

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

M^{lle} LAFRI Meriem

&

M^{lle} ZEKKARI Chahrazed

Pour l'obtention du diplôme de Master en Électronique
spécialité Réseaux et télécommunications

Thème

Réglage du problème de désajustement IQ dans un système de communication numérique

Proposé par : M. DJENDI Mohamed

Année universitaire 2012-2013

Remerciements

✚ *Avant tout nous tenons à remercier Dieu qui nous a incité à acquérir le savoir.*

✚ *A travers ce modeste travail, nous tenons à remercier vivement notre promoteur Mr Djendi Mohamed pour l'intéressante documentation qu'il a mise à notre disposition, pour ses conseils précieux et pour toutes les commodités et aisances qu'il nous apportées durant notre étude et réalisation de ce projet.*

✚ *Nous exprimons également notre gratitude à tous les professeurs et enseignants qui ont collaboré à notre formation depuis notre premier cycle d'étude jusqu'à la fin de notre cycle universitaire.*

✚ *Sans omettre bien sur de remercier profondément tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à réalisation du présent travail.*

✚ *Au terme de ce travail, nous voudrions adresser nos vifs remerciements à nos chers parents pour leurs sacrifices, aides, soutiens et encouragements durant notre cursus d'étude.*

✚ *Nous dédions ce modeste travail :*

✚ *A nos frères et nos sœurs ainsi que tous les membres des familles ZEKKARI et LAFRI.*

✚ *A tous nos amis de la promo et nos amis de M2 Automatique.*

ملخص:

ان تطور شبكة الاتصالات و المعلومات يشترط تحسن اداء انظمة هذه الاخيرة. ان هدف الفصل الاعمى بين المصادر هو استرداد اشارات مداخل الانظمة. العديد من الحلول اقترحت خصيصا للخلل IQ الذي يصيب قسم MODULATION. في هذا العمل نقترح حلا لهذا الخلل من خلال تعميم خوارزمية LMS واستنادا على نموذج H-J المطبق على هيكل تراجعى.

كلمات المفاتيح : الخلل IQ , خوارزمية LMS.

Résumé :

La croissance du trafic d'informations en télécommunications nécessite l'amélioration des performances des systèmes utilisés pour la transmission. La restitution des entrées où la fonction de transfert est inconnue, à partir seulement de ses sorties observées, est l'objet de la séparation aveugle de sources. Plusieurs approches ont été proposées, spécifiquement pour le désajustement IQ qui affecte la modulation.

Notre projet a pour but de rehausser un signal aléatoire, affecté par ce problème, par la méthode adaptative LMS. Nous nous basons sur la structure dite Backward.

Mots clés : Déséquilibre IQ , La méthode adaptative LMS.

Abstract :

Growth in telecommunications traffic requires improving the performance of systems used for the transmission, the recovering of entries where the transfer function is unknown, only from their observed output, is the subject of the blind source separation, BSS sources. Several approaches have been proposed, specifically for the IQ imbalance which affects the modulation.

Our project aims to develop a random signal affected by this problem through adaptive LMS method. We focus our interest on the so-called Backward structure.

Keywords : IQ imbalance , LMS Adaptive method

Listes des acronymes et abréviations

ASK	Amplitude-shift keying
EQM	Erreur Quadratique Moyenne
GMSK	Gaussian minimum-shift keying
GSM	Global System for Mobile Communications
H-J	Hérault-Jutten
I	In phase
IES	Interférence Entre Symbole
MIC	Modulation d'Impulsion Codée
MSK	Minimum-shift keying
OOK	On-off keying
PSK	Phase-shift keying
Q	Quadrature
TFI	Transformer de Fourier Inverse

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre 1 Notions de traitement de signal.....	4
1.1 Introduction.....	4
1.2 Traitement de signal.....	4
1.2.1 Signal	4
1.2.2 Traitement	4
1.2.3 Traitement numérique de signal.....	4
1.2.4 Domaines d'applications du traitement de signal	5
1.3 Propriétés nécessaires du traitement de signal	5
1.3.1 Énergie d'un signal	5
1.3.2 Puissance d'un signal	5
1.3.3 Opération de Corrélation.....	7
1.3.4 Opération de Convolution	8
1.3.5 Transformée de Fourier.....	9
1.3.6 Échantillonnage.....	11
1.4 Filtrage	13
1.4.1 Les filtres FIR	13
1.4.2 Les filtres IIR	15
1.5 Comparaison entre FIR et IIR.....	17
1.6 Le filtre à phase minimale.....	17
1.7 Le filtre à phase non minimale « filtre inversible »	17
1.8 Conclusion	18
Chapitre 2 Modulations numériques.....	19
2.1 Introduction.....	19
2.2 Description des blocs	20
2.2.1 Source.....	20

2.2.2	Codage source	20
2.2.3	Codage canal	21
2.2.4	Modulation	21
2.2.5	Canal de transmission	21
2.2.6	Récepteur	28
2.2.7	Transmission sans bruit.....	28
2.3	Modulations numériques.....	29
2.4	Types de modulations	30
2.4.1	Modulation ASK	30
2.4.2	Modulation FSK.....	32
2.4.3	Modulation PSK.....	35
2.4.4	Modulation QAM.....	36
2.4.5	Modulation MSK	38
2.5	Les critères de choix d'une modulation.....	39
2.6	Conclusion	39
Chapitre 3	Désajustement IQ.....	40
3.1	Introduction.....	40
3.2	La séparation de sources	41
3.3	Mélanges non-linéaires	42
3.3.1	Modèles de séparation.....	44
3.3.2	Types de structures.....	45
3.3.3	Les avantages et les inconvénients de la Feedback et la Feedforward.....	47
3.4	Généralisation du modèle Héroult-Jutten.....	48
3.4.1	Algorithme du Gradient stochastique « LMS »	48
3.4.2	Convergence de l'algorithme LMS	50
3.5	Conclusion	50
Chapitre 4	Simulations et résultats.....	51
4.1	Introduction.....	51
4.2	Résultats de simulation	52

