{1 + H_1(Z)H_2(Z)Z^{-1}G_{pd}} \quad (3-45)$$

où G_{pd} est le gain du détecteur de phase.

Cette fonction de transfert peut être re-écrite de la façon suivante :

$$H(Z) = \frac{(g_1 + g_2)Z - g_1}{Z^2 + (g_1 + g_2 - 2)Z + (1 - g_1)} \quad (3-46)$$

Les constantes g_1 et g_2 sont données par :

$$\begin{aligned} g_1 &= G_{pd} G_{vco} G_1 \\ g_2 &= G_{pd} G_{vco} G_2 \end{aligned} \quad (3-47)$$

En comparant le dénominateur de l'équation (3-46) à l'équation caractéristique de l'équation (3-40) on obtient les valeurs des coefficients :

$$\begin{aligned} C_0 &= 1 - g_1 \\ C_1 &= g_1 + g_2 - 2 \end{aligned} \quad (3-48)$$

De cette façon on peut déduire les valeurs de g_1 et g_2 en se basant sur les équations (3-42) et (3-48) :

$$\begin{aligned} g_1 &= 1 - e^{-2\zeta\omega_n T_s} \\ g_2 &= 1 + e^{-2\zeta\omega_n T_s} - 2e^{-\zeta\omega_n T_s} \cos(\omega_n T_s \sqrt{1 - \zeta^2}) \end{aligned} \quad (3-49)$$

Connaissant les valeurs de ω_n , T_s , G_{pd} et G_{vco} et à l'aide des équations (3-47) et (3-49) on peut déduire les valeurs des paramètres du filtre G_1 et G_2 .

3.3.4.4 Condition de stabilité

Théoriquement, dans le domaine discret, la condition de stabilité est garantie si les racines de l'équation caractéristique sont contenues dans un cercle de rayon unité ($|z|=1$). C'est une condition nécessaire mais insuffisante, car on ne connaît pas les valeurs des paramètres au début du processus.

Un des meilleurs critères efficaces pour garantir la stabilité est celui de Jury [26]. Si celui-ci est appliqué à une DPLL de second ordre alors une condition nécessaire et suffisante pour garantir la stabilité est :

Si

$$\Delta(Z) = a_2 Z^2 + a_1 Z + a_0 = 0 \quad (3-50)$$

Alors cette égalité doit rencontrer les conditions suivantes pour ne pas avoir de racines ni à l'extérieur ni sur le cercle unité :

$$\begin{aligned} \Delta(+1) &> 0 \\ \Delta(-1) &> 0 \\ |a_0| &< a_2 \end{aligned} \quad (3-51)$$

En appliquant ces conditions à l'équation (3-46) la condition de stabilité est garantie dans les plages suivantes :

$$\begin{aligned} 0 &< g_1 < 2 \\ 0 &< g_2 < 4 \end{aligned} \quad (3-52)$$

3.3.4.5 Bande de boucle en boucle fermée

À partir de l'expression de la fonction de transfert donnée par l'équation (3-46) on peut dériver la fonction de transfert dans le domaine fréquentiel en utilisant la règle de transformation bilinéaire en posant $Z = e^{j2\pi f T_s}$, où f est la fréquence dans le domaine continu et T_s est la période d'échantillonnage du système.

Cette fonction de transfert s'écrit :

$$H(f) = \frac{N(f)}{D(f)} \quad (3-53)$$

La figure 36 nous trace la réponse fréquentielle de l'équation (3-53) avec des valeurs numériques des paramètres de boucle $\omega_n = 2\pi 100 \text{ rad/s}$, $\zeta = 0.707$, $1/T_s = 320 \text{ Mhz}$, $G_{pd} = 1e^{-5}$ et $G_{vco} = 1V/\text{rad/s}$.

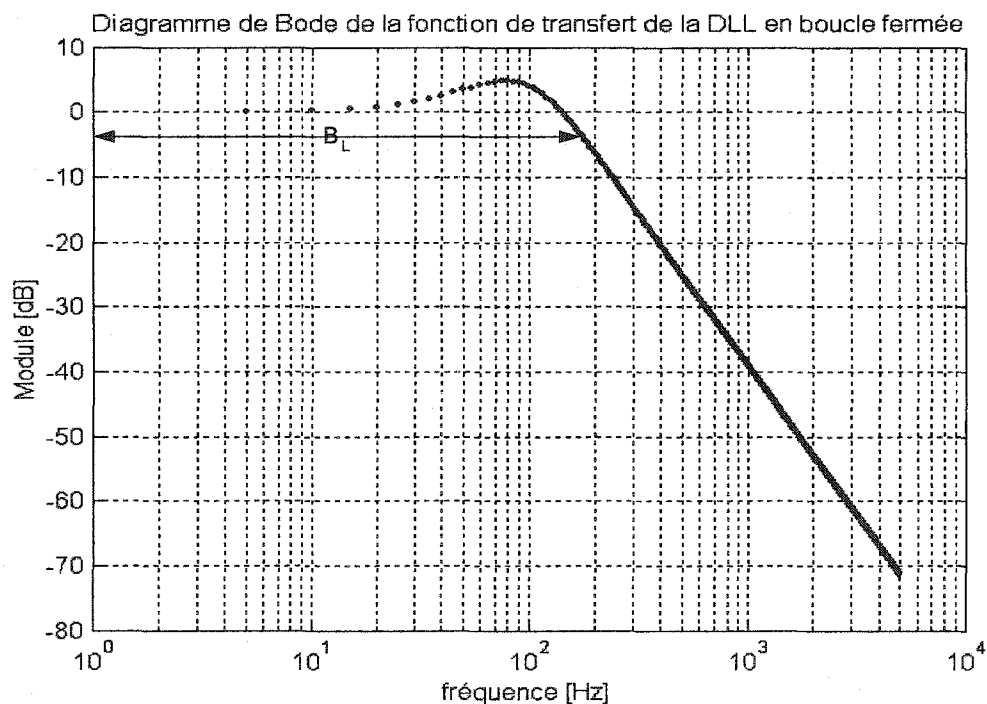


Figure 36 Diagramme de bode de la fonction de transfert en boucle fermée

D'après la figure on voit que la bande passante unilatérale B_L à -3 dB , est étroite, elle est de l'ordre de 150 Hz.

3.4 Performance du synchroniseur de type *Error-tracking*

Les paramètres qui définissent les performances d'un synchroniseur sont :

- Le biais, qui est la valeur efficace de l'erreur.
- La variance, qui est la puissance de l'erreur.
- La courbe en S, qui est la caractéristique du TED.
- Le propre bruit de boucle en l'absence du bruit de canal.

3.4.1 Valeur efficace et variance de l'erreur

Par définition, [1] le biais (*Bias*) ou la valeur efficace de l'erreur est donné par :

$$\hat{\tau}_{rms} = E[\hat{\tau}(Y) - \tau] \quad (3-54)$$

où Y est un vecteur d'observation $Y = (y_1, y_2, \dots, y_q)$ avec sa fonction de densité de probabilité $p(Y|\tau)$, et τ est la valeur réelle de l'erreur de phase.

La variance, [1] peut alors s'écrire :

$$\sigma_{\hat{\tau}}^2 = E\{[\hat{\tau}(Y)]^2\} - \{E[\hat{\tau}(Y)]\}^2 \quad (3-55)$$

Elle peut aussi s'écrire d'une façon normalisée [31] :

$$\sigma_{\hat{\tau}N}^2 = \frac{(\tau - \hat{\tau})^2}{T^2} \quad (3-56)$$

La variance est difficile à calculer et elle est souvent connue par sa limite inférieure calculée par Cramér-Rao :

$$\sigma_{\hat{\tau}}^2 \geq - \frac{1}{E \left[\frac{\partial^2}{\partial \tau^2} \ln \Lambda(\tau) \right]} \quad (3-58)$$

où $\Lambda(\tau)$ est la fonction de Maximum de vraisemblance. Le caractère optimal attribué à cette limite suppose que les observations sont longues et arbitraires.

Cette valeur limite CRB est très intéressante car elle permet de comparer la valeur de la variance calculée ou estimée à une valeur de référence minimale qui est la valeur limite, CRB. En général la variance de $\hat{\tau}$ est inversement proportionnelle au rapport signal à bruit, SNR.

La figure 37 donne la variation de $\hat{\tau}$ en fonction de SNR pour une impulsion de mise en forme de type Cosinus surélevé avec un facteur de mise forme $\alpha = 0,2$. La bande de boucle unilatérale normalisée $B_l T = 10^{-2}$.

Les statistiques sont établies sur la base de simulations pratiques dans lesquelles la fréquence d'échantillonnage doit être aussi grand que possible et le filtre de mise en forme doit avoir une longue réponse temporelle.

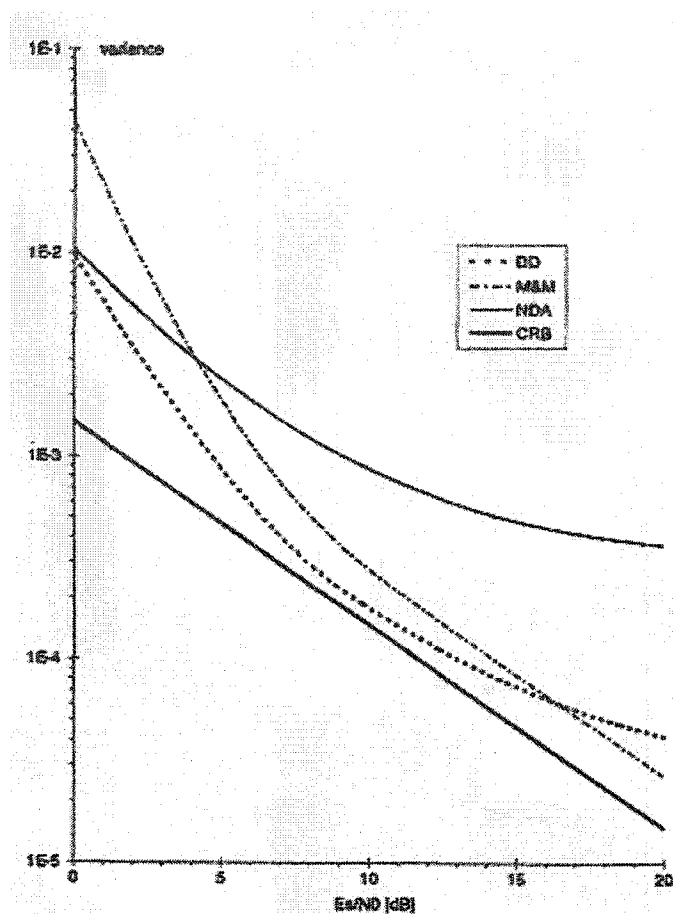


Figure 37 Variance d'un synchroniseur de type *Error-tracking* en utilisant les méthodes ML-DD, M&M et NDA (Adapté d'après la référence [3])

3.4.2 Courbe en S du TED

L'évaluation de la caractéristique aboutit à ce qu'on appelle la courbe en S et ceci à partir de différents points d'équilibre e_s , c'est à dire à différentes erreurs de phase. La configuration pouvant être utilisée pour obtenir l'évaluation de cette caractéristique est donnée par la figure 38.

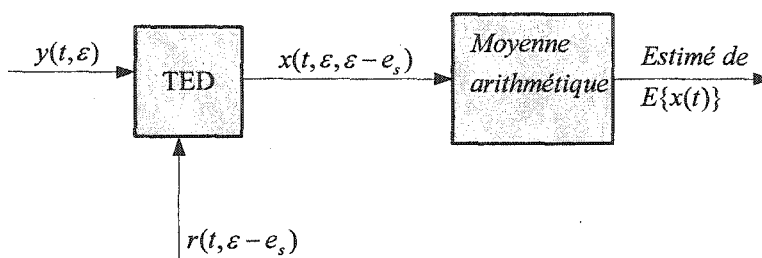


Figure 38 Configuration pour la simulation de la courbe en S du TED

La figure 39 donne une illustration d'une courbe en S d'un TED basé sur la méthode de ML pour différentes valeurs de décalage. Le signal reçu est de type PAM utilisant un filtre de mise en forme en Cosinus surélevé et un facteur de mise en forme $\alpha = 0,5$.

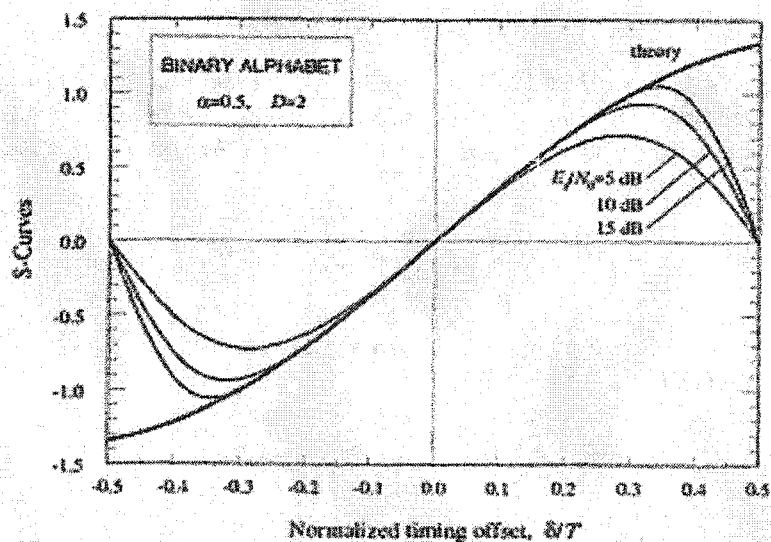


Figure 39 Courbes en S pour un TED basé sur le ML
(Adapté d'après la référence [27])

3.4.3 Évaluation du bruit de boucle

La figure 40 nous donne une configuration pour l'évaluation par simulation du bruit de boucle $S(w, e_s)$ à partir d'un point d'équilibre e_s .

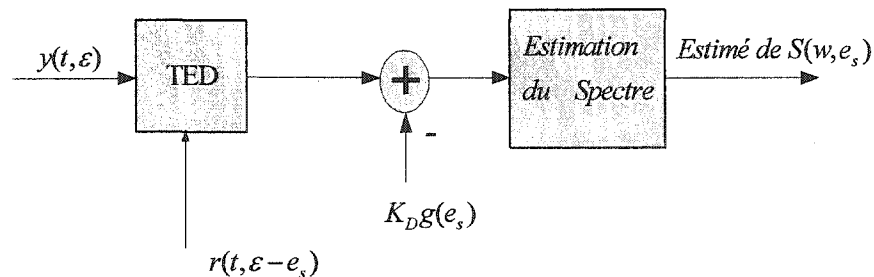


Figure 40 Configuration pour l'évaluation par simulation de la densité spectrale de puissance du bruit de boucle (Adapté d'après la référence [3])

Ce bruit tel que nous l'avons mentionné pour les exemples dans les section 3.2.4 et 3.2.5 apparaît essentiellement quand l'impulsion de mise en forme à l'émission $g(t)$ s'étend sur plusieurs intervalles de durée $1/T$. Le fait que les impulsions transmises se chevauchent partiellement crée l'IES, qui génère à son tour une perturbation à la sortie du TED. Ceci se concrétise dans les exemples précédents par une disparition aléatoire de valeurs discrètes dans le signal d'erreur.

Notons que le bruit additif blanc et gaussien à l'entrée du récepteur participe à la perturbation des synchroniseurs. En pratique quand le SNR est de l'ordre de 30 dB [2], le bruit-propre prend le dessus sur le bruit du canal dans le bruit de boucle.

Avec les considérations précédentes, le défi pour élaborer un bon synchroniseur, consiste à réduire le bruit propre, ceci est possible grâce à un pré-filtrage adéquat. comme c'est le cas du synchroniseur à élévation au carré.

3.5 Conclusion du chapitre

Nous avons passé en revue dans ce chapitre les principales techniques de récupération d'horloge exposées dans la littérature ainsi que leur utilité vitale pour un récepteur. Certaines estiment directement le décalage entre les horloges émetteur et récepteur, d'autres font cette estimation à travers un processus récursif de correction de cette estimation. L'évaluation des performances d'un synchroniseur est très importante pour le caractériser vis à vis les différents paramètres du système qui agissent directement sur son rendement.

CHAPITRE 4

ÉGALISATION ET RECOUVREMENT DE L'HORLOGE

Dans un processus d'égalisation on suppose très souvent que l'horloge du récepteur est parfaitement identique à celle de l'émetteur c'est à dire qu'elle a la même valeur de fréquence à une phase près qui est fixe et stable.

Or en pratique on ne peut pas garantir de fréquence identique, une erreur de fréquence aussi petite soit-elle est toujours présente. Cette erreur de fréquence génère une erreur de phase linéaire entre les deux horloges; Ceci amène à un glissement d'une horloge par rapport à l'autre.

À défaut de corriger ce phénomène deux conséquences graves s'en suivent :

- Perte intempestive de symboles et donc d'information au cours du temps.
- Déplacement continu du coefficient centrale de l'égaliseur dans l'une ou l'autre des directions jusqu'à la déstabilisation totale du système récepteur.

L'effet de cette dernière conséquence a été mis en évidence par D. J. Artman et co-auteurs dans [23] et ont montré par simulation que le spectre des coefficients, bouge à droite ou à gauche, suivant que l'erreur de phase linéaire due à un décalage de fréquence entre les deux horloges, est positive ou négative.

Les méthodes de récupération de l'horloge de type *Feedforward*, fonctionnent d'une façon indépendante par rapport au processus d'égalisation et peut amener aussi à une déstabilisation du système au cours du temps. D'où l'utilité d'avoir un fonctionnement conjoint qui assure une meilleure stabilité.

4.1 Nécessité du fonctionnement conjoint de l'égalisation et la récupération de l'horloge

Au cours d'un processus d'égalisation, l'égaliseur essaye d'assurer une ouverture maximale de l'œil dans le diagramme de l'œil du signal à la sortie du récepteur. À chaque coup d'horloge il y a un ajustement des coefficients de l'égaliseur. Un déplacement intempestif et aléatoire de l'horloge entraîne un cheminement aléatoire de l'algorithme qui pilote l'égaliseur. D'où cette nécessité que les processus d'égalisation et récupération de l'horloge fonctionnent dépendamment l'un de l'autre.

Plusieurs auteurs ont défini des algorithmes conjoints d'égalisation et de récupération de rythme, dont les plus importants à notre sens sont retenus pour ce chapitre.

4.2 Algorithme d'Ungerboeck

G.Ungerboeck dans [12] a été parmi les premiers à mettre en place un algorithme de récupération de l'horloge basé sur les valeurs des coefficients d'un égaliseur de type FSE. Avec cette conception il y a une interaction entre l'égaliseur et la phase de l'horloge.

L'algorithme est donné par :

$$\tau_n = \tau_{n-1} - \gamma.D \quad (4-1)$$

avec

$$D = -\sum_{i=1}^M |c_i|^2 + \sum_{i=M+1}^N |c_i|^2 \quad (4-2)$$

N est le nombre de coefficients de l'égaliseur fractionnel.

M est choisi supérieur à $N/2$, pour une petite longueur non-causale de l'impulsion de mise en forme et une longue partie causale.

Si la phase d'échantillonnage est trop tardive, alors le coefficient central se retrouve après le $M^{\text{ème}}$ coefficient, amenant une valeur positive à D . Le but est, tout en ayant les coefficients qui s'ajustent, à amener l'erreur D vers zéro.

L'algorithme ci-dessus n'a pas besoin de fonctionner au taux de symbole. Le choix du pas de convergence de cet algorithme doit être choisi soigneusement de telle sorte que l'algorithme de l'égalisation suit.

Une autre variante de l'algorithme d'Ungerboeck est celle qui remplace D dans l'équation (4-1) par $\text{sign}(D)$.