4.2.1	Modulation 16-QAM	52
4.2.2	Suréchantillonnage du signal modulé	53
4.2.3	Mise en forme de signal sur-échantillonné	53
4.2.4	Canal de transmission	54
4.2.5	Application de La méthode de séparation	55
4.2.6	Sous-échantillonnage	57
4.2.7	Vitesse de convergence	58
4.2.8	La modulation 16-PSQ.....	60
4.2.9	Distorsion d'amplitude	65
4.2.10	Distorsion de phase	67
4.3	Conclusion.....	69
	Conclusion générale	71
	Bibliographie.....	72

Liste des figures

<i>Figure 1. 1</i>	Classification des signaux en fonction de leur caractéristique énergétique.	6
<i>Figure 1. 2</i>	Représentation schématique de la corrélation.	7
<i>Figure 1. 3</i>	Représentation schématique de l'échantillonnage.	12
<i>Figure 1. 4</i>	Filtre causal à réponse impulsionnelle finie de longueur N	14
<i>Figure 1. 5</i>	Architecture standard de calcul du filtre FIR d'ordre 3.	14
<i>Figure 1. 6</i>	La réalisation de filtre récursif « IIR ».	16
<i>Figure 2. 1</i>	Le schéma synoptique d'un système de transmission numérique.....	19
<i>Figure 2. 2</i>	Décimation.	22
<i>Figure 2. 3</i>	L'opération d'anti repliement.....	22
<i>Figure 2. 4</i>	L'opération d'interpolation.	23
<i>Figure 2. 5</i>	Diagramme de l'œil pour le sinus-cosinus cardinal ($\alpha=1$).	26
<i>Figure 2. 6</i>	Sinus-cosinus cardinal $R(t)$ ($\alpha=1$).	26
<i>Figure 2. 7</i>	Cosinus surélevé ($\alpha= 1/2$).....	27
<i>Figure 2. 8</i>	Diagramme de l'œil pour $\alpha= 1/2$	28
<i>Figure 2. 9</i>	Détecteur de signal.	28
<i>Figure 2. 10</i>	L'interférence entre symbole.	29
<i>Figure 2. 11</i>	Diagramme de l'œil.....	29
<i>Figure 2. 12</i>	Constellation de la modulation d'amplitude à M états.	31
<i>Figure 2. 13</i>	Modulation d'amplitude 4-ASK Symétrique.....	31
<i>Figure 2. 14</i>	Le chronogramme de modulation tout ou rien « OOK ».	32
<i>Figure 2. 15</i>	Chronogramme de la FSK à phase discontinue.....	33
<i>Figure 2. 16</i>	le chronogramme de la FSK à phase continue.	34
<i>Figure 2. 17</i>	Chronogramme de la modulation de phase 2-PSK.....	36
<i>Figure 2. 18</i>	Constellation des symboles en modulation de phase M-PSK.	36
<i>Figure 2. 19</i>	Le modulateur QAM-M.	37
<i>Figure 2. 20</i>	Chronogramme de la modulation MSK.	38
<i>Figure 2. 21</i>	Modulateur GMSK.....	38
<i>Figure 2. 22</i>	Les spectres des signaux modulant en QPSK, MSK et GMSK.	38
<i>Figure 3. 1</i>	Schéma synoptique de modèle de séparation de la voie I et Q.	40

<i>Figure 3. 2</i> Modèle de mélange convolutif.....	43
<i>Figure 3. 3</i> La structure directe.....	45
<i>Figure 3. 4</i> La structure récursive.	46
<i>Figure 4. 1</i> Schéma synoptique de modèle de séparation de la voie I et Q.	51
<i>Figure 4. 2</i> La constellation 16-QAM.....	52
<i>Figure 4. 3</i> Le diagramme de l'œil à la sortie du filtre adapté.....	53
<i>Figure 4. 4</i> La constellation 16-QAM avec le bruit convolutif.....	54
<i>Figure 4. 5</i> le diagramme de l'œil avec le bruit convolutif.....	54
<i>Figure 4. 6</i> Le système mismatch obtenu après l'application de l'algorithme LMS.	55
<i>Figure 4. 7</i> La constellation de signal rehaussé.	56
<i>Figure 4. 8</i> Le diagramme de l'œil de signal rehaussé.	56
<i>Figure 4. 9</i> La convergence des filtres vers la solution optimale C_{12} vers A_{12} à gauche et C_{21} vers A_{21} à droite.	57
<i>Figure 4. 10</i> La constellation 16-QAM après le sous-échantillonnage.....	57
<i>Figure 4. 11</i> Le système mismatch de l'algorithme LMS.....	58
<i>Figure 4. 12</i> La constellation de signal rehaussé.	58
<i>Figure 4. 13</i> le diagramme de l'œil de signal rehaussé.....	59
<i>Figure 4. 14</i> La convergence des filtres vers la solution optimale C_{12} vers A_{12} à gauche et C_{21} vers A_{21} à droite.	59
<i>Figure 4. 15</i> La constellation et le diagramme de l'œil sans bruit.	60
<i>Figure 4. 16</i> La constellation et le diagramme de l'œil avec le bruit.....	60
<i>Figure 4. 17</i> Le système mismatch obtenu par l'algorithme LMS.	61
<i>Figure 4. 18</i> La constellation et le diagramme de l'œil de signal rehaussé.	61
<i>Figure 4. 19</i> La convergence des filtres vers la solution optimale C_{12} vers A_{12} à gauche et C_{21} vers A_{21} à droite	62
<i>Figure 4. 20</i> la constellation et le diagramme de l'œil de signal sans bruit.	62
<i>Figure 4. 21</i> la constellation et le diagramme de l'œil de signal avec bruit.	63
<i>Figure 4. 22</i> Le système mismatch obtenu par l'algorithme LMS.	63
<i>Figure 4. 23</i> La constellation et le diagramme de l'œil de signal rehaussé.	64
<i>Figure 4. 24</i> La convergence des filtres vers la solution optimale.....	64
<i>Figure 4. 25</i> La constellation 16 QAM et leur diagramme de l'œil avec distorsion d'amplitude.	65
<i>Figure 4. 26</i> Le système mismatch obtenu par l'algorithme LMS.	66

<i>Figure 4. 27</i> La constellation et le diagramme de l'œil du signal rehaussé.	66
<i>Figure 4. 28</i> La convergence des filtres vers la solution optimale.	67
<i>Figure 4. 29</i> La constellation et le diagramme de l'œil dans le cas de distorsion de phase.....	68
<i>Figure 4. 30</i> Le système mismatch obtenu par l'algorithme LMS.	68
<i>Figure 4. 31</i> La constellation et le diagramme de l'œil de signal rehaussé.	69
<i>Figure 4. 32</i> La convergence des filtres vers la solution optimale.	69

Liste des tableaux

<i>Tableau 1. 1</i> Propriétés de parité.....	11
<i>Tableau 1. 2</i> Comparaison entre FIR et IIR	17
<i>Tableau 2. 1</i> Mots d'alphabet en fonction de nombre de bits.	31
<i>Tableau 2. 2</i> Les caractéristiques de la modulation QAM.	37

Introduction générale

Le traitement du signal est l'une des disciplines de l'électronique moderne qui connaît actuellement le plus fort développement, il y a encore quelques années, les techniques numériques, dites avancées à l'époque, étaient considérées comme des sujets ésotériques. Leur utilisation se limitait aux laboratoires de recherche ou à certaines applications marginales telles que l'identification par radar. Aujourd'hui, cette technologie a trouvé sa place dans pratiquement tous les domaines de l'électronique. Le développement et la commercialisation rapides de cette technologie ont mis l'ingénieur de conception devant un sérieux défi : acquérir une connaissance pratique de ces nouvelles techniques au risque d'être vite dépassées.

Ces développements ont été poussés par des besoins précis : transmettre un gros volume d'informations, en peu de temps, avec une grande souplesse, une grande mobilité et un grand nombre d'utilisateurs. Ces besoins ont donc créé des contraintes de conception de plus en plus fortes (au niveau des coûts mais également et surtout des performances) : fort débit, grand nombre d'accès, faible coût, faible consommation, grande portée...etc. L'un des contraintes les plus puissants est l'obscurité en terme de données du canal de transmission. Dans la pratique le canal est inconnu, donc une estimation de ce dernier est nécessaire. Souvent l'estimation du canal est basée sur l'utilisation des séquences d'apprentissage multiplexées avec les données utiles, ce qui diminue bien évidemment le débit utile. Pour des canaux invariants dans le temps, la perte n'est pas significative car un seul cycle d'apprentissage est nécessaire. Pour des canaux variant dans le temps, les séquences d'apprentissage sont envoyées périodiquement, ce qui résulte en une forte diminution du débit utile. Par exemple, dans les signaux QAM environ 20% des symboles sont utilisés pour l'estimation du canal. De plus, si le canal a des variations rapides ou une réponse impulsionnelle longue, l'exploitation des séquences d'apprentissage devient plus difficile. Or, le but des systèmes de séparation de ces signaux vient pour faire face à ce dernier.

Le problème de séparation de sources a été largement étudié au cours des dix dernières années, principalement dans le cas de mélanges linéaires instantanés, et plus récemment de mélanges linéaires convolutifs. En revanche, le cas de mélanges non linéaires n'a été que très peu abordé. En se fondant sur la seule hypothèse d'indépendance des sources, on ne peut pas retrouver les sources mais seulement une fonction non-linéaire (inconnue) des sources : de telles distorsions sont en général inacceptables. Sans hypothèse supplémentaire sur les sources ou sur les mélanges, le problème a donc peu d'intérêt.

Un signal I et un autre déphasé Q envoyés dans un canal instantané ou convolutif qui à la réception rencontre un problème connu sous le nom de désajustement IQ, une partie de la voie I se trouve dans la voie Q et vis versa pour la voie Q ; Ce désajustement (dit aussi déséquilibre) limite les performances de l'émetteur ou du récepteur ainsi que la qualité de signal, pour cela on a à faire à des algorithmes adaptatifs qui à leurs rôles remplacent la connaissance du canal par d'autres connaissances tirées du signal reçu. De nombreux algorithmes de rehaussement du signal ont été proposés pour résoudre ce problème.