4.3 Algorithme conjoint de Godard

C'est un algorithme qui permet l'estimation conjointe de l'horloge et de coefficients de l'égaliseur. C'est un algorithme de type aveugle [11]. Sa fonction de coût est donnée par l'équation :

$$J(c, \tau) = E \left(|c_k|^2 - R_p \right)^2 \quad (4-3)$$

l'algorithme qui minimise la fonction de coût par rapport aux coefficients de l'égaliseur et à l'instant d'échantillonnage τ , se divise en deux équations récursives suivantes :

$$\begin{aligned} c_k &= c_{k-1} - \mu \nabla_c j(c, \tau) \Big|_{c_{k-1}, \tau_{k-1}} \\ \tau_k &= \tau_{k-1} - \gamma \nabla_\tau j(c, \tau) \Big|_{c_{k-1}, \tau_{k-1}} \end{aligned} \quad (4-4)$$

où μ et γ sont les pas de convergence respectivement de l'algorithme de l'égalisation et de l'algorithme de récupération de l'horloge.

En tenant compte de l'équation (4-3) et comme il est souhaitable de remplacer le pas scalaire γ par un filtre passe-bas de la forme $\gamma_1 + \gamma_2 / (1 - z^{-1})$ (*Lead-Lag*) on obtient un algorithme de gradient stochastique suivant :

$$\begin{cases} C_k = C_{k-1} - \mu \cdot z_k (|z_k|^2 - R_p) X_k^* \\ \tau_k = \tau_{k-1} - \left(\gamma_1 + \frac{\gamma_2}{1 - z^{-1}} \right) (|z_k|^2 - R_p) \operatorname{Re} \left(z_k^* \cdot \frac{\partial z_k}{\partial \tau} \right) \end{cases} \quad (4-5)$$

Les pas μ , γ_1 et γ_2 sont choisis sous les contraintes suivantes :

- μ dépend de la vitesse de variation de l'égaliseur optimale, du nombre de coefficients et du rapport signal à bruit SNR.
- γ_1 et γ_2 sont choisis en fonction du rapport signal à bruit SNR et aussi de la vitesse de variation du retard τ .

4.4 Algorithme conjoint basé sur le critère MMSE

Cet algorithme [30], ajuste le temps d'échantillonnage tout en minimisant la fonction de coût suivante :

$$E \{ E_k^2(\tau_k) \} = E \{ (q_k(\tau_k) - a_k)^2 \} \quad (4-6)$$

où $q_k(\tau_k)$ est l'échantillon au temps τ_k , du signal à la sortie du filtre de réception ou de l'égaliseur et a_k est le symbole émis.

L'algorithme de correction du temps d'échantillonnage, basé sur le gradient stochastique est donné par :

$$\tau_{k+1} = \tau_k - \mu \left(e_k(\tau_k) \cdot \frac{\partial q_k}{\partial \tau_k} \right) \quad (4-7)$$

où μ est le pas de convergence,

e_k est l'erreur de décision faite sur le symbole courant z_k ,

$\partial/d\tau$ est le différentiel appliqué au signal de sortie à l'instant τ .

Le différentiel utilisé dans l'équation (4-7) est de type DTD (*Discrete-Time Derivative*). Il doit être évalué dans le domaine discret. Une manière standard de le faire est d'utiliser un filtre *FIR* dont la réponse fréquentielle est $D(j\omega) = j\omega$. On parle alors de sDTD (*Standard Discrete Time Derivative*). Les valeurs des coefficients de ce filtre, dont le nombre doit être impair, sont donnés par la formule suivante :

$$d_i = \frac{\cos(i\pi)}{i} = \frac{-1^i}{i}, i \neq 0 \quad (4-8)$$

$$d_0 = 0$$

L'entrée du récepteur est échantillonnée à deux fois le taux de symbole pour respecter le critère de Nyquist. Comme le montre la figure 41 qui illustre l'implémentation de l'équation (4-7) et (4-8), on voit bien l'interaction entre l'égaliseur et le module de récupération de l'horloge.

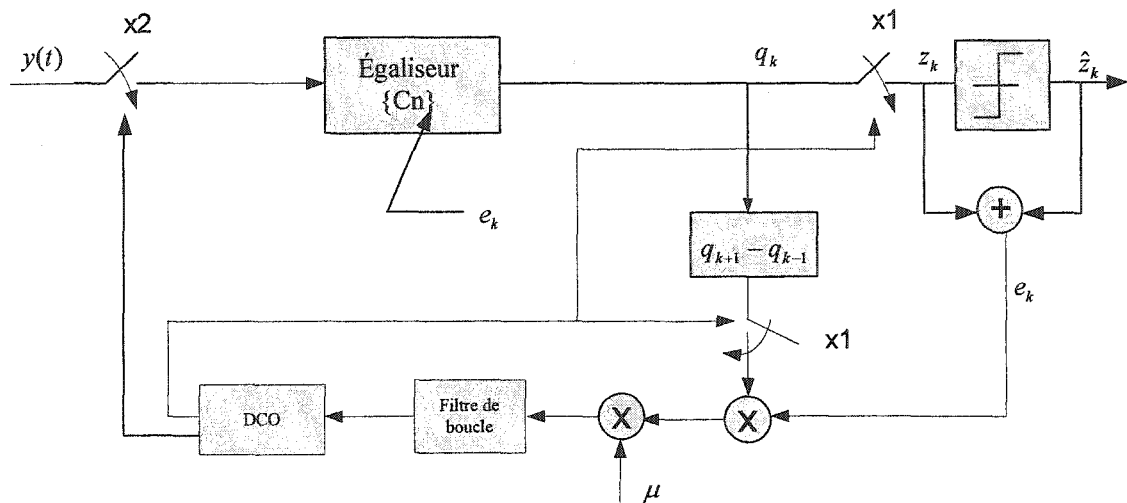


Figure 41 Fonctionnement conjoint de l'égaliseur- synchroniseur de l'horloge (Algorithme conjoint basé sur le critère MMSE)

Finalement en se basant sur les équations (2-25), (4-7) et (4-8) on dérive l'algorithme conjoint suivant :

$$\begin{cases} C_{k+1} = C_k + \mu e_k Y_k^* \\ \tau_{k+1} = \tau_k - \mu \left(e_k \cdot \frac{\partial q_k}{\partial \tau_k} \right) \end{cases} \quad (4-9)$$

avec $e_k = z_k - \hat{z}_k$

4.5 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre on a expliqué la nécessité d'un fonctionnement conjoint entre l'égalisation et la récupération de l'horloge. Quelques algorithmes conjoints ont été cités. Un exemple de schéma d'implémentation a été donné pour éclaircir le principe de fonctionnement conjoint.

CHAPITRE 5

ARCHITECTURE PROPOSÉE ET SIMULATION

L'architecture proposée est implémentée et simulée sur le logiciel SPW version 4.6 sur une station SUN. Plusieurs blocs faisant partie du système mais n'existent pas dans la librairie du logiciel ont été constitués de toutes pièces à partir de ceux existants.

5.1 Architecture proposée

Le système est basé sur une modulation-démodulation en bande de base de type QPSK et une structure d'égalisation de type DFE.

Le schéma général est donné par la figure 42.

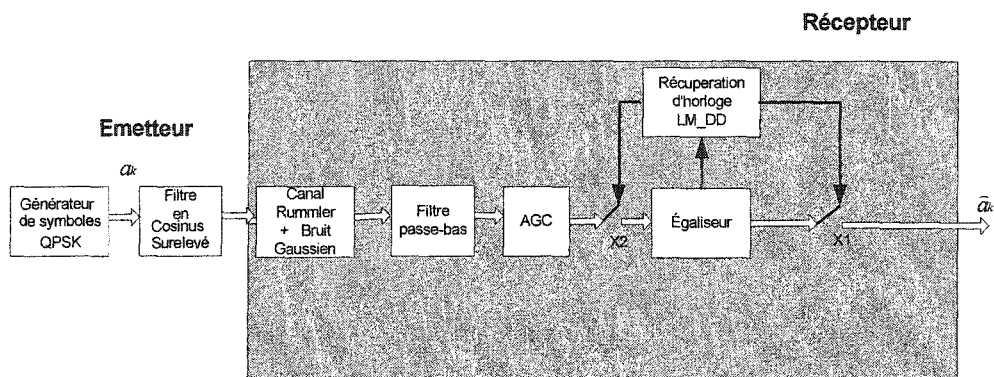


Figure 42 Schéma général en bloc du système proposé

5.1.1 Émetteur

Il est constitué :

- D'un générateur de données en QPSK.
- D'un filtre en cosinus sur-élevé.
- D'un canal de Rummler à deux chemins.
- D'un générateur de bruit blanc gaussien de densité spectral de puissance $N_0/2$.

5.1.1.1 Générateur de symboles en QPSK

Les symboles complexes générés au rythme de symbole $1/T$, sont choisis dans un alphabet $\{-1,+1\}$ suivant une loi pseudo aléatoire, de distribution uniforme, de variance 1 et de probabilité par symbole de 0.5. Cette loi doit garantir un minimum d'aspect aléatoire pour assurer l'indépendance entre les symboles. Ceci suppose en pratique un générateur pseudo aléatoire utilisant une longue séquence de registres.

Le signal à la sortie de ce module est un signal complexe, discret dont les composantes réelle et imaginaire sont respectivement les sorties I (sortie en-phase) et Q (sortie en quadrature). Chaque composante supporte un signal dont la forme est donnée par l'équation (1-2). Ce qui suppose que le premier filtre de mise en forme est incorporé dans ce bloc.

Comme il a été expliqué dans le chapitre des généralités, la phase de la porteuse n'apparaîtrait pas sur ce système, car elle est supposée parfaitement récupérée au récepteur.

5.1.1.2 Filtre de mise en forme

Ce filtre est un filtre en Cosinus surélevé normal qui joue deux rôles :

- Limitation de la bande passante à l'émission à $(1+\alpha)/2T$.
- La mise en forme des symboles émis pour lutter contre l'IES.

Le nombre de coefficients a été choisi suffisamment grand (1024) pour approcher le plus la théorie et diminuer en conséquence l'effet de la troncature au niveau du fonctionnement globale du système. Le facteur de mise en forme α est choisi égal à 0,5 pour comparer les résultats trouvés avec ceux de la littérature.

5.1.1.3 Canal de Rummler

Ce canal combine les signaux issus de deux chemins. Le deuxième chemin est caractérisé par les paramètres suivants :

- Le gain d'amplitude β choisi dans une plage variant entre 0,80 et 0,99. Ceci donne un évanouissement à la fréquence dans la bande du signal où l'évanouissement a eu lieu, entre 14 dB et 40dB.
- Le retard de durée τ par rapport au chemin principal, dans cette étude il est l'équivalent de deux échantillons.
- La fréquence f_0 dans la bande du signal où l'évanouissement a eu lieu, en ce qui nous concerne on la prend égale à la fréquence DC.

La figure 43 illustre le canal utilisé dans notre système.

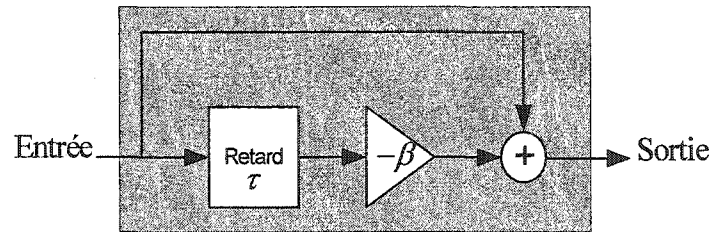


Figure 43 Canal de Rummier du système

5.1.2 Récepteur

Il est constitué :

- D'un filtre de réception.
- D'un AGC (Contrôle automatique du gain en puissance).
- D'un Interpolateur à l'entrée et un décimateur à la sortie avec un facteur de sur-échantillonnage de M .
- D'un égaliseur type DFE piloté par un algorithme à pas adaptatif de type CMA modifié.
- D'un synchroniseur d'horloges délivrant deux horloges asservies en phase et en fréquence (la première à deux fois le taux de symbole qui échantillonne l'entrée de l'égaliseur et l'autre à une fois le taux de symbole échantillonnant la sortie de l'égaliseur).

La figure 50 illustre le système de réception proposé.

5.1.2.1 Filtre de réception

C'est un filtre normal passe bas de fréquence de coupure à 3dB égale à la bande passante du filtre de mise en forme à l'entrée. Ce filtre va permettre de diminuer le bruit à l'entrée du récepteur. Le filtre adapté en Cosinus surélevé a été omis ici car une des propriétés importantes d'un égaliseur fractionnel est de jouer le rôle conjoint d'un égaliseur de canal et d'un filtre adapté à l'impulsion de mise en forme.

5.1.2.2 Contrôle automatique de gain

Ce bloc permet d'ajuster le gain en amplitude de chaque composante I et Q du signal à la réception. Le principe de son fonctionnement est le suivant :

Dans une première étape et pour chaque segment (I ou Q), une évaluation de la puissance moyenne sur plusieurs symboles (ici choisis au nombre de 20) est faite. Ensuite la puissance théorique normalisée qui est de 1 Watt (pour chaque segment) est divisée par la puissance évaluée, ceci permet d'évaluer, au cours du temps, le gain en puissance.

Dans une seconde étape et pour chaque segment, la composante du signal à l'entrée du bloc AGC qui lui correspond est multiplié par la racine carrée du gain correspondant évaluée précédemment. Ainsi la puissance normalisée de 1 Watt est restituée.

Le problème de balancement entre les segments I et Q ne se pose pas dans notre cas. La figure 44 illustre le schéma utilisé pour normaliser la puissance reçue.

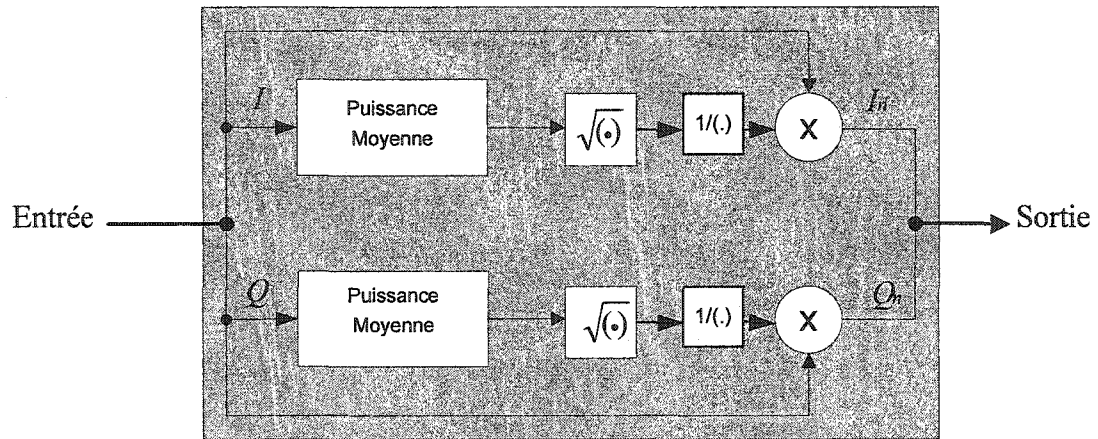


Figure 44 Schéma proposé pour l'AGC

5.1.2.3 Interpolateur et décimateur

Un interpolateur linéaire avec un facteur de sur-échantillonnage M , peut être implémenté dans notre système, entre le bloc de contrôle de gain automatique et l'égaliseur.

Le décimateur aussi, peut être implémenté à la sortie de l'égaliseur. Il utilise le même facteur M pour décimer.

5.1.2.4 Égaliseur à structure de type DFE

Cette structure est constituée :

- D'un filtre avant de type FSE, complexe, avec 9 coefficients dont le support (*Span*) est étalé sur 4.5 symboles. Le coefficient central est choisi au milieu du

support (4^{ème} coefficient) avec une valeur d'initialisation égale à l'unité. Tous les autres coefficients sont initialisés à zéro.

- D'un filtre soustracteur d'IES, complexe, monté en arrière, menu d'un bloc de décision pour la modulation QPSK, avec 1 coefficient retardé d'une durée 1 symbole. Ce coefficient est initialisé à zéro.
- Deux échantillonneurs, l'un à l'entrée de l'égaliseur au rythme de $2/T$, l'autre à sa sortie au rythme de $1/T$.

L'algorithme aveugle d'adaptation des coefficients des deux filtres (avant et arrière) utilisé lors de la simulation est le CMA modifié. Le pas d'adaptation est choisi égal à 0,03. La figure 50 illustre la structure d'égalisation utilisée et l'implémentation de l'algorithme.

La figure 45 montre les structures proposées pour l'évaluation des valeurs des coefficients avant et arrière.

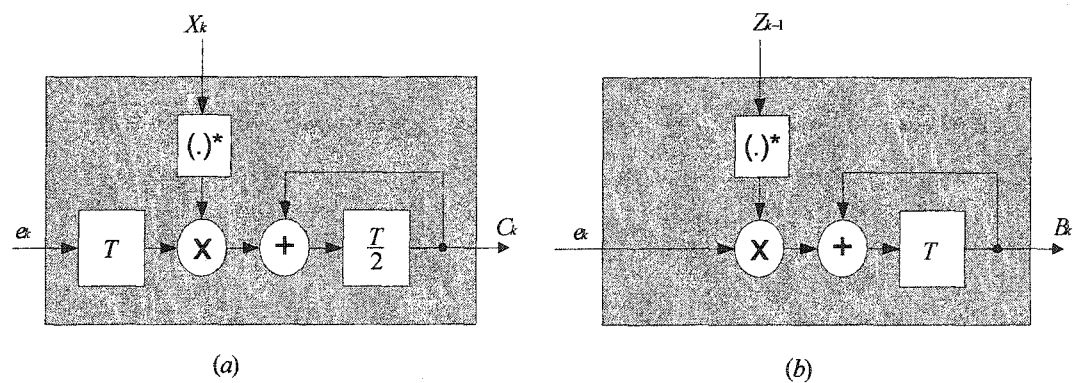


Figure 45 Schémas proposés pour l'évaluation des coefficients
(a) filtre avant, (b) filtre arrière

5.1.2.5 Bloc de récupération de l'horloge ou DLL

La structure proposée est composée d'un détecteur de phase, d'un filtre de boucle passe-bas et d'un VCC.

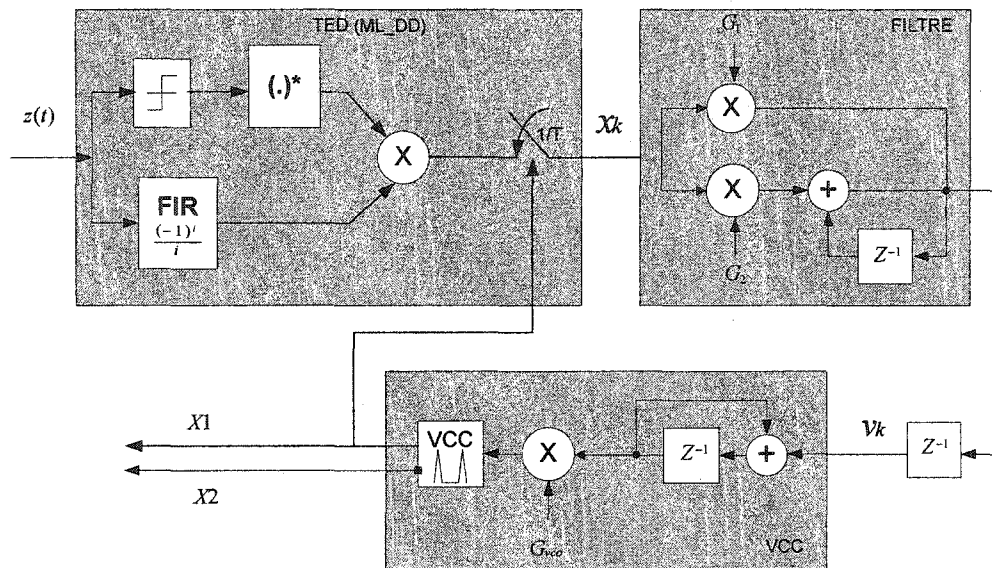


Figure 46 Schéma proposé pour le bloc de récupération de l'horloge

5.1.2.5.1 Détecteur d'erreur de phase de l'horloge

Il est implémenté suivant le critère de maximum de vraisemblance avec décision (*ML-DD*) donnée par l'équation (3-4). Le signal à sa sortie est l'erreur de phase évaluée par l'équation :

$$x(\tau) = \hat{z}(kT_s + \tau) \cdot z'(kT_s + \tau - \Delta) \quad (5-1)$$

où $(.)^*$ est l'opérateur conjugué et $(.)'$ est l'opérateur différentiel.