Le présent travail s'inscrit dans ce cadre et son objectif est de contribuer à cette problématique en proposant une solution au problème de désajustement IQ dans le système de communication numérique par la méthode adaptative LMS ; L'idée de cette méthode est basée sur l'exploitation de la non stationnarité intrinsèque des signaux. En effet, ce que nous estimons, c'est l'ensemble des statistiques qui permettent de retrouver les sources originales. Le mélange convolutif de signaux à large bande est modélisé par des filtres temporels 'RIF ou RII'. Pour séparer les signaux dans ce mélange, on doit estimer simultanément les filtres adaptatifs de sorte que les sorties de l'architecture soient statistiquement indépendantes.

Ce mémoire propose de faire le point en 4 chapitres sur le travail réalisé pendant 4 mois qui a finalement abouti à une solution permettant de séparer les deux voies I & Q dans la réception.

Tous d'abord, le premier chapitre introduit quelques notions théoriques liées au traitement de signal et au filtrage numérique.

Le deuxième chapitre se consacre aux éléments fondamentaux d'une chaîne de transmission numérique, les différents types de perturbation qui peuvent affecter une

transmission. Ensuite, une présentation brève des modulations numériques, en particulier la modulation QAM et la PSK.

Dans le troisième chapitre, on présente le problème de désajustement IQ, le modèle de mélange, les structures de séparation notamment Forward et Backward et les méthodes de séparations. La solution proposée étant la généralisation du modèle de H-J.

A partir des chapitres précédents, le dernier chapitre contient la simulation de la solution proposée ainsi que les conditions et les résultats de cette dernière. Ces résultats seront présentés pour des modulations 16 QAM et 16-PSK dans un canal non stationnaire.

Finalement, la conclusion générale qui synthétise le travail effectué et récapitule les résultats obtenus en ouvrant la voie à différentes perspectives de recherche.

Chapitre 1 Notions de traitement de signal

1.1 Introduction

Le traitement du signal est une activité nouvelle, ou tout au moins jeune, dont le côté pluridisciplinaire réunit et différencie tout à la fois ses adeptes. Cette variété indéniable est due au développement de la science et des techniques de communication et de transmission. Par cet aspect le traitement des signaux s'est vite révélé comme un carrefour où mathématiciens, physiciens, chimistes, biologistes . . . ont pu et continuent à confronter leurs points de vue. Si cela fait ou a fait naître de nombreux débats, c'est la preuve de l'intérêt suscité par la démarche. Celle-ci conjugue les problèmes de transmission des signaux et analyse des systèmes qui les véhiculent ou les conditionnent. Une telle activité, existante depuis plus de 60 ans, relève d'une analyse méticuleuse par l'Histoire des Sciences et des Techniques.

1.2 Traitement de signal

1.2.1 Signal

C'est le signe conventionnel qui sert à transmettre une information - forme physique d'une information véhiculée par un système [1].

1.2.2 Traitement

C'est l'ensemble des techniques permettant de stocker des informations, d'y accéder, de les combiner, en vue de leur exploitation [1].

1.2.3 Traitement numérique de signal

C'est l'ensemble des techniques qui s'appuient sur les ressources de l'électronique, de l'informatique et de la physique appliquée, a pour objet de transformer, d'interpréter des signaux, de stocker ces informations, d'y accéder, de les combiner en vue de leur exploitation. Le but du TNS est d'extraire le maximum d'information utile sur un signal perturbé par le bruit ; peut se diviser en deux catégories : l'élaboration des signaux (synthèse, création de signaux, modulation, etc.) et l'interprétation des signaux (filtrage,

détection, identification, analyse, mesure). Les fonctions les plus variées sont réalisables de cette manière, comme l'analyse spectrale, le filtrage linéaire ou non linéaire, le transcodage, la modulation, la détection, l'estimation et l'extraction des paramètres. Les machines utilisées sont des calculateurs numériques.

Les systèmes correspondant à ce traitement obéissent aux lois des systèmes discrets. Les nombres sur lesquels ils portent peuvent dans certains cas être issus d'un processus discret. Cependant, ils représentent souvent l'amplitude des échantillons d'un signal continu et dans ce cas, le calculateur prend place derrière un dispositif convertisseur analogique-numérique et éventuellement devant un convertisseur numérique-analogique. Dans la conception de tels systèmes et l'étude de leur fonctionnement, la numérisation du signal revêt une importance fondamentale et les opérations d'échantillonnage et de codage doivent être analysées dans leur principe et leurs conséquences [1].

1.2.4 Domaines d'applications du traitement de signal

Multimédia, télécommunications, traitement d'antennes, compression de données, contrôle de processus, numérisation est discrétisation.

1.3 Propriétés nécessaires du traitement de signal

Homogénéité : $f([x(n)] = y[n]) \implies f(k x[n]) = k y[n]$

Additivité : $f(x[n] + y[n]) = f(x[n]) + f(y[n])$

Invariance par translation : $f(x[n]) = y[n] \implies f(x[n+s]) = y[n+s]$

1.3.1 Énergie d'un signal

Toute transmission d'information est liée à une transmission d'énergie et de puissance. Ces notions donc sont très importantes et peuvent servir à caractériser les signaux. Pour les systèmes électriques, un signal est généralement un courant ou une tension.