La dérivée est évaluée par l'entremise d'un filtre RIF dont la sortie est l'approximation de la valeur de dérivée de l'entrée. Le filtre proposé a trois coefficients dont les valeurs respectives sont -1 , 0 et 1 calculés à partir de l'équation (4-8). La figure 47 illustre le schéma de ce filtre.

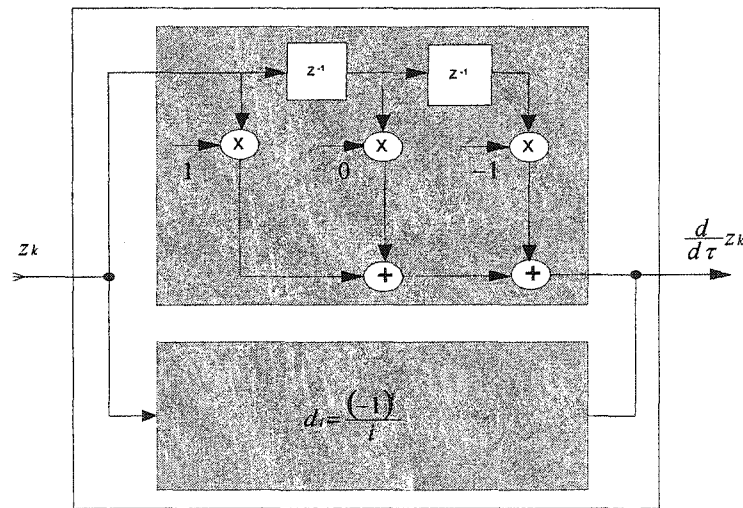


Figure 47 Dérivée discrète complexe implémentée par un filtre RIF complexe à trois coefficients

5.1.2.5.2 Filtre de boucle

C'est un filtre discret de 1^{er} ordre, passe-bas de type (*Lead_Lag*) donné en exemple dans le chapitre 3. Les coefficients G_1 et G_2 sont fonctions des paramètres f_n , ζ , G_{vco} et G_p et sont calculés à partir des équations (3-47) et (3-49).

La sortie du filtre est un signal de commande qui va être utilisé par le VCC pour corriger les fréquences et phases instantanées des signaux de références. Sa valeur discrète est donnée par l'équation :

$$v_k = \left(G_1 + \frac{G_2}{1-Z^{-1}} \right) x_k \quad (5-2)$$

5.1.2.5.3 Horloge contrôlée par voltage

C'est un bloc qui est constitué :

- D'un accumulateur de phase dont la fonction de transfert dans le domaine discret est donnée par l'équation (3-35).
- D'un générateur de signaux de références (aux taux $1/T$ et $2/T$) dont les phases instantanées sont fonctions du voltage à l'entrée du VCC.

Dans le logiciel SPW, une horloge à la fréquence $1/T$, est un signal formé d'une succession de pulses espacées de T . La durée de chaque pulse est approximativement 1% de la période (Taux de cycle = 1%). Si $\Gamma(t)$ représente cette pulse alors les horloges à la sortie du VCC sont données par les équations :

$$\begin{aligned} g_1(t) &= \sum_k \Gamma(t - kT) \\ g_2(t) &= \sum_k \Gamma'(t - kT/2) \end{aligned} \quad (5-3)$$

Dans la figure 48 on voit en (a) une horloge normale (Taux de cycle = 50%), en (b) l'horloge au taux de symbole qui se dérive de la première en mettant le taux de cycle à 1% et en (c) l'horloge à deux fois le taux de symbole au même taux de cycle qu'en(b).

Le signal $g_1(t)$ peut être exprimé autrement. En effet, si l'horloge normale est notée $g_H(t)$ alors :

$$g_1(t) = g_H(t) \Big|_{\text{taux de cycle}=1\%} \quad (5-4)$$

Dans le bloc de génération de fréquence sur SPW, $g_H(t)$ est définie par :

$$g_H(t) = \text{square}[2\pi ft + \varphi_0] \quad (5-5)$$

Où *square* est la fonction carrée de fréquence f et de phase à l'origine φ_0 .

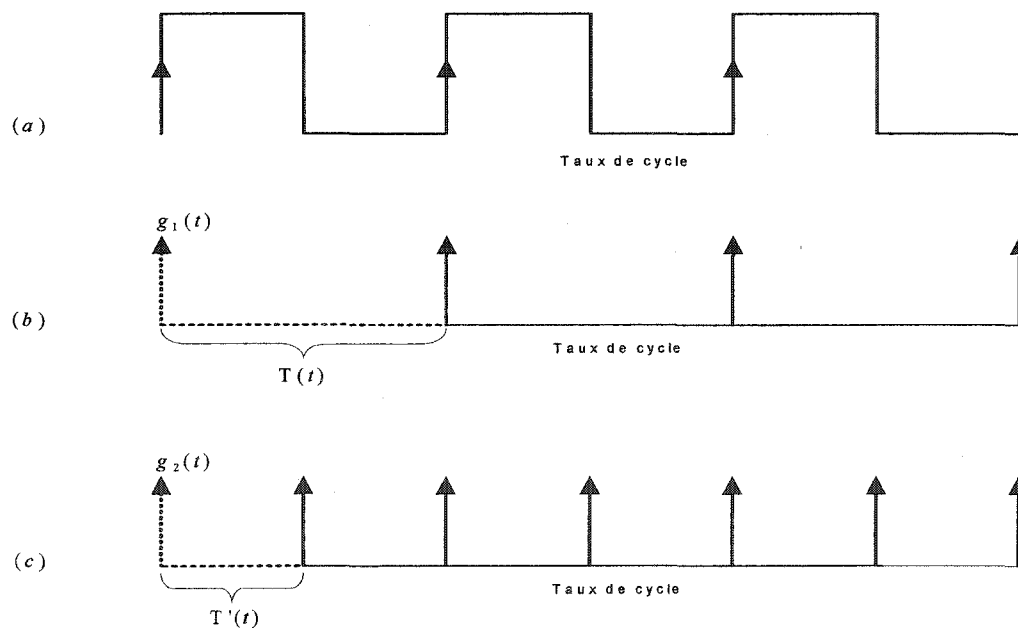


Figure 48 Signaux de référence à la sortie du VCC, horloge classique à 50% de taux de cycle (a), horloge SPW au taux de symbole $1/T$ (b), horloge SPW au taux de symbole $2/T$ (c)

Les signaux d'horloges $g_1(t)$ et $g_2(t)$ s'écrivent alors en mettant implicitement le taux de cycle à 1% :

$$\begin{aligned} g_1(t) &= \text{square}[2\pi ft + \varphi_0] \\ g_2(t) &= \text{square}[4\pi ft + 2\varphi_0] \end{aligned} \quad (5-6)$$

Si f_0 est la fréquence d'oscillation propre du VCC alors :

$$f = f_0 \pm \Delta f \quad (5-7)$$

Où Δf est l'erreur de fréquence (*Offset* ou *frequency detuning*) il est exprimée en unité Hertz ou ppm (partie par million).

En remplaçant l'expression de (5-7) dans (5-6) cette dernière devienne :

$$\begin{aligned} g_1(t) &= \text{square}[2\pi ft \pm 2\pi\Delta ft + \varphi_0] = \text{square}[2\pi ft + \Theta(t)] \\ g_2(t) &= \text{square}[4\pi ft \pm 4\pi\Delta ft + 2\varphi_0] = \text{square}[4\pi ft + 2\Theta(t)] \end{aligned} \quad (5-8)$$

Où $\Theta(t)$ est l'erreur de phase instantanée, elle est la somme d'une phase statique φ_0 et d'une phase variable $2\pi\Delta ft$. C'est $\Theta(t)$ qui doit être récupérée par le synchroniseur d'horloge lors du déroulement de son algorithme.

Si on passe maintenant du domaine du temps au domaine discret : en remplaçant le temps t par son équivalent k/f_s , où k est le $k^{\text{ème}}$ échantillon et f_s est la fréquence d'échantillonnage, alors l'équation (5-8) devient :

$$\begin{aligned}
 g_1(k) &= \text{square} \left[2\pi \frac{f}{f_s} k + \Theta_k \right] \\
 g_2(k) &= \text{square} \left[4\pi \frac{f}{f_s} k + 2\Theta_k \right]
 \end{aligned}
 \tag{5-9}$$

où $\Theta_k = \pm 2\pi \frac{\Delta f}{f_s} k + \varphi_0$.

Lorsque la DLL atteint la phase de stabilité (*Steady state*), l'entrée du VCC v_k doit suivre au cours du temps les variations de Θ_k de telle sorte que la différence $v_k - \Theta_k$ tend vers zéro ou demeure constante durant toute la durée du fonctionnement du système égaliseur- récupérateur d'horloge.

Lorsque l'erreur Δf est nulle, la récupération de l'horloge se limite à l'erreur de phase statique φ_0 entre l'horloge de l'émetteur et celle du récepteur. Dans le cas contraire c'est la fréquence et la phase, qui sont conjointement récupérées. On parle dans ce cas de la récupération de la phase linéaire.

Dans le domaine discret la caractéristique du VCC est un peu différente de celle du VCO, en effet :

- Pour le VCO, à chaque valeur de voltage à son entrée lui corresponde une fréquence de sortie. Ceci procure au VCO une courbe linéaire continue.
- Pour le VCC, à chaque intervalle de voltage (qui dépend du nombre d'échantillons par symbole) lui corresponde une fréquence. Ceci confère au VCC une courbe en escalier.

La figure 49 illustre les deux caractéristiques. Il est à noter que ces deux caractéristiques peuvent coïncider lorsque la fréquence d'échantillonnage est très élevée.

La largeur de l'intervalle dont l'unité est définie en Volts est donnée par :

$$\Delta v = \frac{2\pi R}{f_s} \quad (5-10)$$

où $R = 1/T$ est le taux de symbole à l'émission.

Quand le gain ou la sensibilité du VCO G_{vco} est fixé à 1 rad/s/V , l'accumulateur de phase (intégrateur) doit cumuler une valeur complète égale à $(\pm 2\pi R / f_s)$ rad, pour que la pulse de l'horloge bouge à gauche ou à droite.

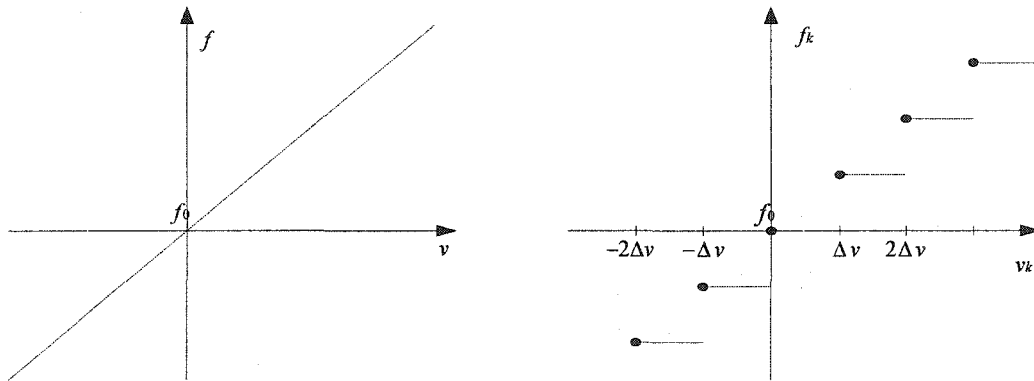


Figure 49 Caractéristique du VCO (à gauche), du VCC en (à droite)

La figure 50 illustre en détail l'interaction entre l'égaliseur et le synchroniseur d'horloge.

5.1.3 Fonctionnement du système proposé

Les coefficients avants et arrières réagissent aux nouvelles positions des impulsions d'échantillonnage. Ainsi on obtient à la sortie de l'égaliseur une nouvelle valeur complexe du signal z_k ; celle-là est prise en compte par le TED qui donne une nouvelle valeur de l'erreur de phase d'horloge (*new symbol timing error*). Cette erreur récente est filtrée par le filtre de boucle et transmise au VCC qui détermine en conséquence de nouveaux déplacements à droite ou à gauche, des impulsions d'échantillonnage des deux horloges.

Un déplacement à gauche aurait entraîné une diminution du module de z_k et donc l'apparition des phases cumulées négatives à l'entrée du VCC alors qu'un déplacement à droite aurait pour effet d'augmenter le module de z_k et donc favoriser l'apparition des phases cumulées positives à l'entrée du VCC.

Réciproquement une phase cumulée positive de valeur plus grande ou égale à la longueur d'un intervalle, entraîne un déplacement des pulses vers la gauche, par contre une phase cumulée négative dont la valeur absolue est plus grande ou égale à la longueur d'un intervalle provoque un déplacement à droite. Ainsi le processus d'asservissement de phase de l'horloge et des coefficients de l'égaliseur continue.

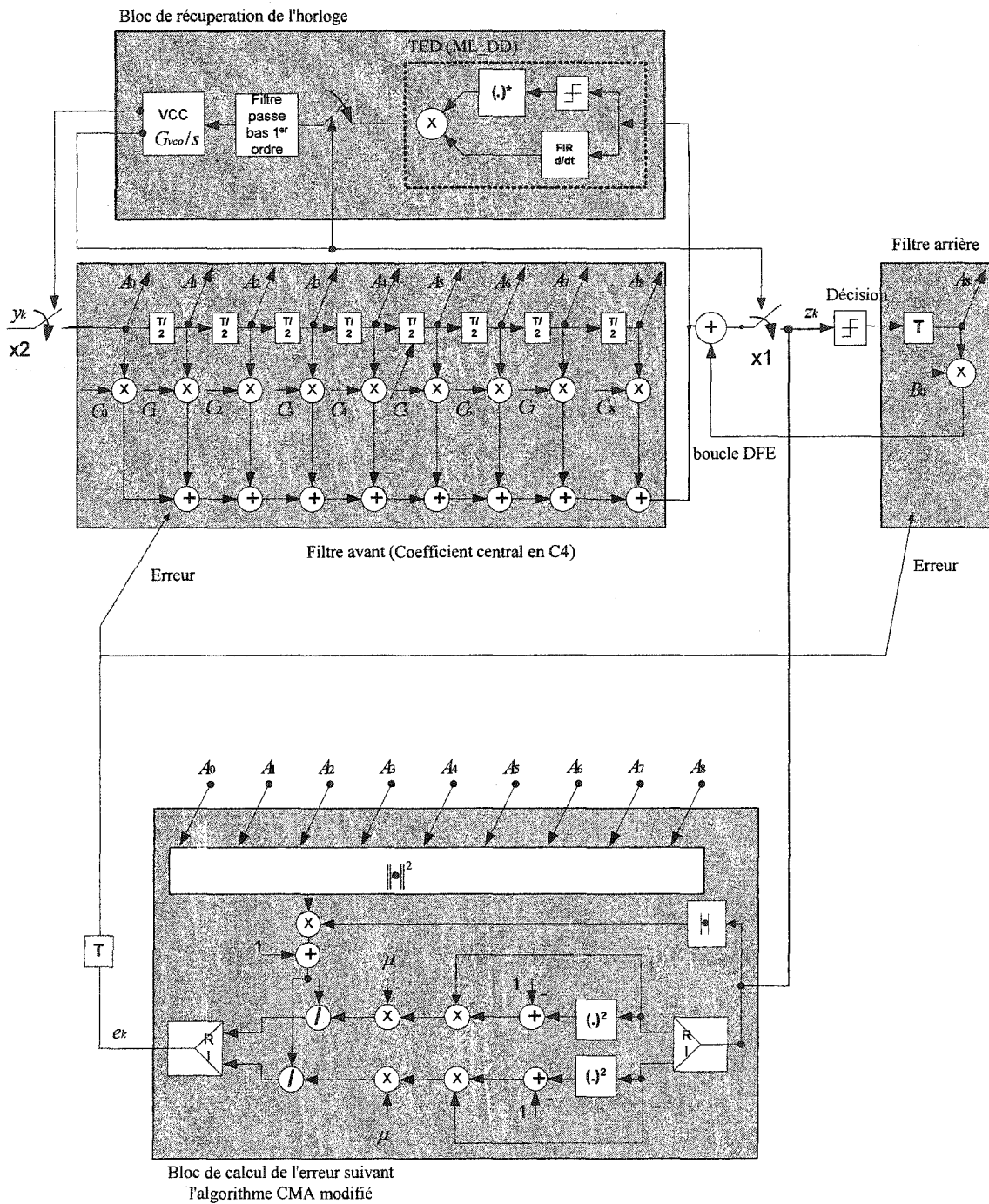


Figure 50 Interaction égalisation– synchronisation du système récepteur proposé

5.2 Simulations

5.2.1 Paramètres de simulation

Les simulations portent sur les données d'initialisation rapportées par les tableaux I, II, III et IV.

Tableau I

Composantes et paramètres globaux du système proposé

| | Type | Valeur |
|--|-------------------|-----------------|
| Modulation - Rotation | QPSK normalisée | $\pi/4$ |
| Taux de symboles R | - | 10 MSymboles/s |
| Fréquence d'échantillonnage f_s | - | 320 MHz |
| Filtre de mise en forme - α | Cosinus sur-élevé | 0.5 |
| Filtre de mise en forme - Nombre de coefficients | - | 1024 |
| Canal – gain de réflexion | Rummler | 0.8 à 0.99 |
| Délai de canal (en secondes) | - | 6.25 ns |
| Filtre de réception, bande à -3dB | Nyquist | 10 MHz |
| SNR | Gaussien | 0 dB à ∞ |

Tableau II

Composantes et paramètres de l'égaliseur proposé

| Composante ou paramètre | Type | Valeur |
|---|-------------|----------------|
| Algorithme | CMA modifié | - |
| Pas d'adaptation | adaptatif | 0.03 au départ |
| Filtre avant - Nombre de coefficients | Fractionnel | 9 |
| Filtre avant - Coefficient central | C_4 | 1 |
| Filtre arrière - Nombre de coefficients | Transversal | 1 |

Tableau III

Composantes du synchroniseur d'horloge proposé

| Composant | Type ou valeur |
|--------------------|---|
| Détecteur de phase | ML-DD |
| Filtre de boucle | Lead-Lag, 1 ^{er} ordre |
| Délai de boucle | 1 échantillon |
| VCC | Générateur d'impulsions au taux (x1) et (x2) |

Tableau IV

Paramètres déterminants du comportement de la DLL

| Fréquence naturelle f_n | Taux d'amortissement ζ | Sensibilité du VCC G_{vco} | Gain du TED G_p | Coefficients du filtre | |
|------------------------------|---------------------------------|---------------------------------|----------------------|------------------------|----------|
| | | | | G_1 | G_2 |
| 150 Hz | 0.1 | 1 rad/s/V | 0.00001 V/rad | 0.0588 | 8.665e-7 |

Tableau V

Énumération des conditions de simulations

| Situation | Décalage de fréquence | Décalage de phase | Canal Gaussien | Canal de Rummler |
|-----------|-----------------------|-------------------|----------------|------------------|
| 1 | 0 ppm | -45° | Oui | Oui |
| 2 | -25 ppm | -45° | Non | Oui |
| 3 | -25 ppm | -45° | Oui | Oui |
| 4 | 0 ppm | -45° | Oui | Non |
| 5 | 0 ppm | -45° | variable | Non |
| 6 | 0 ppm | -45° | variable | Non |
| 7 | 0 ppm | -45° | variable | Oui |

5.2.2 Recueil des constellations et spectres des signaux

Dans cette section, on a jugé utile de rapporter les formes des signaux (spectre et constellation) à certains points importants, pour confirmer le bon fonctionnement du système.

5.2.2.1 Spectre et constellation à l'entrée du filtre de mise en forme

La figure 51 nous donne l'allure du spectre à l'entrée du filtre à l'émission, on reconnaît ici le spectre en bande de base d'un signal modulé en QPSK. La même figure nous donne la constellation, on voit ici quatre points parfaits espacés par des phases constantes de $\pi/4$.

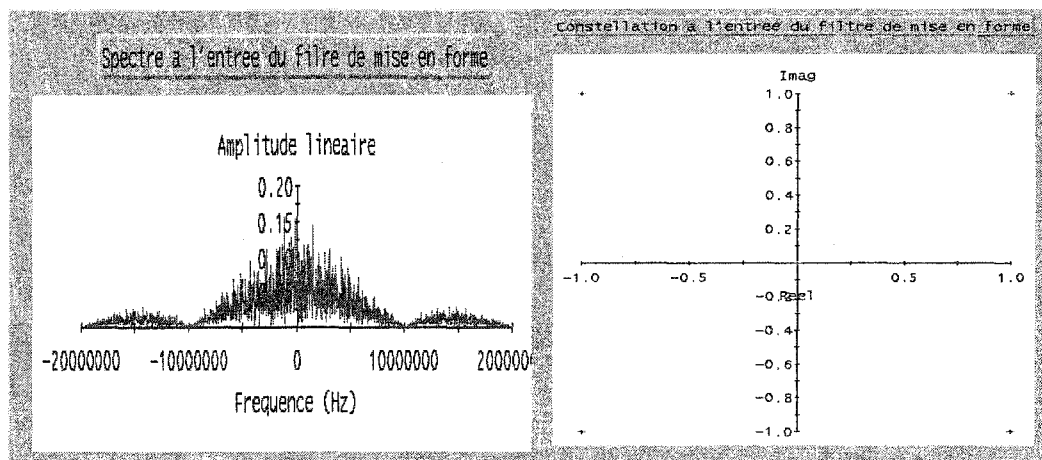


Figure 51 Signal généré par une source de modulation QPSK en bande de base (à gauche) spectre, (à droite) constellation

5.2.2.2 Spectres et constellations à l'entrée et à la sortie du canal

La figure 52 nous donne l'allure du spectre à l'entrée du canal, on reconnaît ici le spectre en bande de base d'un signal modulé en QPSK en sortie du filtre de Nyquist et filtrée. L'excès de la bande passante est de 50%, le filtre coupe à 7.5 MHz.

La même figure nous donne la constellation, on voit ici quatre points parfaits, preuve que le filtre de Nyquist économise sur la bande passante tout en sauvegardant l'intégrité du signal.

La figure 53 nous donne l'allure du spectre à la sortie du canal. On distingue bien l'évanouissement au niveau de la fréquence DC. La même figure nous donne la constellation, on voit bien l'effet dispersif dû au phénomène du multi-trajets. La constellation est quasiment méconnaissable.

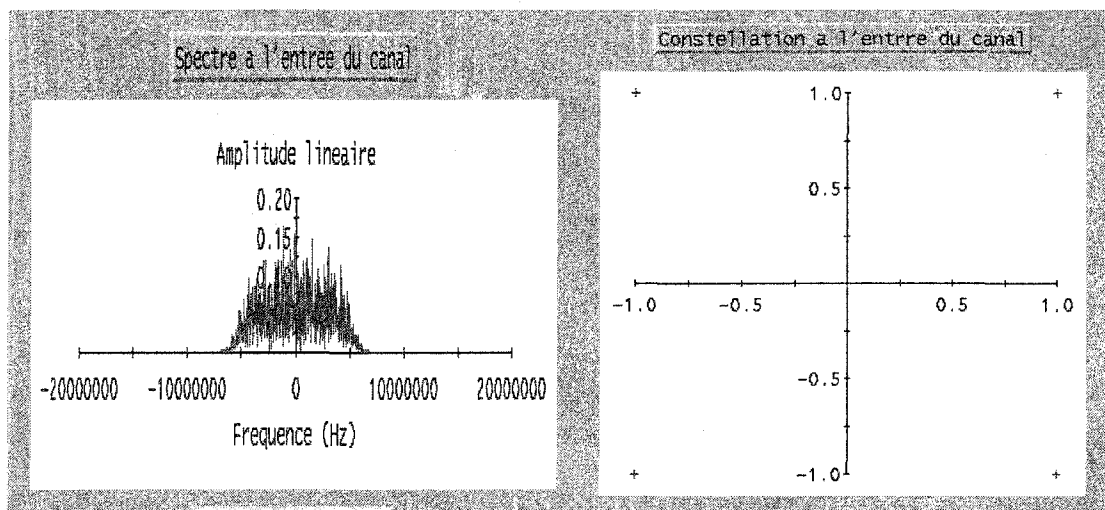


Figure 52 Signal en bande de base à la sortie du filtre en cosinus sur-élevé ($\alpha = 0,5$).
(à gauche) spectre, (à droite) constellation

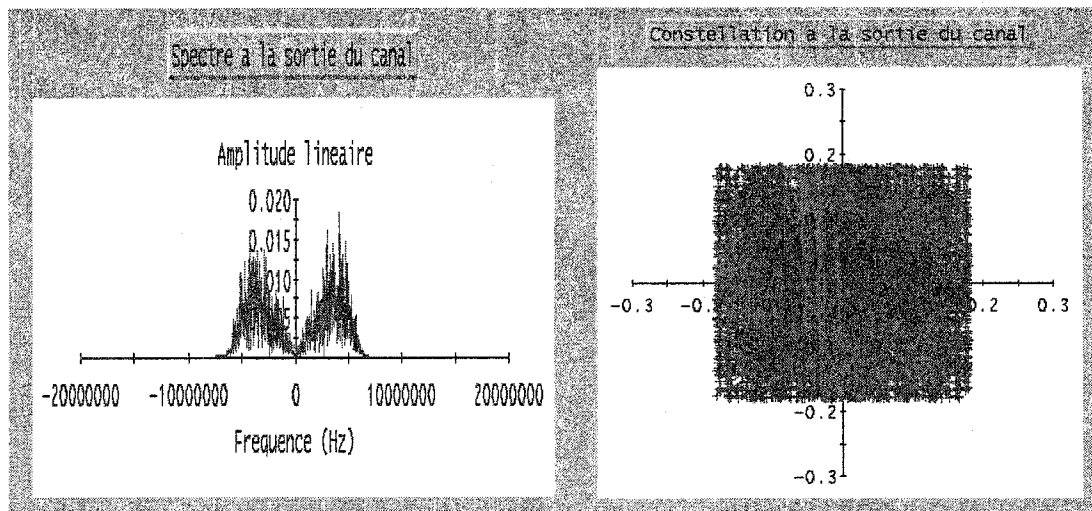


Figure 53 Signal en bande de base à la sortie du canal ($\beta = 0,99$)
(à gauche) spectre, (à droite) constellation

5.2.2.3 Spectres et constellations à l'entrée et à la sortie de l'AGC

C'est aussi le signal de sortie du filtre passe bas de réception AAF. La figure 54 nous donne l'allure du spectre à l'entrée de l'AGC, ici on voit bien que le signal est beaucoup affaibli. La même nous donne la constellation, ici la constellation est complètement pleine de nuages. De plus, on voit bien un manque de puissance.

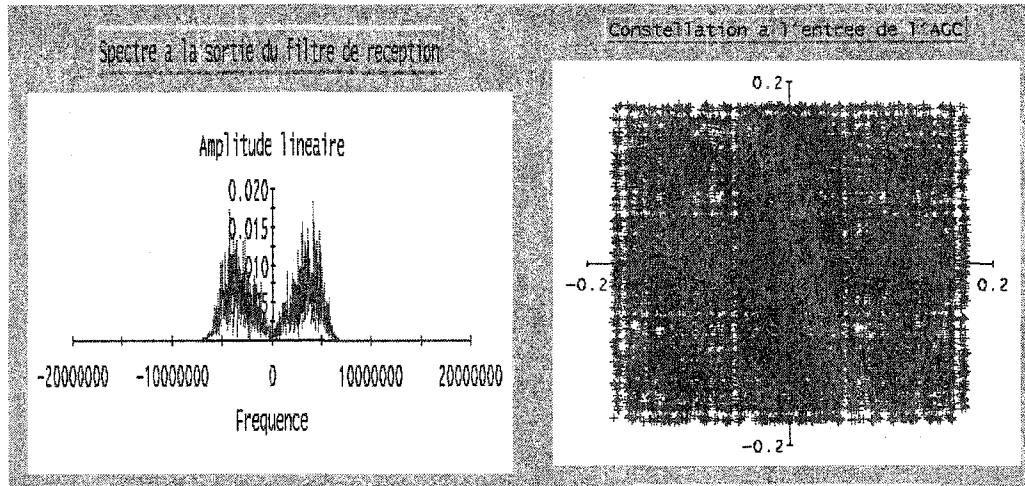


Figure 54 Signal en bande de base à l'entrée de l'AGC
(à gauche) spectre, (à droite) constellation

La figure 55 nous donne l'allure du spectre à la sortie de l'AGC. La même figure nous donne la constellation après restitution de la puissance normalisée d'origine qui est de 1 Watt par segment.

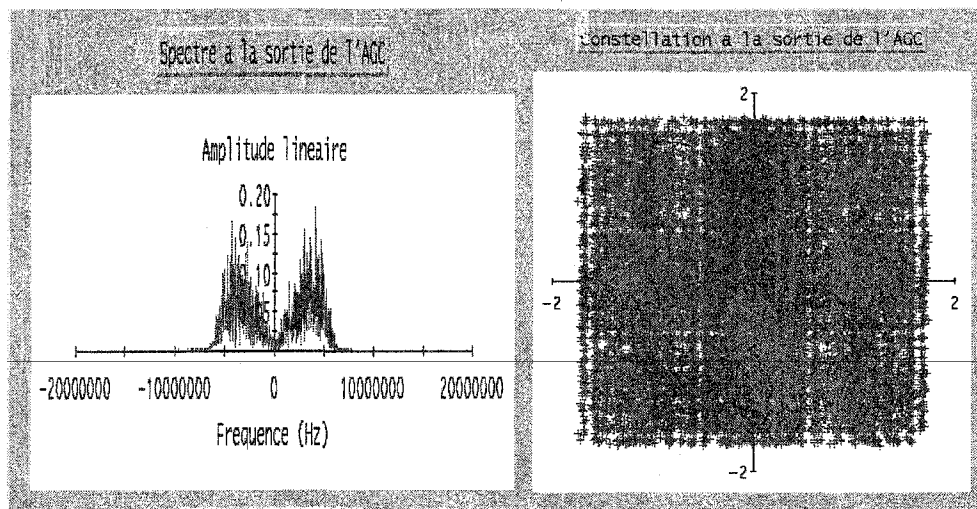


Figure 55 Signal en bande de base à la sortie de l'AGC
(à gauche) spectre, (à droite) constellation

5.2.3 Comportement du système en boucle ouverte

En boucle ouverte le système n'est pas contrôlé vis à vis le décalage de fréquence et de phase. L'ouverture de boucle est faite à l'entrée du VCC.

5.2.3.1 Boucle ouverte sans erreur de fréquence

C'est la situation 1 du tableau V qui se présente avec un SNR de 25 dB et un évanouissement de 14 dB.

On a observé que le système converge sans problème. Il n'est pas affecté par la présence du décalage de phase, car celle-ci est fixe, donc l'horloge au récepteur ne bouge pas. Ce sont les valeurs des coefficients qui s'adaptent à l'emplacement des impulsions d'échantillonnage. La figure 56 nous donne la constellation à l'entrée et à la sortie de l'égaliseur.

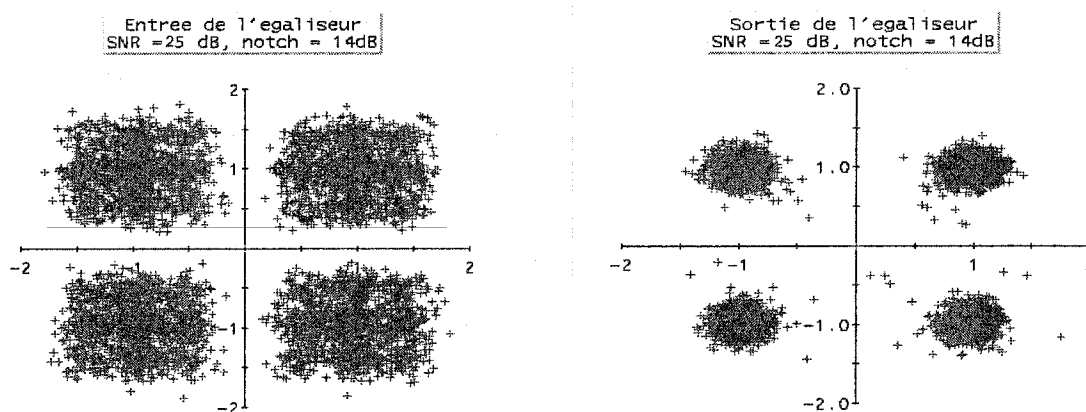


Figure 56 Constellations avant et après l'égaliseur en boucle ouverte avec un décalage de phase

5.2.3.2 Boucle ouverte avec erreur de fréquence

C'est la condition de simulation 2 qui se présente, sans bruit avec un évanouissement de 25 dB. On a observé que le système arrive à converger mais les valeurs des coefficients glissent constamment à droite car le décalage de fréquence est négatif. Comme dans le cas de la situation 1, les coefficients essaient de s'adapter à chaque nouvelle situation due au déplacement permanent des impulsions des deux horloges. À un moment donné le coefficient central se retrouve à l'extrême droite de l'égaliseur et sort de la limite physique. Ainsi le système diverge complètement.

Le tableau VI répertorie les résultats de cette simulation, qui sont les valeurs de certains coefficients prises à des intervalles non réguliers.

Tableau VI

Valeurs des coefficients prises à des intervalles non réguliers
avec une erreur de fréquence en boucle ouverte

| COEFFICIENTS | ITÉRATIONS (EN MILLIONS D'ÉCHANTILLONS) | | | | | | | |
|--------------|---|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| | 0 | 0.8 | 4 | 9 | 14 | 18 | 23 | 25 |
| C0 | 0 | -0.034 | -0.029 | -0.004 | -0.01 | -0.016 | -0.024 | -0.027 |
| C1 | 0 | 0.094 | 0.075 | 0.033 | 0.063 | 0.084 | 0.102 | 0.119 |
| C2 | 0 | 0.099 | 0.006 | -0.085 | -0.178 | -0.213 | -0.219 | -0.235 |
| C3 | 1 | 1.104 | 1.055 | 0.905 | 0.696 | 0.53 | 0.361 | 0.304 |
| C4 | 0 | 0.25 | 0.34 | 0.466 | 0.588 | 0.599 | 0.496 | 0.47 |
| C5 | 0 | 0.38 | 0.393 | 0.454 | 0.522 | 0.634 | 0.931 | 0.868 |

La figure 57 nous donne une vue plus claire. On voit bien que quand le décalage de fréquence est négatif (fréquence de l'horloge du récepteur plus petite que celle de l'émetteur), le glissement se fait vers la droite. Cette partie de simulation nous démontre à quel point l'asservissement de l'horloge est important dans un système à égalisation et démontre sa pertinence.

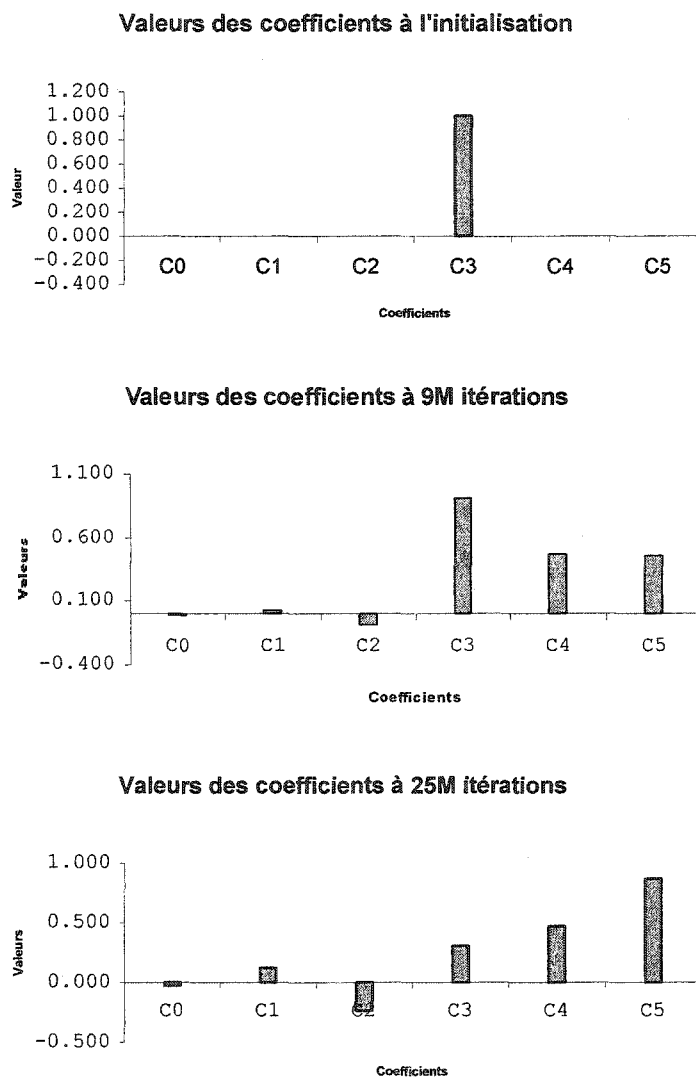


Figure 57 Glissement des coefficients vers la droite suite à un décalage de fréquence, (en haut) à l'initialisation, (au milieu) au bout de 9×10^6 itérations, (en bas) au bout de 25×10^6 itérations

5.2.3.3 Erreur quadratique moyenne en boucle ouverte

L'erreur quadratique moyenne a été estimée en boucle ouverte et en boucle fermée avec un bruit de 25 dB et un évanouissement de 14 dB, dans la condition de simulation 3. La figure 58 nous donne un aperçu sur la vitesse de convergence de l'égaliseur.

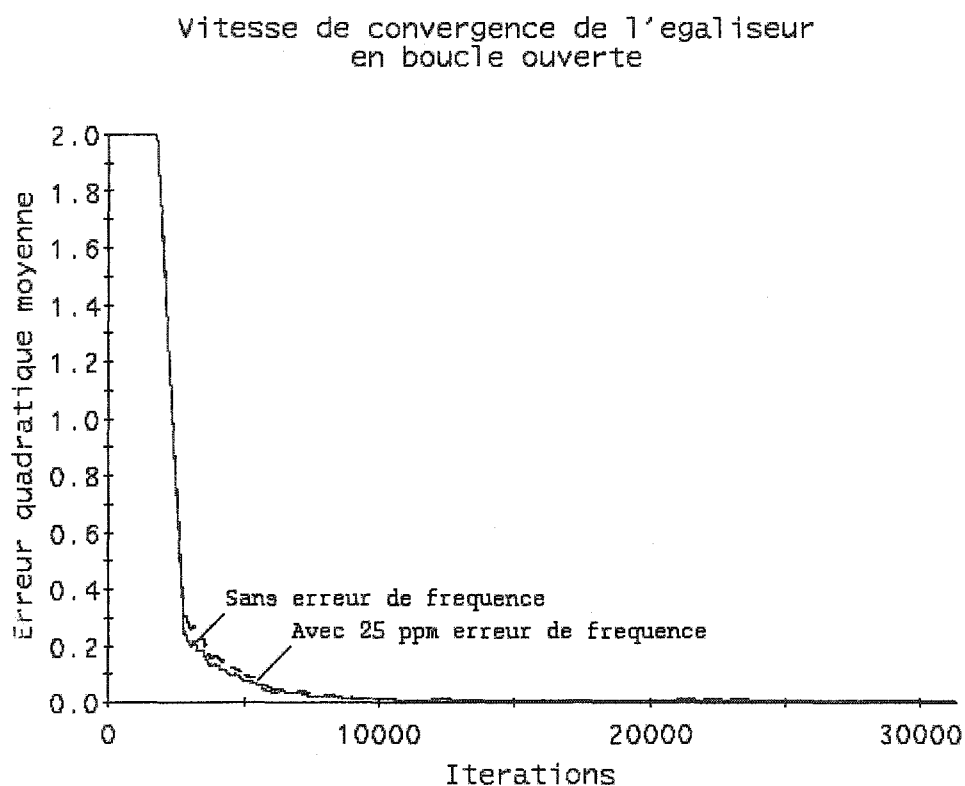


Figure 58 EQM en boucle ouverte avec ou sans erreur de fréquence.