1.3.2 Puissance d'un signal

C'est la répartition de l'énergie par unité de temps (période du signal), selon la nature énergétique d'un signal on peut diviser les signaux en deux catégories : signaux à énergie finie et signaux à puissance moyenne finie non nulle (y a des signaux théorique qui ne font partie ni au premier type ni au deuxième type).

- Puissance instantanée d'un signal

$$P_x = |x(t)|^2 \quad (1.1)$$

- Puissance moyenne d'un signal

$$P_x = \lim_{t \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{T} \right) \int_0^T |x(t)|^2 dt \quad (1.2)$$

- Énergie d'un signal

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt \quad (1.3)$$

- signaux à énergie finie

Le signal est dit à énergie finie si cette dernière existe et converge c.à.d.

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt < \infty;$$

Pour ce genre de signaux la puissance moyenne est nulle ($P_x = 0$).

- signaux à énergie infinie (signaux à puissance moyenne finie) :

- pour un signal périodique de période T_0

$$P_x = \lim_{t \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{T} \right) \int_0^T |x(t)|^2 dt < \infty$$

- pour un signal non périodique

$$P_x = 1/T_0 \int_0^{T_0} |x(t)|^2 dt = X_{eff}^2$$

Où X_{eff}^2 est par définition la valeur efficace du signal.

Pour résumer :

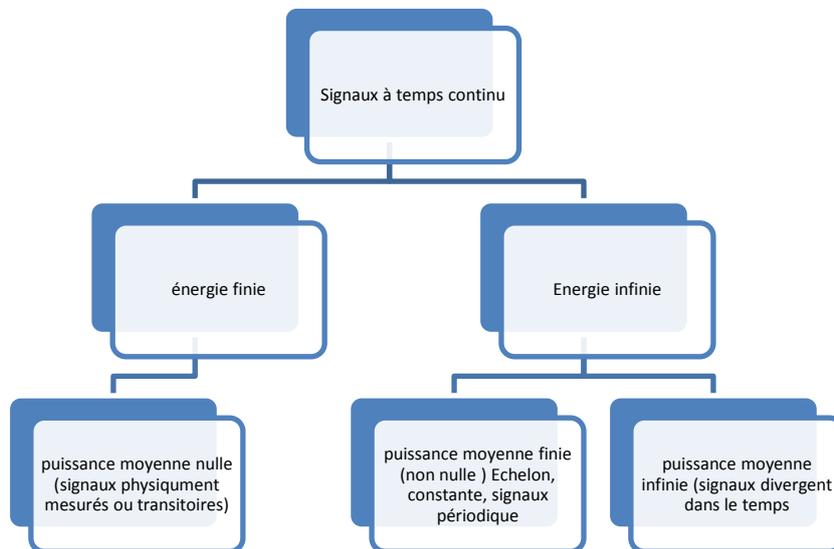


Figure 1.1 Classification des signaux en fonction de leur caractéristique énergétique.

Dans la réalité les signaux observés sont évidemment d'énergie finie, toutefois les signaux à puissance finie sont intéressants afin de représenter certains comportements permanents des systèmes.

1.3.3 Opération de Corrélation

Elle mesure le degré de ressemblance des signaux et permet d'extraire des informations qui dans une large mesure, dépendent de l'application considérée. Utilisée très souvent pour la détection de signaux noyés dans le bruit.

On dispose de deux fonctions : le signal de référence $x(t)$ et le signal reçue $y(t)$; en effectuant l'intégrale du produit des signaux que l'on décale progressivement l'un par rapport à l'autre. La corrélation généralise les notions d'énergie et de puissance d'un signal [2].

a signaux à énergie finie

soit $x(t)$, $y(t)$ deux signaux a énergie finie (resp $x(n)$, $y(n)$) , on a alors :

$$R_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)y^*(t - \tau)dt \quad \text{est dite d'intercorrélation (entre } x(t) \text{ et } (y(t))$$

$$R_{xx}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)x^*(t - \tau)dt \quad \text{est dite d'autocorrélation (entre } x(t) \text{ et lui-même)}$$

Dans le Cas des signaux discret :

$$R_{xy}(k) = \sum_{k=0}^N x(n)y^*(n - k) \quad (1.4)$$

Remarque : pour $t=0$ (resp. $k=0$) cette opération est identique à l'énergie globale du signal.

$$R_{xx}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)x^*(t)dt \quad (1.5)$$

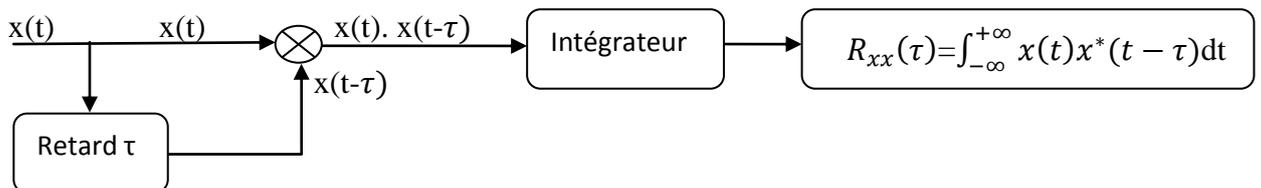


Figure 1. 2 Représentation schématique de la corrélation.

b signaux à puissance moyenne finie

Soit $x(t)$ et $y(t)$ deux signaux à puissance moyenne finie, dans ce cas :

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow +\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x(t)y^*(t - \tau)dt \quad (1.6)$$

- **Propriétés de la corrélation**

$$1/R_{xy}(\tau) = R_{yx}(-\tau) \text{ (anticommutative).}$$

$$2/|R_{xy}(\tau)|^2 = R_{xx}(0) \cdot R_{yy}(0).$$

$$3/\text{Coefficient d'intercorrélation (autocorrélation)} : \delta(\tau) = \frac{R_{xy}(\tau)}{R_{xy}(0)} \leq 1$$

1.3.4 Opération de Convolution

C'est l'opération de traitement de signal la plus fondamentale, elle indique la valeur du signal de sortie à l'instant t est obtenue par la sommation (intégrale) pondérée des valeurs passées du signal d'excitation x(t) [2].