On remarque que même s'il y a un bruit qui se traduit par un SER qui augmente, l'EQM est pratiquement invariable aussi longtemps que l'égaliseur poursuit sa convergence. Ceci est conforme à la théorie qui dit qu'il n'y a pas de lien automatique entre EQM et BER.

5.2.3.4 Courbe en S

Le tableau VII reprend les moyennes du signal à la sortie du TED pour chaque valeur de décalage de phase, sur une durée d'observation de $3 \cdot 10^5$ échantillons. Un évanouissement de 14 dB, a été choisi, nous mettant dans la condition de simulation 5.

Tableau VII

Valeur moyenne du signal en sortie d'un TED basé
sur le ML-DD en fonction de la phase statique normalisée (τ/T)

| Décalage statique normalisé à la période T | Valeur moyenne du signal en sortie du TED |
|--|---|
| 0.50 | 0.48 |
| 0.44 | 1.27 |
| 0.38 | 1.22 |
| 0.32 | 1.18 |
| 0.25 | 1.13 |
| 0.19 | 1.09 |
| 0.13 | 1.04 |
| 0.07 | 0.98 |
| 0.00 | 0.25 |
| -0.07 | -0.52 |
| -0.13 | -0.57 |
| -0.19 | -0.63 |
| -0.25 | -0.68 |
| -0.32 | -0.75 |
| -0.38 | -0.82 |
| -0.44 | -0.9 |
| -0.50 | -0.26 |

La courbe de la figure 59 reflète les résultats du tableau ci-dessus. La ligne pointillée représente la courbe réelle mesurée. La ligne en gras et continue est l'interpolation polynomiale d'ordre 6.

On remarque que la courbe ne passe pas vraiment par zéro comme cela est dit en théorie. Ceci est peut être due, à la longueur de l'impulsion de mise en forme qui est étalée sur 37 symboles. Mais on remarque, comme prédit, une certaine asymétrie autour de zéro dans l'intervalle $[-0.5T, 0.5T]$.

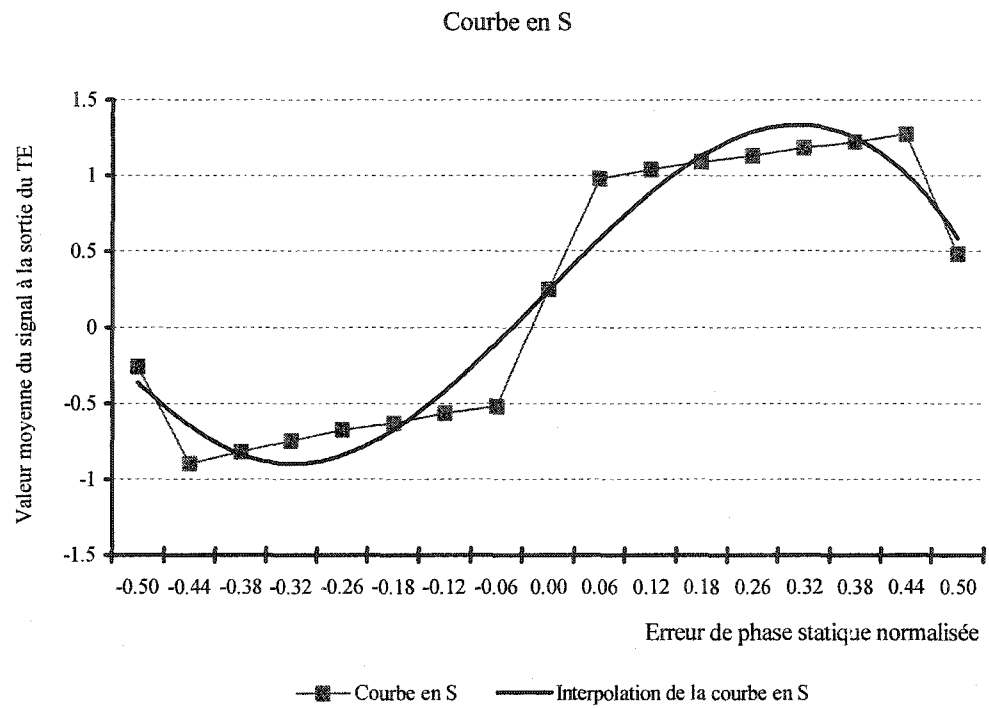


Figure 59 Courbe en S en boucle ouverte du TED basé sur le ML-DD

5.2.4 Comportement du système en boucle fermée et performances

En boucle fermée le système est contrôlé vis à vis le décalage de fréquence et de phase ou couramment décrite par la phase linéaire. Les performances ont été évaluées dans deux cas de figure : Le premier en présence du bruit gaussien seul, le deuxième en présence d'un canal de Rummler additionné d'un bruit gaussien.

5.2.4.1 Fonction de transfert de la DLL

La figure 60, illustre la fonction de transfert en boucle fermée de la DLL, pour les valeurs de paramètres du tableau IV.

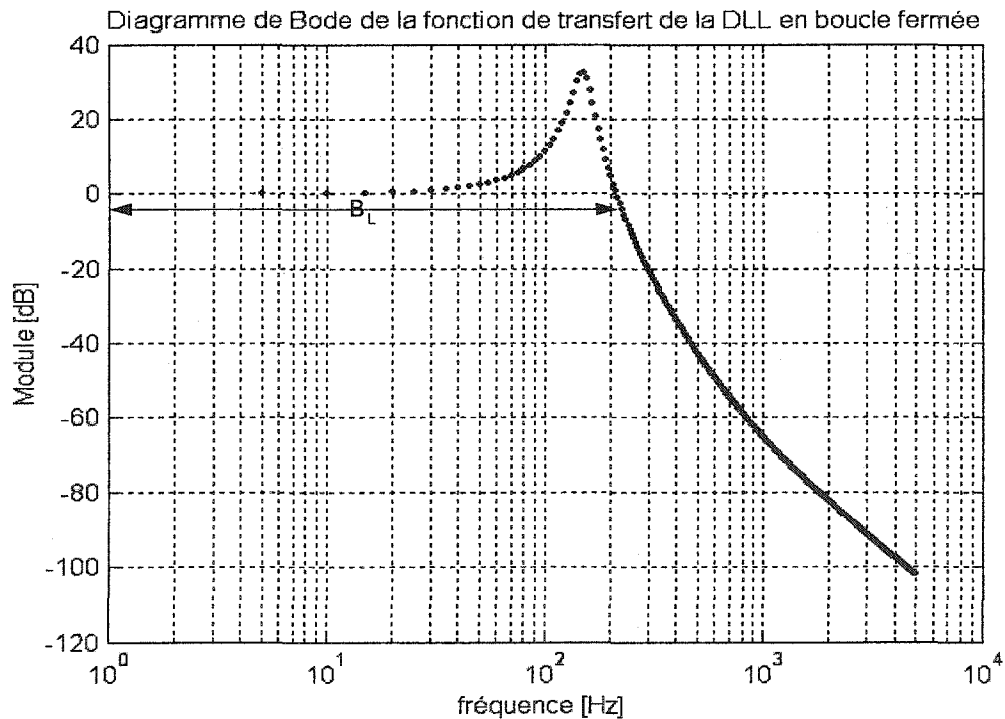


Figure 60 Bande de boucle de la DDL du synchroniseur proposé

D'après la courbe, la bande de boucle, B_L , à -3 dB est à peu près 200 Hz. La bande de boucle normalisée, $B_L.T \approx 2 * 10^{-5}$.

5.2.4.2 Comportement et performances sans erreur de fréquence

On observe que la DLL réagit à la présence d'une erreur de phase statique, par un mouvement du signal de l'horloge, de sa position initiale jusqu'à la position stable (*Steady state*).

5.2.4.2.1 Performances en présence du canal gaussien seul

La simulation est faite dans la condition 4, en boucle fermée, avec un rapport signal à bruit de 25 dB. Comme le montre la figure 61 (courbe en haut), l'horloge du récepteur se synchronise avec celle de l'émetteur en récupérant l'erreur de phase statique. On distingue bien les deux étapes de fonctionnement de la DLL : acquisition et poursuite (*Steady state*). On remarque que la phase d'acquisition est rapide. La valeur finale de l'estimation d'erreur de phase est 0.39 rad. Cette valeur est directement prise à la sortie de l'accumulateur de phase, laquelle il faut multiplier par 2 pour tenir compte du facteur 2, dans l'équation (5-9). Physiquement il y a deux gains et deux modules de VCC. Le rapport de gain est de deux, au profit du module générant le signal de référence à deux fois le taux de symbole.

5.2.4.2.1.1 Variance

Ici on est toujours dans les conditions de simulation 4. La figure 61 (courbe au milieu) nous trace l'évolution de la puissance de l'erreur avec laquelle l'erreur de phase a été estimée. Après simulation de 500 symboles, la variance normalisée de l'erreur est de

l'ordre de 10^{-5} . Une des explications du plateau est la contribution du bruit propre au synchroniseur et le bruit de quantification du à la nature discrète du système.

5.2.4.2.1.2 Vitesse de convergence de l'égaliseur

Toujours dans les conditions de simulation 4, la figure 61 (courbe en bas) retrace la courbe de l'erreur quadratique moyenne. Celle-ci nous donne un aperçu sur la vitesse de convergence de l'égaliseur ainsi que le comportement transitoire au démarrage conjointement avec l'algorithme de récupération de l'horloge. La figure 62 montre la constellation avant et après égalisation.

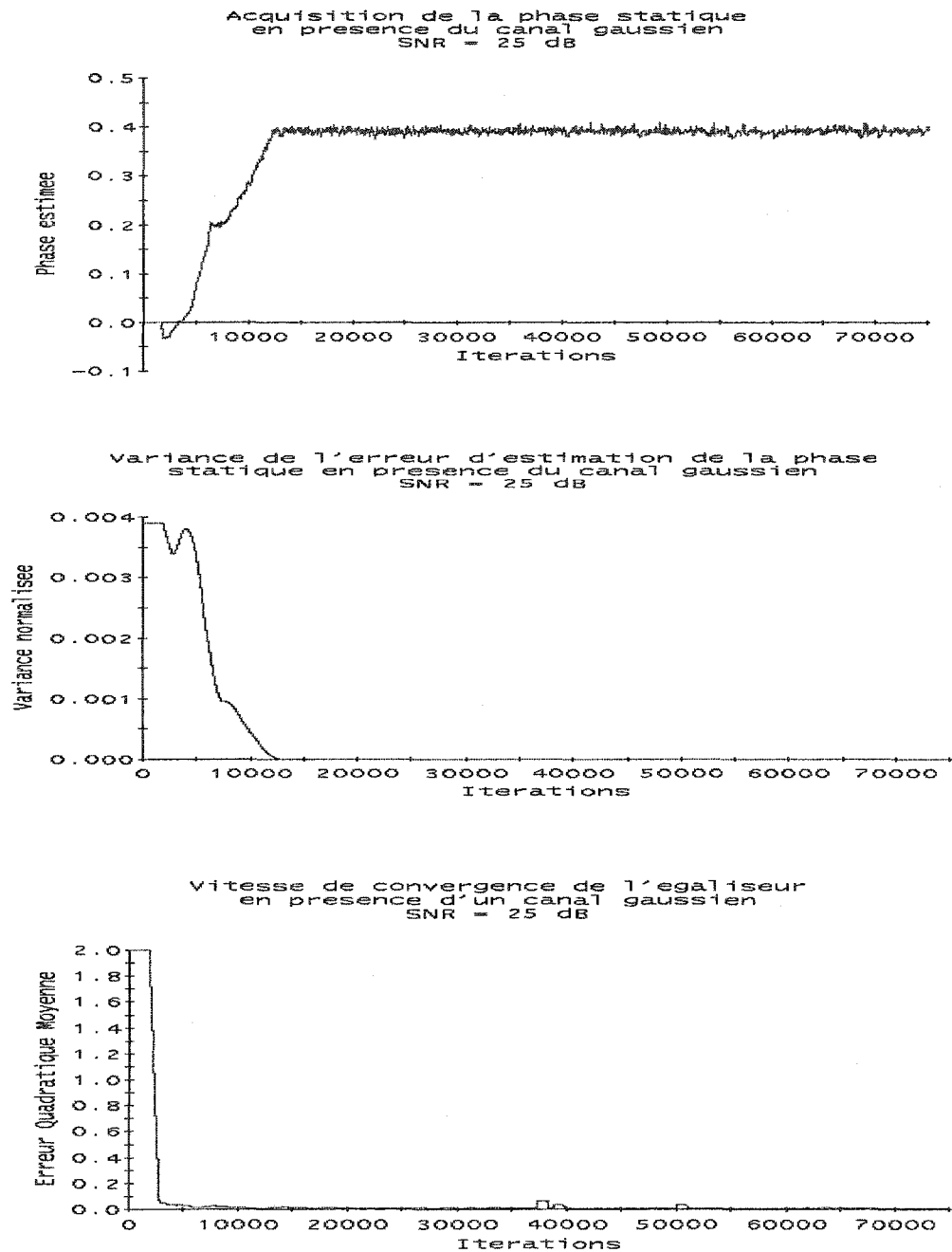


Figure 61 Estimé de la phase statique de l'horloge en présence du canal gaussien (en haut), variance normalisée de l'erreur d'estimation de la phase (au milieu), erreur quadratique moyenne du signal à la sortie de l'égaliseur (en bas)

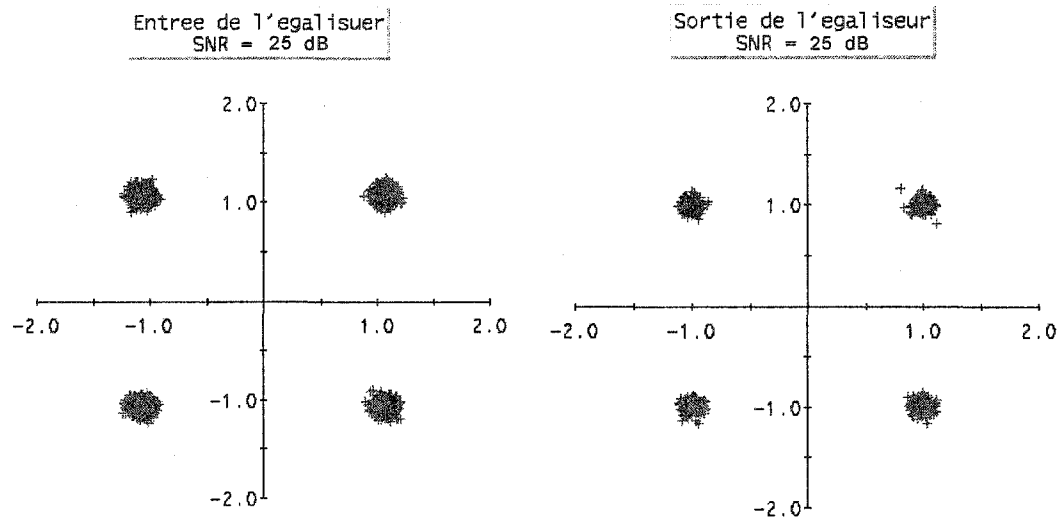


Figure 62 Constellations du signal à l'entrée et en sortie de l'égaliseur en boucle fermée, avec un décalage de phase, en présence d'un canal gaussien

Une remarque importante à faire d'après les résultats de la figure 62 est que notre système est performant en présence de bruit.

5.2.4.2.2 Performances en présence du canal de Rummler bruité

On est dans les conditions de simulation 1 où $SNR = 25$ dB et l'évanouissement est de 14 dB. La figure 63 (courbe en haut), nous trace la valeur efficace de l'erreur de phase statique récupérée. On voit ici que le délai du canal est aussi inclus si on le compare à la figure 61, où il n'y a pas de délai de canal.

5.2.4.2.2.1 Variance

Ici on est toujours dans les conditions de simulation 1. La figure 63 (courbe au milieu) nous trace l'évolution de la puissance de l'erreur avec laquelle l'erreur de phase a été estimée. Après 500 symboles, la variance normalisée de l'erreur est de l'ordre de 10^{-3} . Une des explications du plateau est la contribution du bruit propre au synchroniseur et le bruit de quantification du à la nature discrète du système.

5.2.4.2.2.2 Vitesse de convergence de l'égaliseur

Toujours dans les conditions de simulation 1, la figure 63 (courbe en bas) retrace la courbe de l'erreur quadratique moyenne. Celle-ci nous donne un aperçu sur la vitesse de convergence de l'égaliseur ainsi que le comportement transitoire au démarrage conjointement avec l'algorithme de récupération de l'horloge.

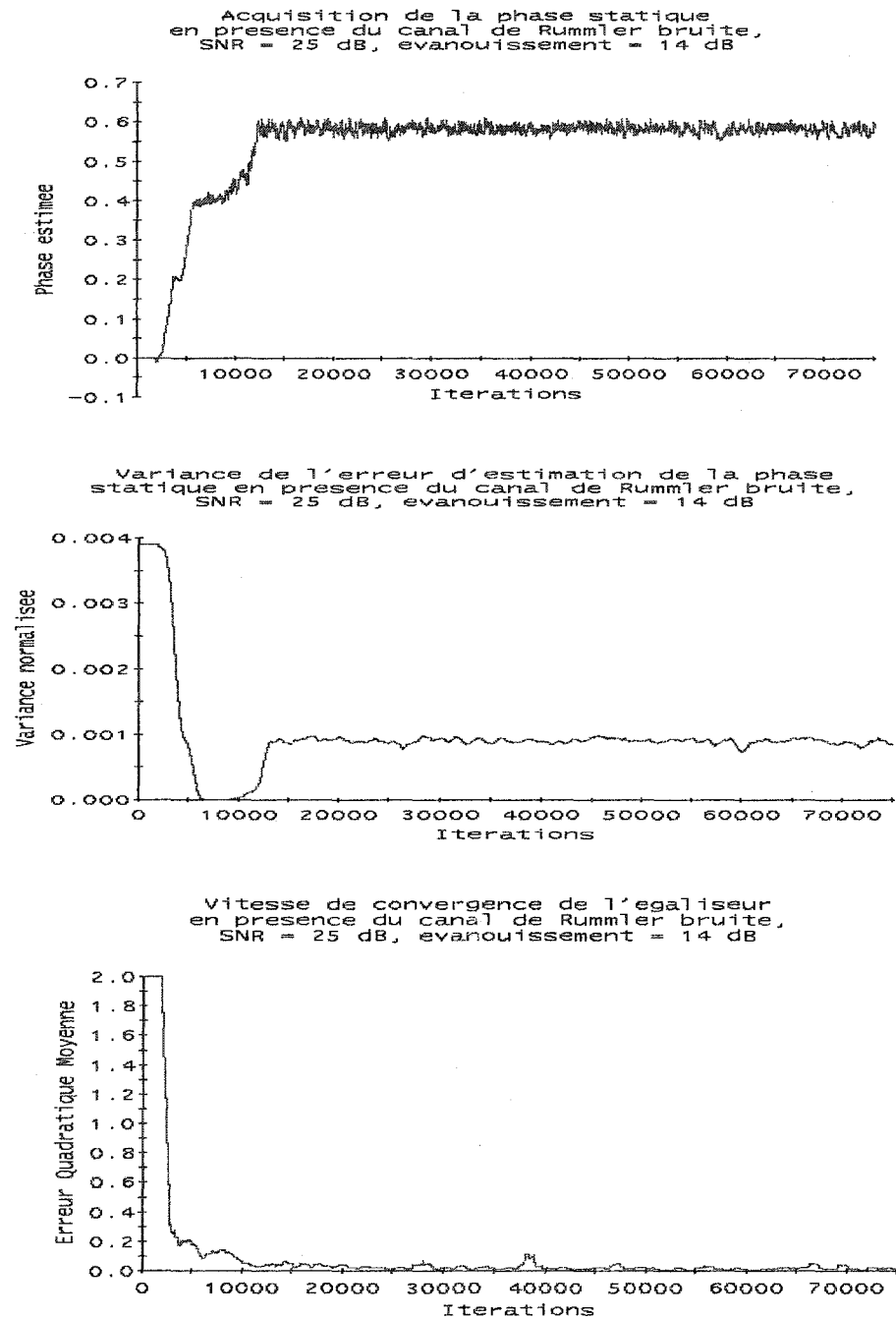


Figure 63 Estimé de la phase de l'horloge en présence du canal de Rummler bruité (en haut), variance normalisée de l'erreur d'estimation de la phase (au milieu), erreur quadratique moyenne du signal à la sortie de l'égaliseur (en bas)

5.2.4.3 Performances avec erreur de fréquence

En présence de l'erreur de fréquence, on doit s'attendre à une phase linéaire dans les signaux de références. Celle-ci doit être asservie par la DLL pour assurer une horloge stable.