La fonction de pondération est précisément la réponse impulsionnelle f(t).



Elle est définie par :

$$x(t)*y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)y^*(t - \tau) d\tau \quad \text{(temps continu)}$$

$$x(n)*y(n) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k)y^*(n - k) \quad \text{(temps discret)}$$

Dans le cas discret, la convolution peut s'écrire comme un produit scalaire de 2 vecteurs :

$$x(n)*y(n) = \sum_{k=0}^N x(k)y^*(n - k) = \sum_{k=0}^N x_k y_{n-k} = x^T \cdot y \quad (1.7)$$

avec :

$$x = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ x_N \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad y = \begin{bmatrix} y_n \\ y_{n-1} \\ \cdot \\ \cdot \\ y_{n-N} \end{bmatrix}$$

Ce produit est très utilisé en traitement du signal, notamment au travers des notions de filtrage, d'échantillonnage et est fondamental pour les différentes techniques de modulation en télécommunications.

- **Propriétés de la convolution**

$x(t)*y(t)=y(t)*x(t)$ commutative

$x(t)*(y(t)+z(t))=x(t)*y(t)+x(t)*z(t)$ distributive

$x(t)*(y(t)*z(t))=(x(t)*y(t))*z(t)$ associative

$x(t)*\delta(t)=\delta(t)*x(t)=x(t)$ élément neutre

1.3.5 Transformée de Fourier

C'est la généralisation de la notion de série de Fourier pour des fonctions périodiques à des fonctions non périodiques. Pour cela on considère ces signaux comme périodique de période infinie. Le spectre alors devient un spectre continu.

Une fonction apériodique peut être considérée comme la limite d'une fonction périodique dont la période tend vers l'infini [2].

Utilisons le développement en série de Fourier d'une fonction $f(t)$ périodique de période T .

$$f(t)=\sum_{-\infty}^{+\infty} C_n e^{j.n.w_0.t} \quad (1.8)$$

avec $w_0 = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f_0$ et $C_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} f(t) e^{-j2\pi.n.f_0.t} dt$

Lorsque T tend vers l'infini, il vient : $T.C_n = \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} f(t) e^{-j.n.w_0.t} dt$

tend vers $\int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j.w.t} dt$

$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j.w.t} dt = \text{TF}[f(t)] ;$

$f(t) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} T C_n e^{j.n.w_0.t} . w_0 = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F(n\omega_0) e^{j.n.w_0.t} . w_0$

En un point de continuité, la transformée de Fourier inverse donne : $f(t) = \frac{f(t^+) + f(t^-)}{2}$

a La Transformé de Fourier inverse

Lorsque $f(t)$ est absolument intégrable au sens de $\int_{-\infty}^{+\infty} |f(t)| \cdot dt < \infty$, la transformée de Fourier de $f(t)$ existe et définie par :

$$F(\omega) = \text{TF}[f(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j \cdot \omega \cdot t} dt \quad \omega \in \mathbb{R} \quad (1.9)$$

La transformée de Fourier inverse :

$$f(t) = \text{TFI}[F(\omega)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega) e^{j \cdot \omega \cdot t} d\omega \quad (1.10)$$

Ces deux définitions permettent de disposer de deux manières pour définir complètement un signal :

- Soit par représentation temporelle
- Soit par représentation fréquentielle

Ces deux domaines sont appelés « duaux » car leurs variable t et f_0 sont liées par :

$$f_0 = 1/t$$

b Propriétés principales de la TF

- Linéarité :

$$a f(t) + b f(t) = a F(\omega) + b F(\omega)$$

- Complexe conjugué :

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j \cdot \omega \cdot t} dt, \quad F^*(\omega) = \left[\int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j \cdot \omega \cdot t} dt \right]^* = \int_{-\infty}^{+\infty} f^*(t) e^{+j \cdot \omega \cdot t} dt$$

$$F^*(-\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f^*(t) e^{-j \cdot \omega \cdot t} dt = \text{TF}[f^*(t)]$$

- Dualité (Symétrie) :

$$\text{TF}[f(t)] = F(\omega) \rightarrow \text{TF}[F(t)] = 2\pi f(-\omega)$$

- Changement d'échelle :

$$f(a \cdot t) = \frac{1}{|a|} F\left(\frac{f_0}{a}\right) \text{ avec } a \text{ réel}$$

- Décalage temporelle (translation) :

$$\text{TF}[f(t-t_0)] = e^{-j \omega \cdot t_0} \cdot F(\omega)$$

- Décalage fréquentiel (translation en fréquence) :

$$\text{TF}[F(\omega - \omega_0)] = f(t) e^{j \omega_0 \cdot t}$$

- Dérivation fréquentielle :

$$TF [(-j.t)^n f(t)] = \frac{d^n F(\omega)}{d\omega^n}$$

- Propriétés de parité :

Pour $f(t) = a(t) + j b(t)$,

avec a et b à valeurs réels,

f(t)	TF [$f^*(t)$]	TF [f(-t)]
Réelle	F(ω)	F*(ω)
Imaginaire	-F(ω)	-F*(ω)
Paire	F*(ω)	F(ω)
Impaire	-F*(ω)	-F(ω)

Tableau 1. 1 Propriétés de parité.