5.2.4.3.1 Performances en présence du canal gaussien seul

Ici on est en situation de simulation 4; le SNR est établi à 25 dB. Comme le montre la figure 64, le système proposé est capable de récupérer l'erreur de phase linéaire en présence du bruit seul. La courbe linéaire passant par l'origine représente la phase réelle sans la phase statique.

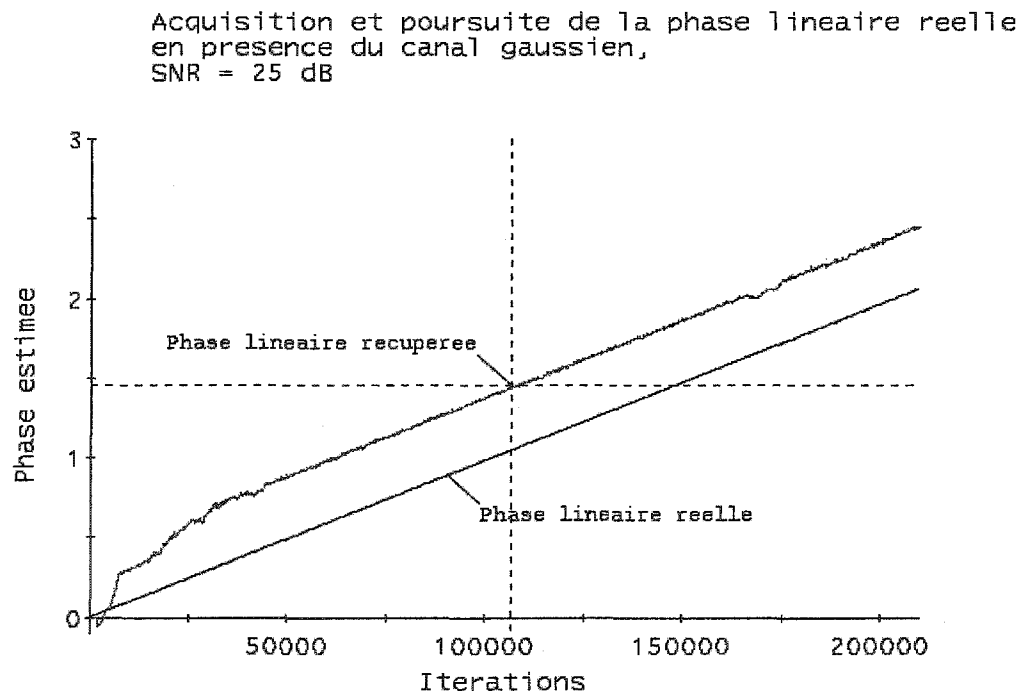


Figure 64 Acquisition et poursuite de la phase linéaire en présence du canal gaussien

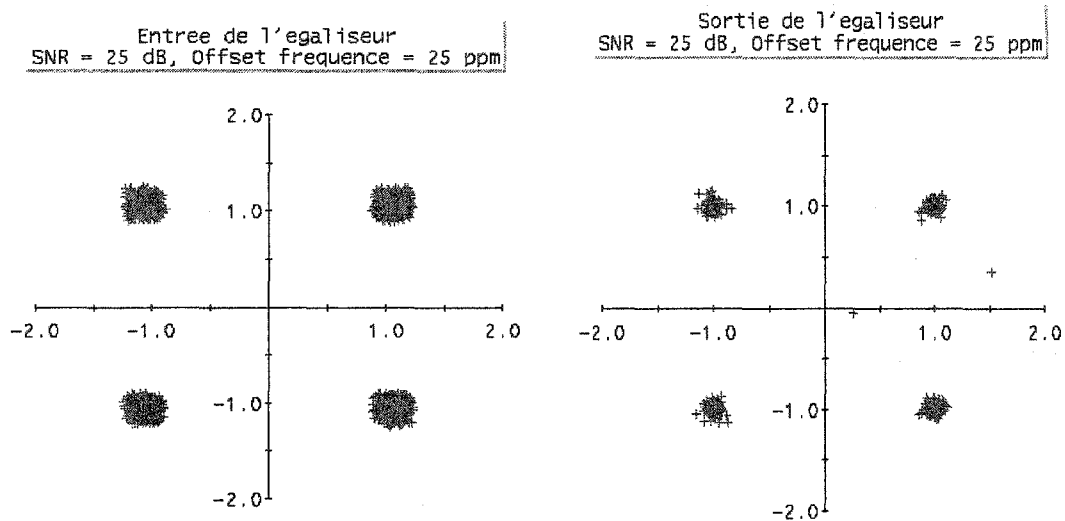


Figure 65 Constellations du signal à l'entrée et à la sortie de l'égaliseur en boucle fermée, avec un décalage de fréquence et de phase, en présence du canal gaussien

La figure 65 confirme que le système reste stable et que le rythme de l'horloge est récupéré.

5.2.4.3.2 Performances en présence du canal de Rummler bruité

Ici on est en situation de simulation 3. La figure 67, confirme la poursuite du système de la phase linéaire en présence du canal de Rummler (évanouissement =14 dB) avec du bruit gaussien (25 dB). La courbe linéaire passant par l'origine représente la phase linéaire réelle moins la phase statique.

La figure 68, montre que le système converge et maintient cette convergence tout en égalisant le canal et tout en récupérant les symboles à l'instant optimal.

Acquisition et poursuite de la phase linéaire
 réelle en présence du canal de Rummier bruité,
 SNR = 25 dB, évanouissement = 14 dB

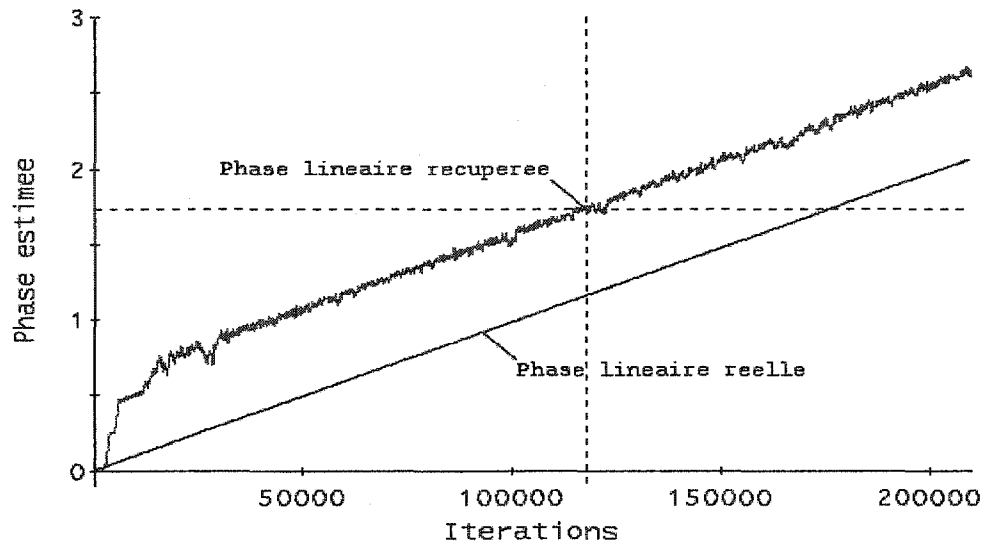


Figure 66 Acquisition et poursuite de la phase linéaire en présence du canal bruité

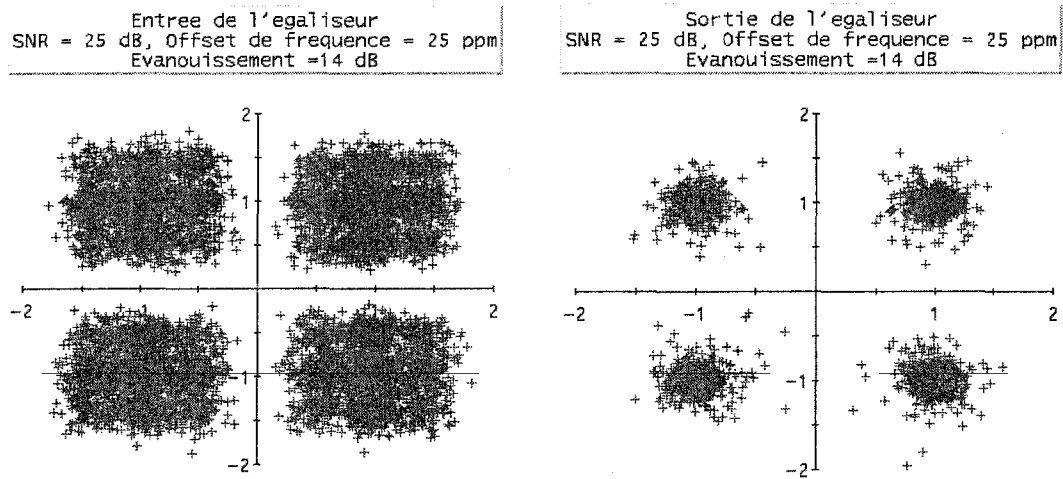


Figure 67 Constellations du signal à l'entrée et à la sortie de l'égaliseur en boucle fermée, avec erreur de phase linéaire, en présence du canal bruité

5.2.5 Discussion des résultats

Les courbes d'estimation de la phase statique, dans les figures 61 et 63, montrent que le système récupère la phase au bout de 10000 échantillons. Ceci correspond à une largeur de bande B_L d' à peu près, $(320 * 10^6 / 10 * 10^3) = 3,2KHz$. Les allures de ces courbes s'apparentent à celle d'une DLL à taux d'amortissement d' à peu près 0.707.

On remarque qu'il n'y a pas de correspondance directe entre les résultats ci haut cités et ceux de la courbe théorique de la figure 60, où le taux d'amortissement $\zeta = 0.1$, et la bande de boucle $B_L \approx 200Hz$. On pense que le simulateur introduit un gain en boucle ouverte, qui n'est pas modélisé et qui permet d'atteindre les valeurs théoriques avec les paramètres de simulation.

5.2.6 Comparaison des performances du système par rapport à celles d'autres systèmes de référence

La limite de Cramér-Rao (CRB) est une bonne référence pour évaluer la performance d'un synchroniseur en se basant sur la variance de l'erreur avec laquelle la phase de l'horloge à la réception est estimée. La variance est en général, évaluée en fonction du rapport signal à bruit SNR (E_s/N_0).

Dans notre système, le TED utilisé, basé sur le critère ML-DD, fonctionne conjointement avec un égaliseur aveugle piloté par un algorithme CMA modifié, en présence d'un canal gaussien d'une part et en présence d'un canal de Rummier bruité d'autres part.

Le tableau VIII, reporte les valeurs de la puissance de l'erreur d'estimation de la phase statique dans les conditions de simulation 6 et 7. Les valeurs non reportées dans le

tableau, correspondent à des cas de simulation où le système diverge ou bien le diagramme de l'œil à la sortie de l'égaliseur n'est pas complètement ouvert.

Tableau VIII

Variance normalisée en présence du bruit seul (2^{ème} colonne)
et en présence du canal bruité (3^{ème} colonne) vs E_s / N_0

| E_s / N_0 | Variance normalisée en présence du bruit seul | Variance normalisée en présence du canal de Rummier + Bruit gaussien |
|-------------|---|--|
| 0 | - | - |
| 5 | - | - |
| 10 | - | - |
| 15 | 7.98E-05 | 1.742E-03 |
| 20 | 3.96E-05 | 1.724E-03 |
| 25 | 5.44E-06 | 1.780E-03 |
| 30 | 4.94E-06 | 1.740E-03 |
| 35 | 3.90E-06 | 1.740E-03 |
| 40 | 4.28E-06 | 1.708E-03 |
| 45 | 4.00E-06 | 1.728E-03 |
| 50 | 3.74E-06 | 1.720E-03 |
| 55 | 3.82E-06 | 1.700E-03 |
| 100 | 3.58E-06 | 1.760E-03 |

La figure 68, retrace les deux cas cités ci-dessus et les situe par rapport à :

- La performance d'un système utilisant un TED implémenté selon critère ML-DD [28], (courbe libellée 'ML'),
- La limite de Crao-Ramer modifiée (MCRB), atteinte uniquement par la méthode de Decision-Directed [28], (courbe libellée 'MCRB').

Performances d'estimation de l'erreur de synchronisation

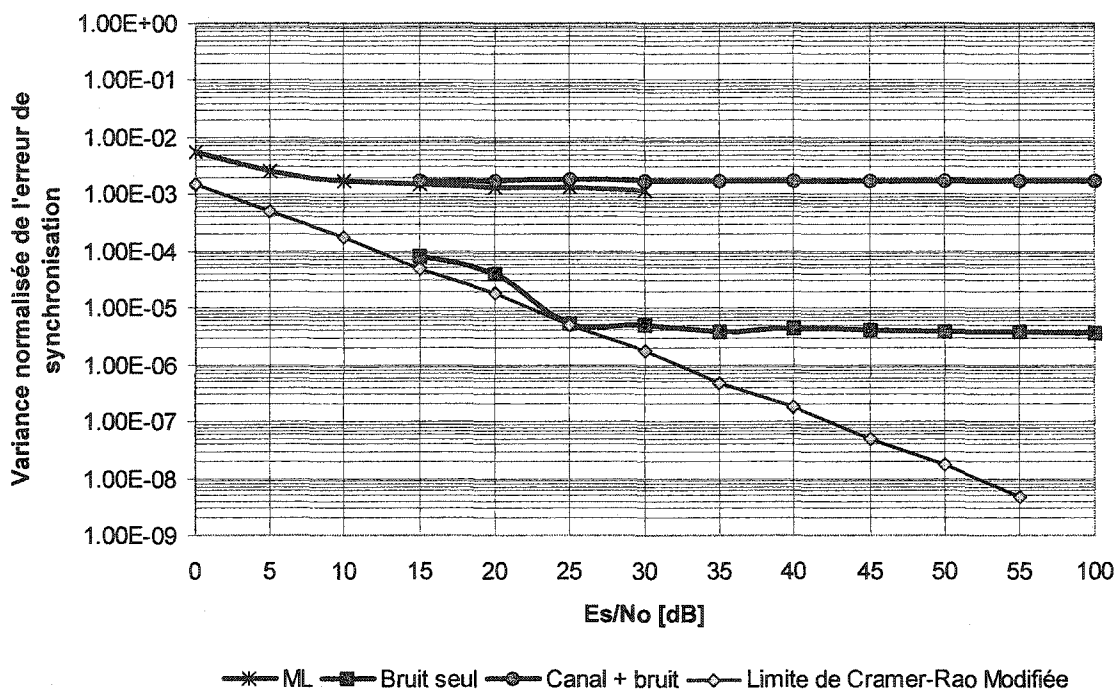


Figure 68 Performances du système proposé

Tout d'abord, on remarque que nos deux courbes de performances 'Bruit seul' et 'Canal+bruit', ne dépassent pas la limite théorique de Cramér-Rao (MCRB). Ceci est une indication du bon choix des valeurs des paramètres de notre système.

On observe aussi pour les trois courbes, excepté celle de la 'MCRB', trois plateaux, pour les grandes valeurs de SNR. Ce phénomène a été expliqué dans la référence [3] comme étant l'effet du bruit propre au synchroniseur.

Un gain de 20 dB est remarquable, en passant de la courbe 'ML' à la courbe 'Bruit seul'. Par contre, aucun gain notable ne sépare les courbes 'ML' et 'Canal + bruit'.

La bonne performance de notre système peut être expliquée par :

- L'utilisation d'un TED implémenté suivant la méthode ML-DD,
- Le fonctionnement conjoint du synchroniseur et de l'égaliseur pour combattre l'IES.
- Le fonctionnement conjoint du synchroniseur et l'égaliseur comme récepteur optimal vis-à-vis le bruit gaussien.

5.3 Conclusion du chapitre

Le système qu'on a proposé, a été conçu en se basant sur les connaissances acquises et celle reportées dans la littérature ainsi que sur l'expérience professionnelle personnelle.

Les résultats trouvés ici sont très satisfaisants et nouveaux car :

- Le système est nouveau, par l'utilisation d'un égaliseur aveugle combiné avec un synchroniseur de l'horloge de type ML-DD dans une structure DFE,
- Le système est performant en présence d'un canal gaussien et un décalage de fréquence. Dans la littérature, les systèmes ou les algorithmes ciblent ou bien le canal ou bien le bruit.
- Le système garanti un fonctionnement conjoint de l'égalisation et de la synchronisation de l'horloge sans se servir d'une séquence d'apprentissage au préalable. Ceci diminue la complexité de la réalisation matérielle.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le but de ce travail était de développer un système de réception complet incluant égaliseur et récupérateur de rythme et qui fonctionnent conjointement. Le choix des algorithmes posait certains problèmes. La littérature dans la plus part des cas, étudie les cas simples suivants :

- Égalisation en supposant que l'horloge est parfaitement récupérée.
- Synchronisation d'horloge sans tenir compte de l'égaliseur, en utilisant la sortie d'un simple filtre adapté comme source d'information sur le décalage en terme de phase entre l'horloge de l'émetteur et celle du récepteur.

Dans le cadre des contraintes mentionnées plus haut et avec l'aide des connaissances de base et de celles inspirées de la littérature, en plus de plusieurs essais d'un grand nombre de configurations possibles, nous sommes parvenus à la mise en place du système proposé dans ce mémoire.

Les résultats obtenus en terme de performances sont excellents : EQM indiquant la vitesse de convergence de l'égaliseur et la variance de l'erreur avec laquelle est estimée la phase de l'horloge sont autant d'indicateurs de l'efficacité de notre système récepteur comparativement à des systèmes similaires.

De plus, plusieurs constats soulignés dans la littérature ont été validés correctement lors des simulations et il n'était pas possible de rendre le système fonctionnel sans un choix judicieux des valeurs de paramètres de la DLL du module de récupération du rythme.