- Convolution: Soient deux signaux x(t) et h(t) à valeurs et à temps continu.

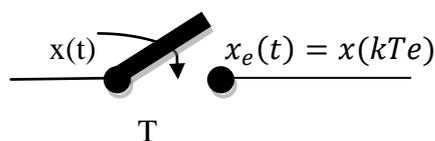
$$TF [x(t) \otimes h(t)] = X(\omega) \cdot H(\omega)$$

la TF de la convolution est le produit des TF.

1.3.6 Échantillonnage

Les signaux porteurs d'informations sont pratiquement toujours de type analogique. Un ordinateur est un dispositif qui traite des données numériques. Si on veut traiter ce signal par voie numérique, il faudrait au préalable l'échantillonner [1].

L'échantillonnage d'un signal x(t) consiste à construire, à partir de x(t), un signal à temps discret $x(k) = x(kT_e)$ obtenu en mesurant la valeur de x(t) toute les T_e secondes. Ce passage du continu au discret entraîne une perte d'information. Dans certains cas sans pertes (théorème de Shannon) la période d'échantillonnage maximale est $T_e = \frac{1}{2B}$, où B est la largeur du spectre de x(t), la figure ci-dessous illustre ce phénomène ;



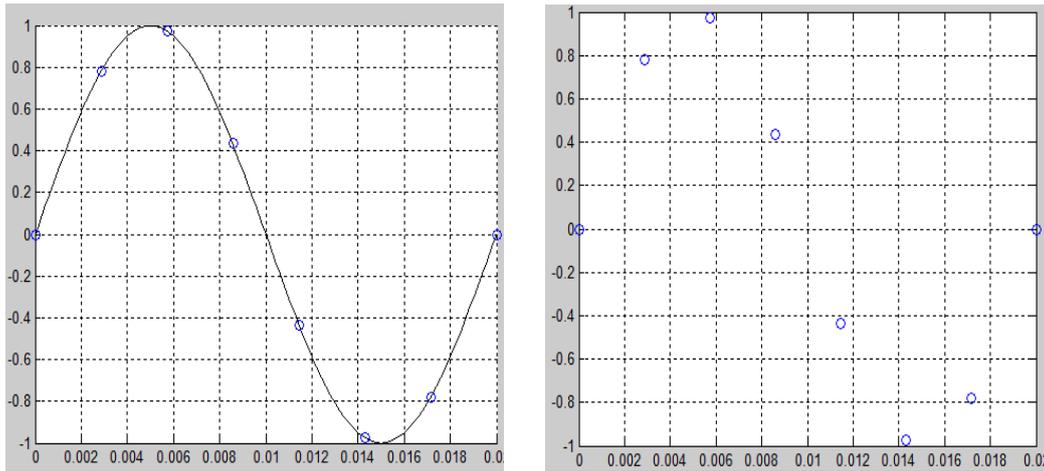
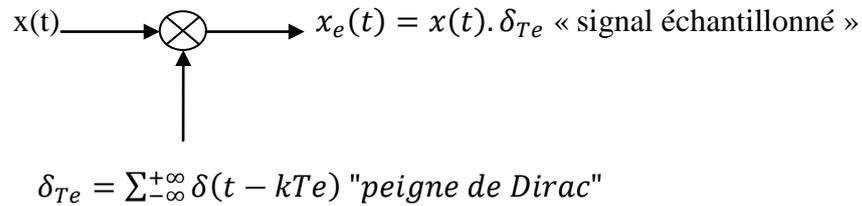


Figure 1. 3 Représentation schématique de l'échantillonnage.

a Échantillonnage idéal

Soit $x(t)$ un signal continu : $x(t) \longleftrightarrow x(\omega)$ échantillonner $x(t)$ à la fréquence $F_e=1/T_e$ (les observations périodiques sont une suite périodique d'impulsions de Dirac), (peigne de Dirac). Le modèle est décrit à la figure ci-dessous :



Échantillonner le signal à l'instant $t = kT_e$ revient alors à calculer :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta_{\tau}(t - kT_e) x_a(t) dt = \frac{1}{\tau} \int_{-kT_e - \frac{\tau}{2}}^{kT_e + \frac{\tau}{2}} x_a(t) dt$$

D'après le théorème de la moyenne, on peut dire que :

$$\frac{1}{\tau} \int_{-kT_e - \frac{\tau}{2}}^{kT_e + \frac{\tau}{2}} x_a(t) dt = x_a(kT_e + \varepsilon) \text{ avec } \varepsilon \in \left[-\frac{\tau}{2}, \frac{\tau}{2} \right]$$

Quand $\tau \rightarrow 0$, $\lim_{\tau \rightarrow 0} \delta_{\tau}(t - kT_e) x_a(t) dt = x_a(kT_e) = x(k) \triangleq \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \delta(t - kT_e)$

b Théorème de Shannon

Pour échantillonner un signal, sans distorsion (ou perte d'information), la fréquence d'échantillonnage doit être égale ou supérieure au moins deux fois à la fréquence la plus élevée contenue dans son spectre soit « $f_e \geq 2f_{max}$ »[1].