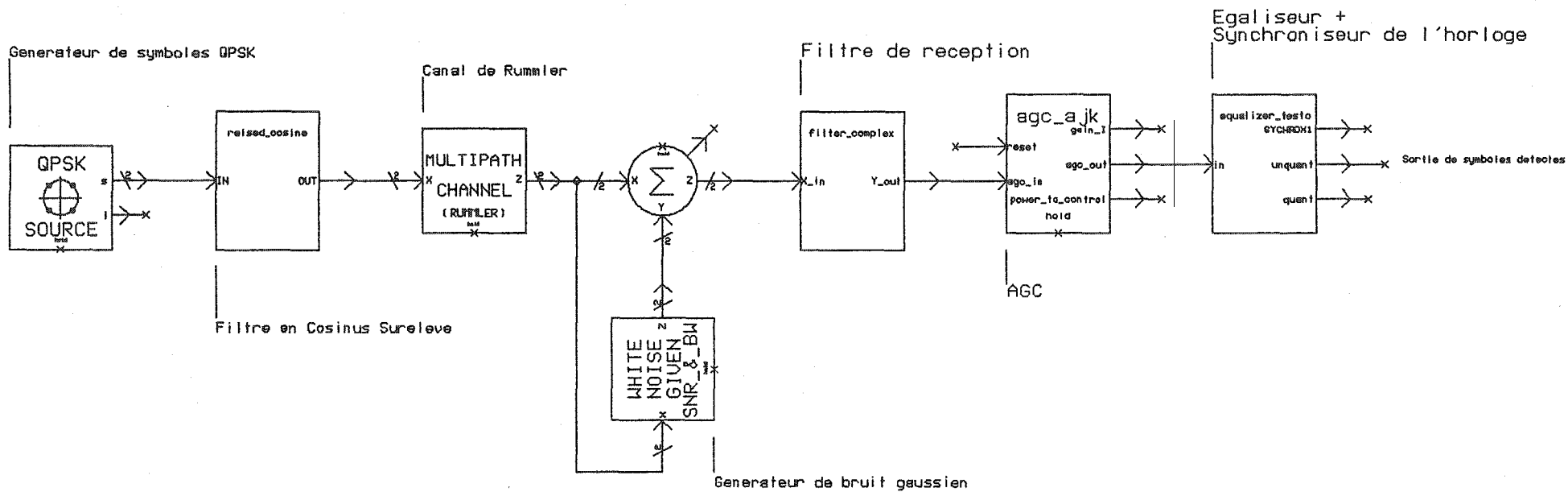
L'étude du système proposé ne tient pas compte de l'effet Doppler, du bruit et d'un évanouissement de canal très sévères, de la récupération de la porteuse et de l'inclusion d'un décodeur.

Par conséquent le travail présenté ici, pourrait constituer un bon départ pour d'autres travaux allant plus loin dans la réalisation d'un système complet de radio mobile en prenant en considération les facteurs non considérés ici.

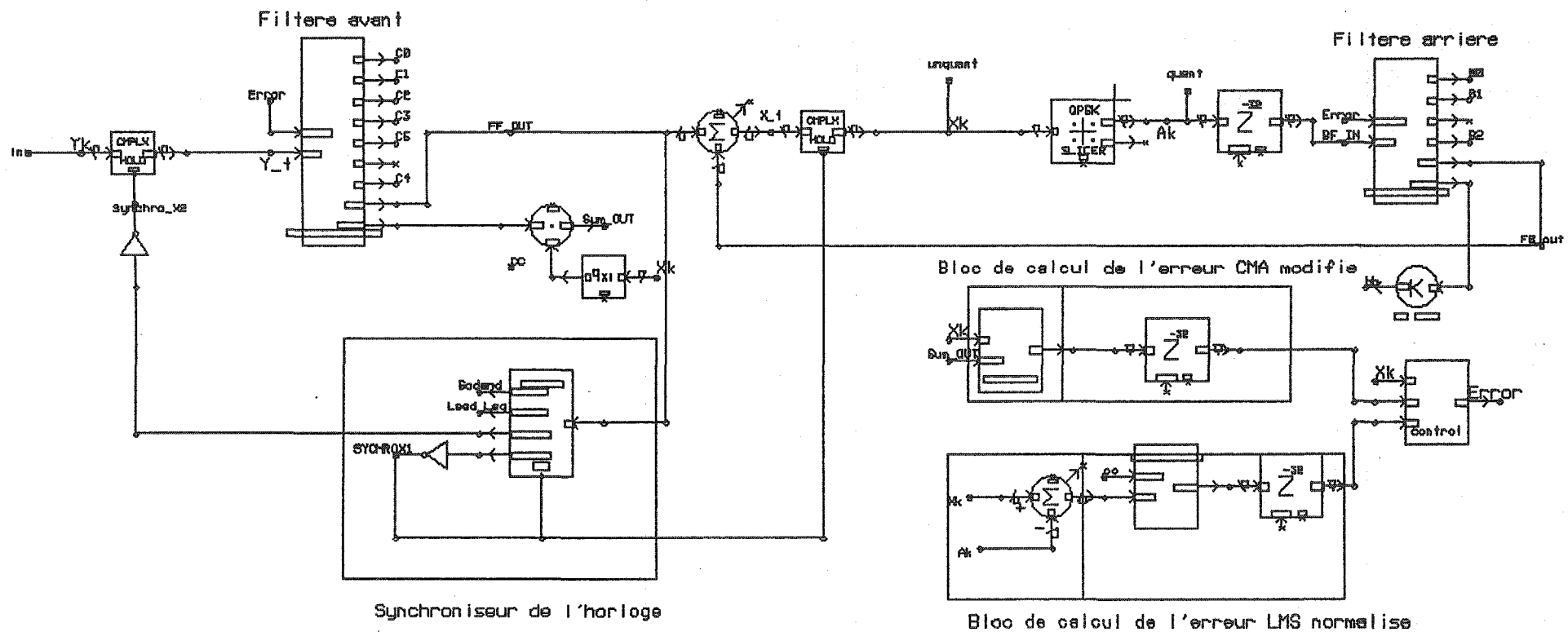
ANNEXE 1

SCHÉMAS DU SYSTÈME SUR SPW

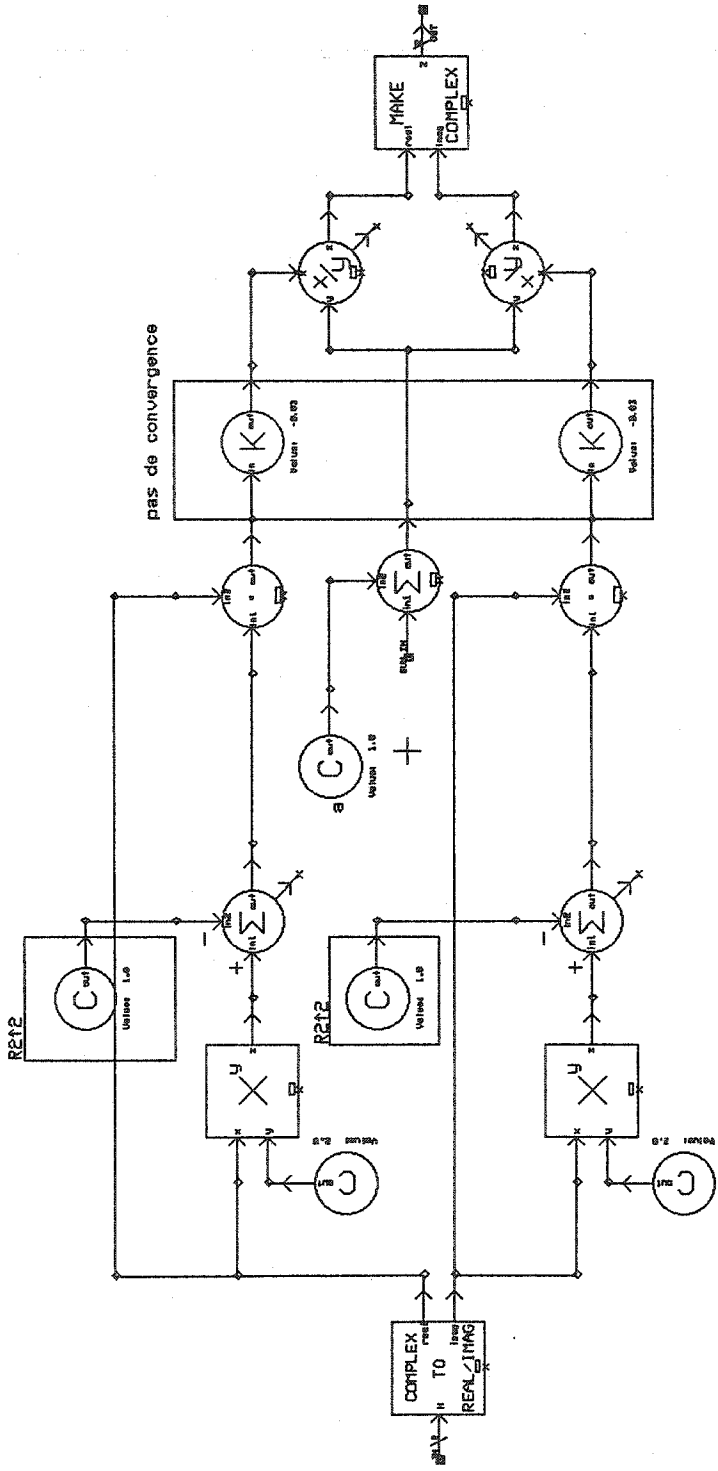
Systeme general



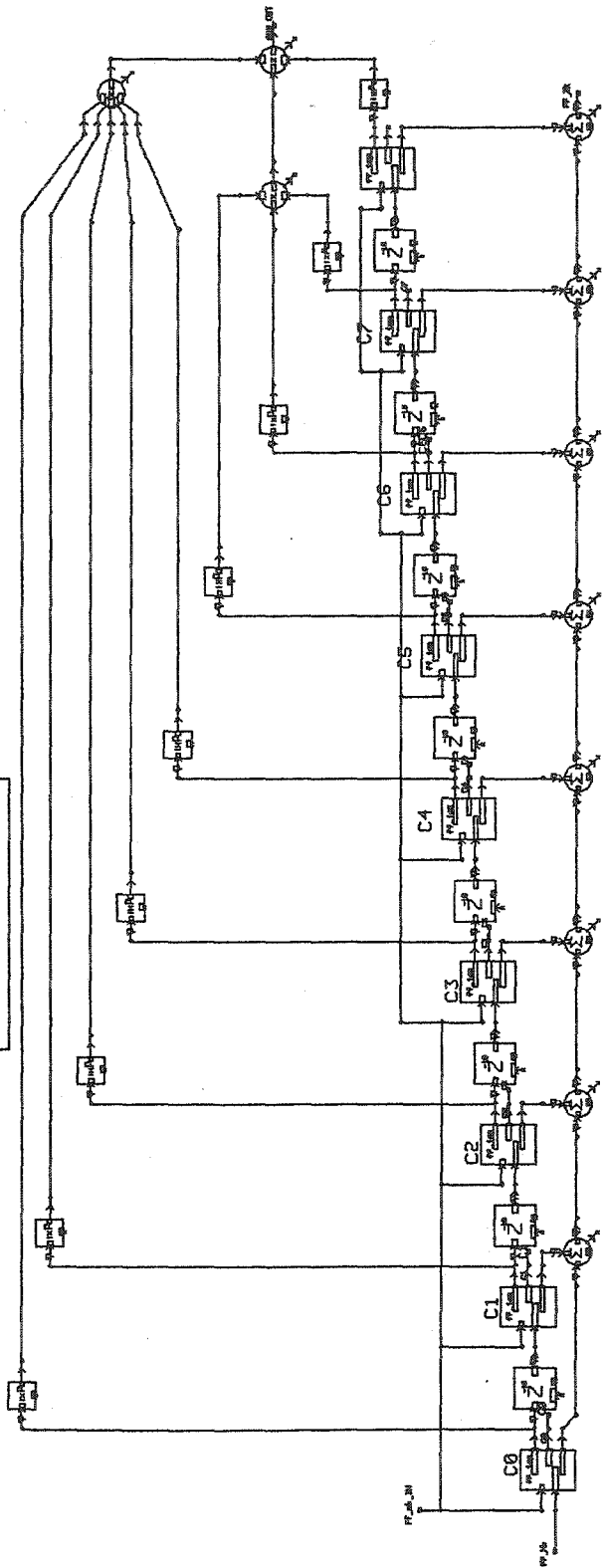
Egalisation: Algorithme CMA modifie



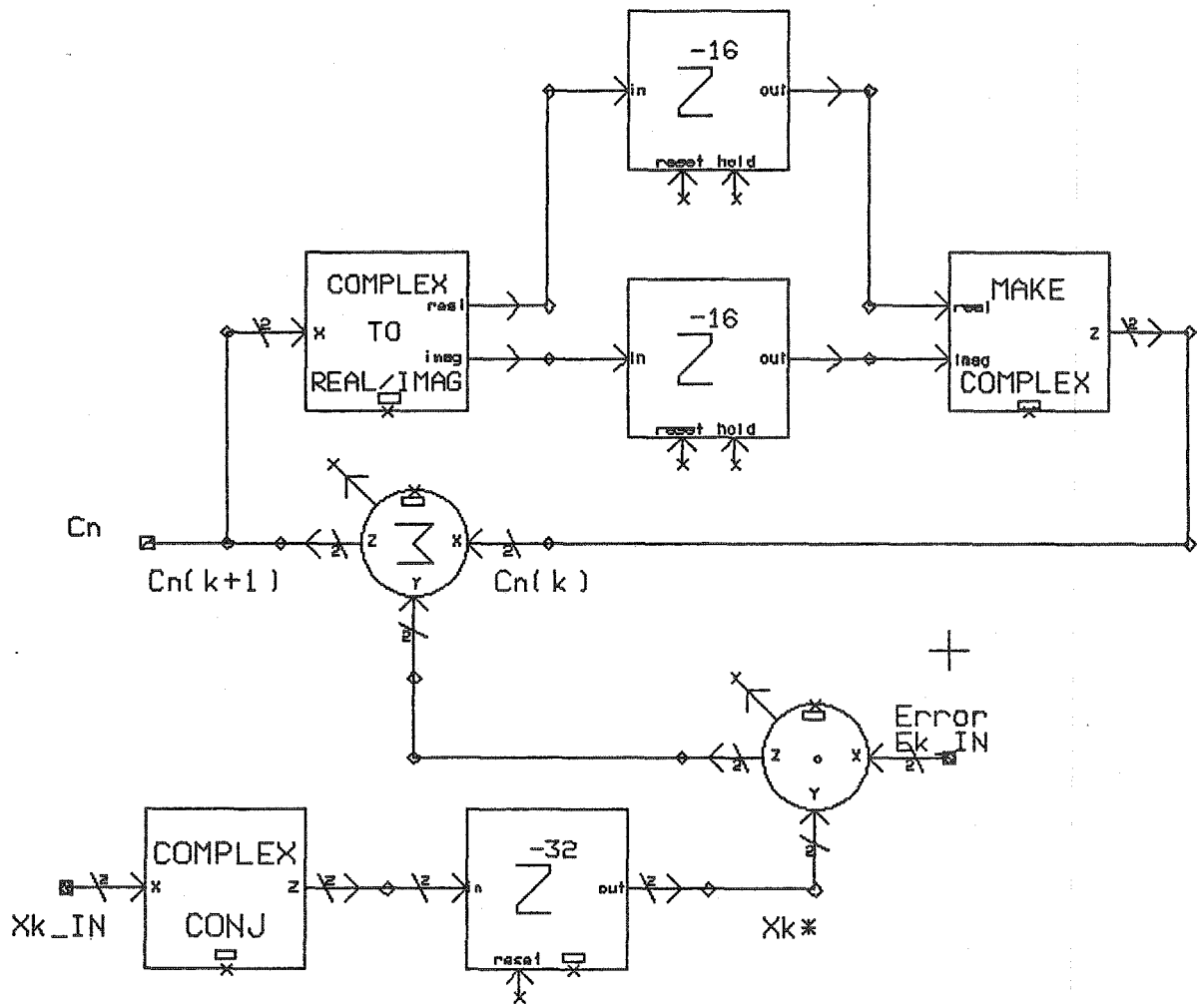
Evaluation de l'erreur CMA modifiée



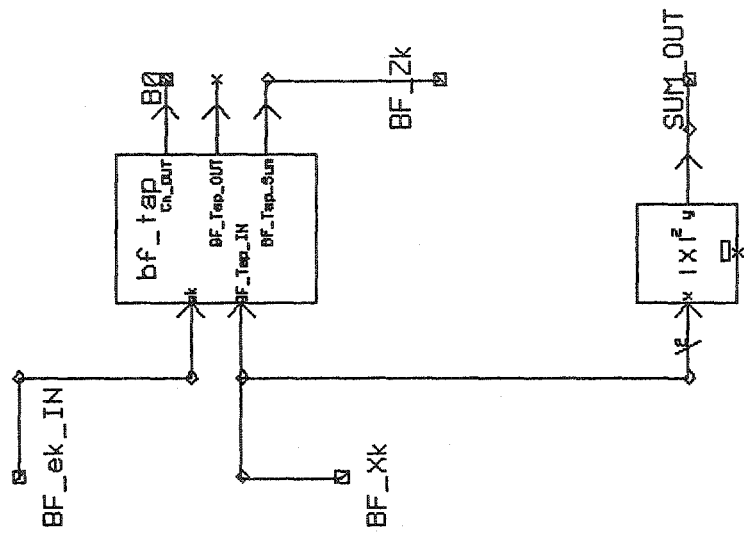
Egaliseur avant



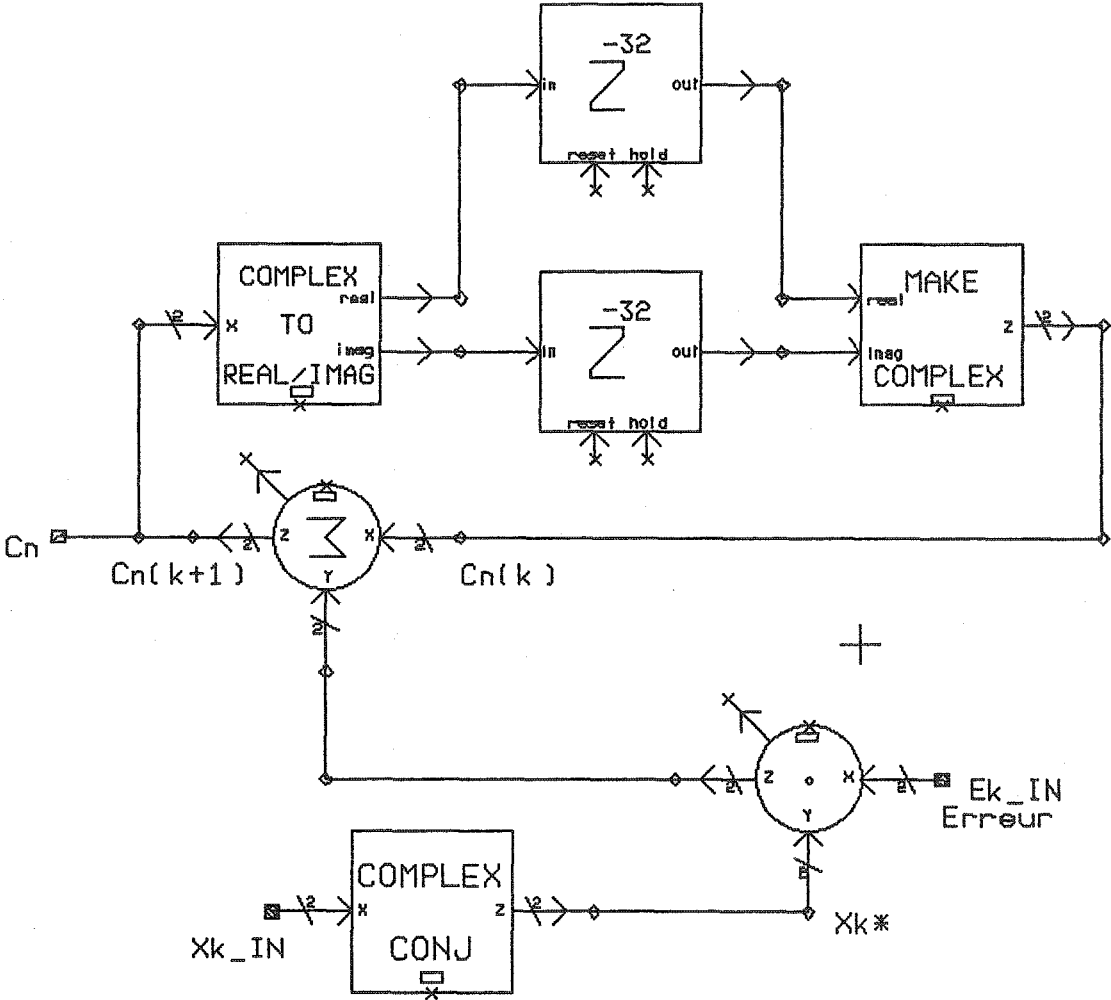
Schema d'un coefficient du filtre Avant



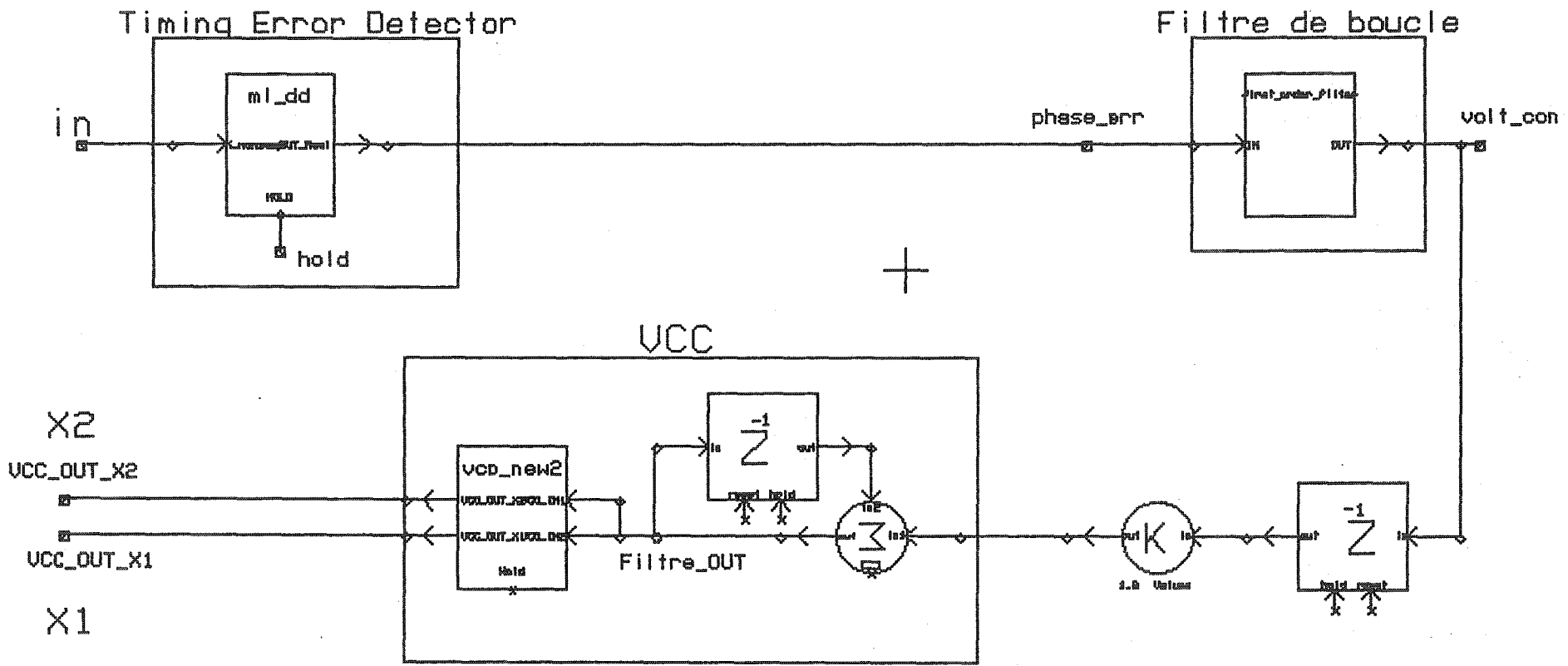
Filtre arriere



Schema d'un coefficient du filtre arriere

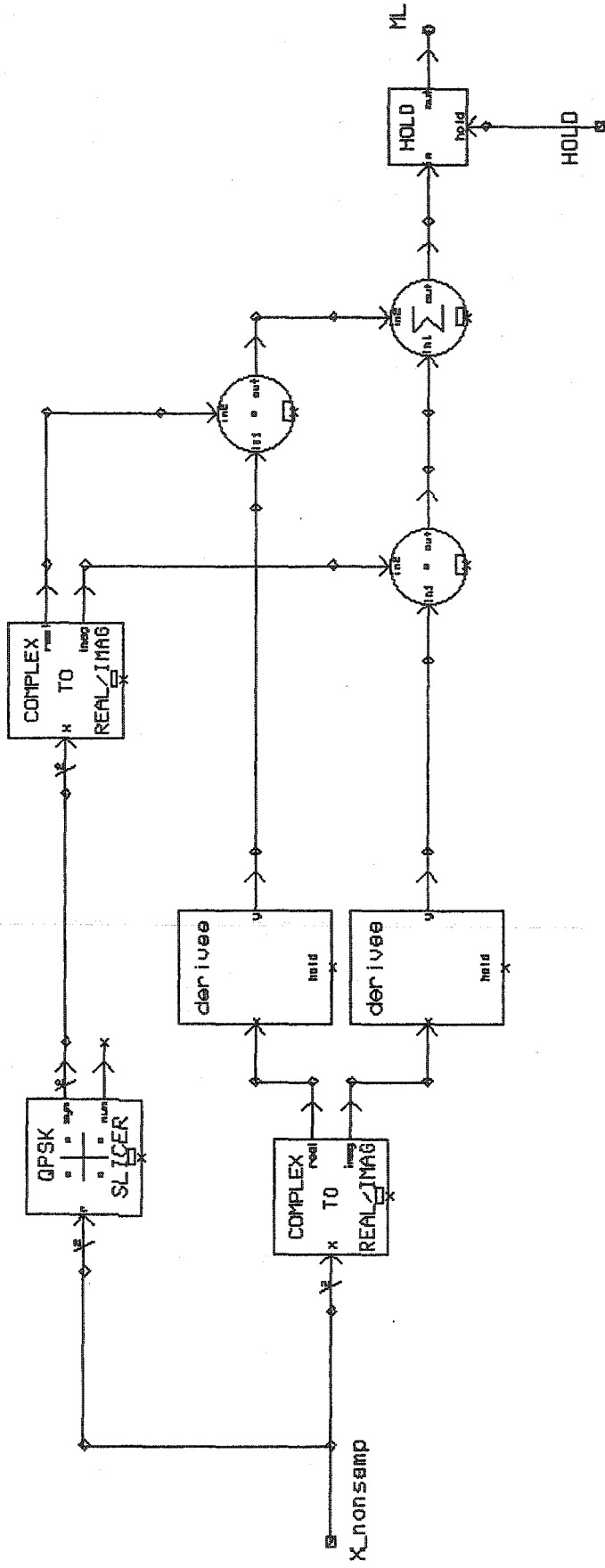


Bloc de synchronisation de l'horloge

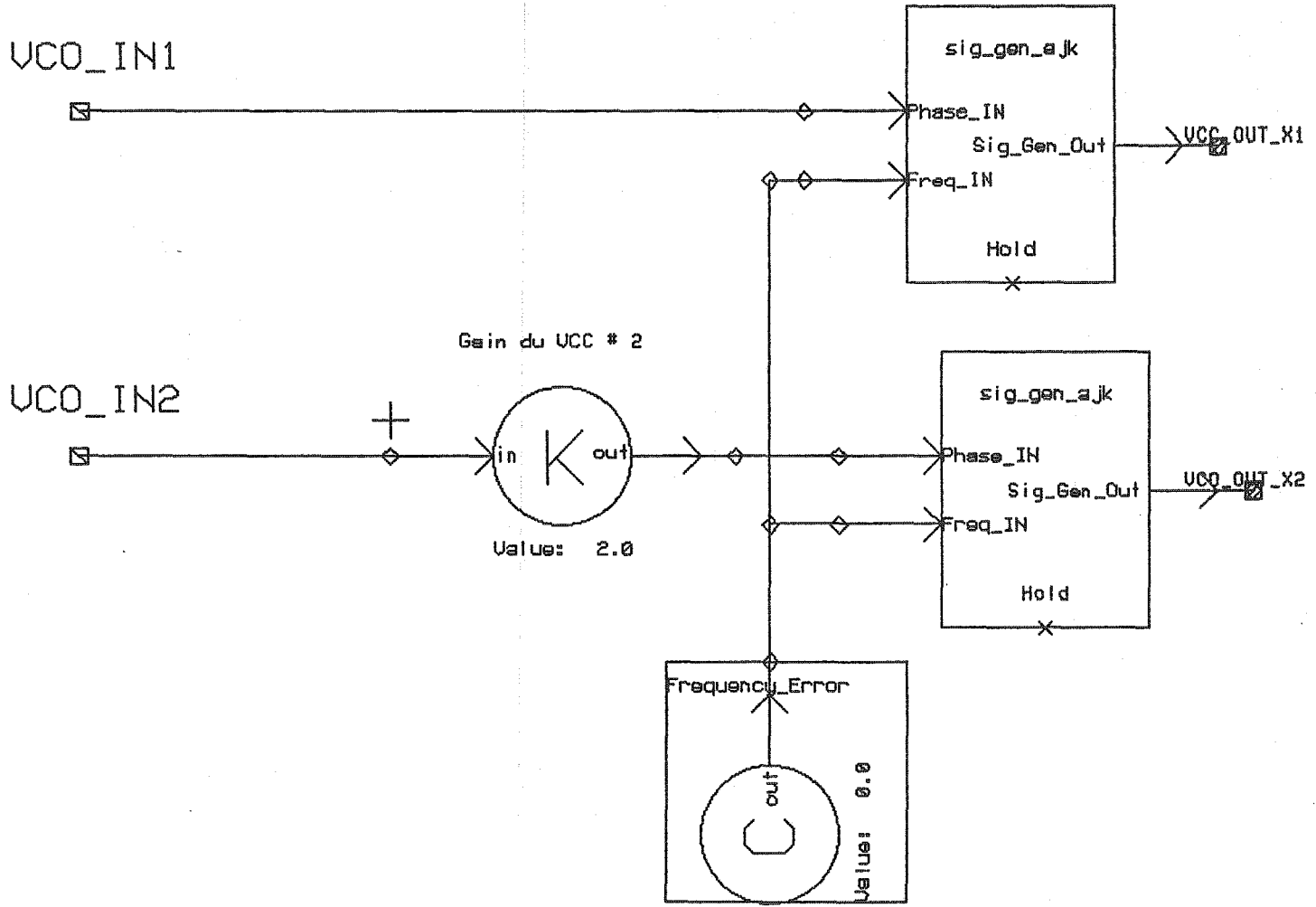


+

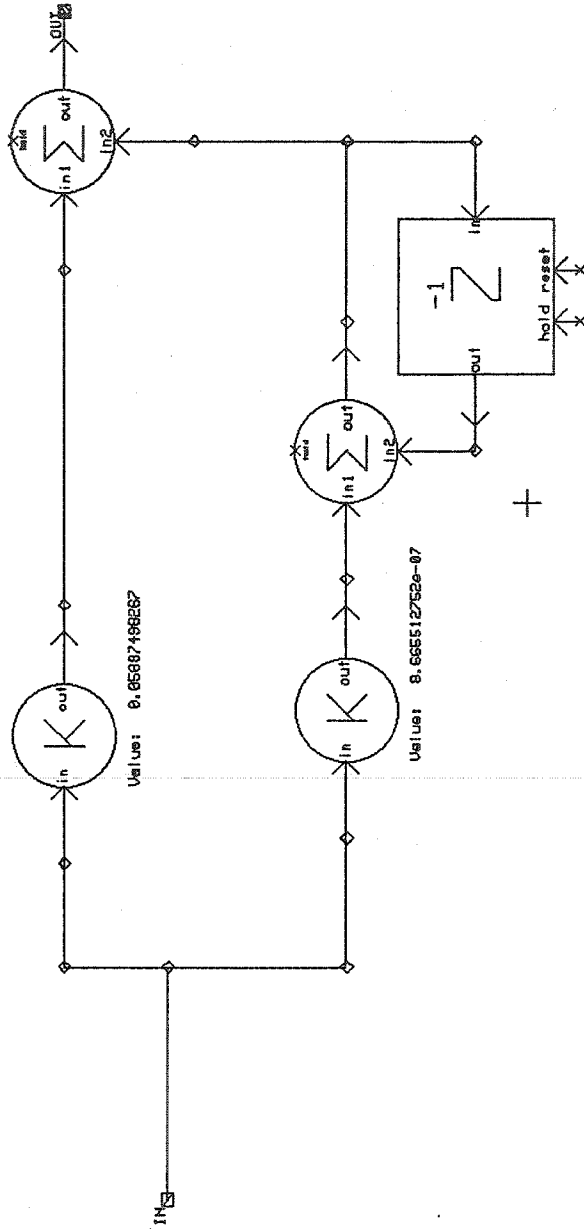
ML_DD pour la recuperation de l'Horloge



Separation des deux horloges X1 et X2



Filtre de 1 er ordre



ANNEXE 2

DÉFINITIONS

Signaux stationnaires

Se sont des signaux discrets issus d'un échantillonnage au taux de symbole.

Signaux cyclo-stationnaires

Un signal est cyclo-stationnaire lorsque sa fonction d'autocorrelation varie avec le temps.

filtre causal

Un filtre est dit causal si la sortie du filtre est définie comme une somme des entrées précédentes et éventuellement de l'entrée présente; Un exemple est le filtre RIF.

Lorsque y_k est le vecteur d'entrées avec $k = 0, 1, \dots, N$ et c_k est le vecteur des coefficients du filtre, alors la sortie z_k peut s'écrire sous la forme :

$$z_k = \sum_{j=0}^N c_j y_{k-j} \quad (5-11)$$

Filtre non causal

Un filtre est non causal est un filtre dont la sortie est définie comme étant égale à la somme des valeurs des entrées précédentes des valeurs d'entrées futures et éventuellement de l'entrée présente.

Canal à phase minimale ou maximale

Un filtre causal est à phase minimale lorsque ses zéros en plus de ses pôles sont à l'intérieur du cercle unité situé dans le plan complexe. Ce filtre est causalement inversible à un retard ou avance près.

Un filtre causal est dit à phase maximale lorsque ses zéros sont à l'extérieur du cercle unité. Son inverse est anti-causal à un retard ou avance près.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J. G. Proakis, Digital communications, McGraw-Hill, New York, 2nd Edition, 1989.

- [2] Shahid U.H. Qureshi , Adaptive equalization, Proceedings of the IEEE. Vol. 73, NO.9, September 1985.

- [3] Heinrich Meyr, Marc Moeneclaey, Stephan A Fechtel, Digital Communication Receivers, Wiley Series in Telecommunications, 1998.

- [4] Heinrich Meyr, Gerd Ascheid, Synchronisation in Digital Communications, Volume 1, Wiley Series in Telecommunications.

- [5] S.U.H. Qureshi, Adjustment of the position of the reference tap of an adaptive equalizer, IEEE. Trans., Comm., Vol. COM-21, pp. 1046-1052, Sept. 1973.

- [6] Kurt H. Mueller and Markus Muller, Timing Recovery in Digital Synchronous Data Receivers, IEEE Transactions on Communications, VOL. 5 , May 1976.

- [7] Y. Takasaki, Timing extraction in baseband pulse transmission , IEEE trans. Comm., vol. COM-20, pp. 877-884, October 1972.

- [8] L.E. Franks and J.P. Bubrouski, Statistical properties of timing jitter in a PAM timing recovery system, IEEE Trans. Comm, Vol. COM-22, pp. 913-920, July 1974.
- [9] Beomsup Kim, Jun Mo Koo, Joonsuk Lee, Byung Jun Min and Seung Hee Choi, Non-Data-Aided Timing Recovery Algorithm for $\pi/4$ -QPSK Modulated Signals, IEEE 2000.
- [10] Dr. Roland E. Best, Phase-Locked Loops Théory, Design, and Application, McGraw-Hill Company.
- [11] Jean-Marc Brossier, Signal et communication numérique, égalisation et synchronisation, Hermes-Collection traitement du signal.
- [12] G. Ungerboeck, Fractional Tap-Spacing Equalizer and Consequences for Clock Recovery in Data Modems, IEEE, Trans on Comm24, No 8, vol 24, pp856-864, August 1976.
- [13] S.Mayrargue, Spatial Equalization of a Radio-Mobile Channel without Beamforming using the constant Modulus Algorithm (CMA), ICASSP, 1993.
- [14] John M.Morton, M.ing, Adaptive Equalization for indoor Wireless Channels, August 3, 1998.

- [15] Yoichi Sato, A method of self- recovering equalization for multilevel amplitude modulation systems. IEEE Trans. Communications, vol. COM-23, p. 679-682, Juin 1975.
- [16] Dominique N. Godard, Self recovering equalization and carrier tracking in two dimensional data communication systems. IEEE Trans. Communications, vol. COM-28, p. 1867-1875, nov 1980.
- [17] A. Benveniste and M. Goursat, Blind equalizers, IEEE Trans. Communications, vol. COM-32, p. 871-883, Aug 1984.
- [18] Hikmat Sari, Transmission des signaux numériques, Techniques de l'ingénieur, traité Électronique, E7100.
-
- [19] K.Hilal, P.Duhamel, A Convergence Study of the Constant Modulus Algorithm leading to a Normalized-CMA and a Block Normalized CMA, EUSIPCO, pp. 135-138, Bruxelles, August 1992.
- [20] Stephane Ladouceur, Conception d'un égaliseur numérique, M.ing, École de Technologie Supérieure, 1999.
- [21] William C. Lindsey & Marvin K.Simon, Telecommunication Systems Engineering, Prentice-Hall, 1973.

- [22] Martin Oerder, Digital Filter and square timing recovery, IEEE Trans on COMM, Vol. 36, NO.5, May 1988.
- [23] D.J. Artman, S. Chari, R.P. Gooch, Joint Equalization and timing recovery in a fractionally-spaced equalizer, Applied Signal Technologie, Inc. IEEE 1992.
- [24] L. P. Sabel, A Maximum Likelihood Approach to Symbol Recovery in digital communications, Ph.D thesis, School of Electric Engineering, October 1993.
- [25] Jia-Chin Lin , Lin-Shan Lee, A modified Blind Equalization Technique Based on a Constant Modulus Algorithm, IEEE 1991.
- [26] Wen Li, Jason Meiners, Introduction to phase-lock loop system modeling, Mixed-Signal Product Group, Texas Instruments Incorporated Introduction to phase-lock loop system modeling.
- [27] Umberto Mengali & Aldo N. D'Andrea, Synchronization Techniques for digital receivers, Plenum Press-Newyork and London, 1997.
- [28] Jaume Riba, Joseph Sala, Gregori Vazquez, Conditionnal Maximum likelihood timing recovery : estimators and bounds, 2001 IEEE.
- [29] Kil Nam Oh & Yong Ohk Chin, New blind equalization techniques on constant modulus algorithm, 1995 IEEE.

- [30] David Johns, Timing recovery, University of toronto,
www.eecg.toronto.edu/~johns.
- [31] C.D. Lee and M. Darnell, A proposed hangup free and self-noise reduction method for digital symbol synchroniser in MFSK systems, Institute of Integrated Information Systems, School of Electronic and Electrical Engineering, University of Leeds, UK.