1.4 Filtrage

Lorsqu'un système est utilisé pour modifier la distribution fréquentielle des composantes de signal selon des spécifications données, l'opération est appelée filtrage numérique. Le problème général du filtrage numérique consiste à déterminer une fonction de transfert « h » qui représente sa réponse fréquentielle.

Les filtres numériques se divisent en deux classes selon la durée de la réponse impulsionnelle [3].

1.4.1 Les filtres FIR

Le nom donné au filtre FIR provient naturellement de la manière dont ce filtre répond à une impulsion. Une impulsion est un signal de valeur 1 maintenu pendant une durée suffisamment courte pour être échantillonné une fois.

Donc si ce filtre représente une réponse absolument finie alors ce filtre est FIR.

D'un point de vue pratique, la réponse finie signifie que le signal de sortie du filtre excité par cette impulsion unitaire, retourne au zéro au bout d'un temps raisonnable.

L'utilisation de ce filtre consiste à convoluer les échantillons d'entrée $x(n)$ avec la fonction $h(n)$ appelée réponse impulsionnelle. Dans sa forme générale, un filtre FIR est donc défini par l'expression suivante [3]:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(n-k) h(k) \quad (1.11)$$

Où N est la longueur du filtre et k et n des indices d'itération.

Un filtre FIR causal a tous ses pôles à l'origine. Ainsi, la forme de la réponse en fréquences est uniquement déterminée par la position des zéros.

Dans le filtre FIR, l'échantillon de sortie $y(n)$ dépend uniquement des échantillons d'entrée $x(n)$, $x(n-1)$, $x(n-2)$, ... $x(n-k)$. Ce type de filtre est par construction, toujours stable.

Pour mieux comprendre, un schéma bloc explicite si dessous La structure d'un filtre FIR :

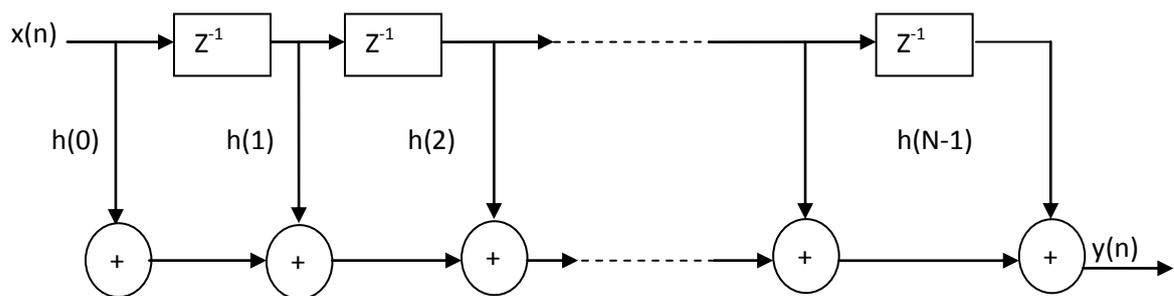


Figure 1. 4 Filtre causal à réponse impulsionnelle finie de longueur N .

Prenant le cas d'un filtre d'ordre 3 :

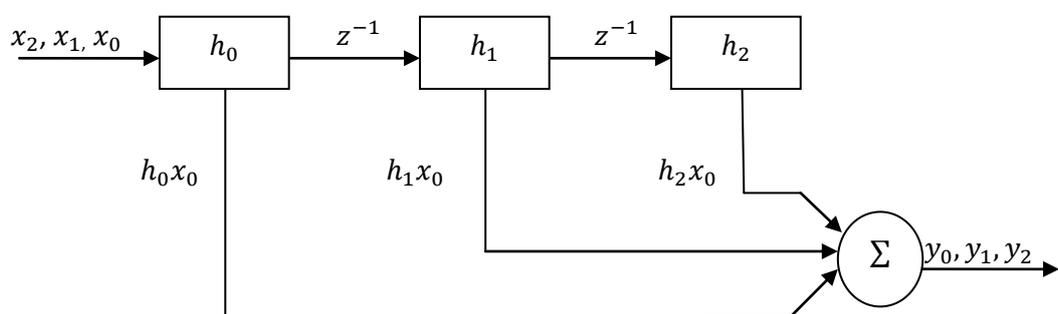


Figure 1. 5 Architecture standard de calcul du filtre FIR d'ordre 3.

Ce schéma montre le fonctionnement du filtre, on remarque que le signal incident est noté à l'entrée du filtre dans un ordre inverse. En pratique, cette façon de procéder signifie simplement que le premier échantillon de la séquence d'entrée injectée dans le filtre. Cette règle appliqué sur la séquence de sortie du y , inverse à nouveau cet ordre puisque le premier échantillon disponible est « y_0 ».

Les carrés représentent des blocs de calcul (dans notre cas, ces blocs réalisent des multiplications) et les flèches des retards. Chaque bloque possède deux sorties qui délivrent, pour celle du bas, le produit de $h(k)$ par l'échantillon d'entrée du bloc et pour celle de droite, l'échantillon d'entrée retardé d'une période d'échantillonnage.

Par exemple, pour le premier bloc nous obtenons une sortie produit valant h_0x_0 et une sortie valant x_0 retardée d'un cycle. Le symbole z^{-1} est la notation standard utilisée pour signifier un retard unité. Quant au cercle il représente l'opération de sommation dont la sortie délivre le signal filtré [3].

a La causalité des filtres FIR

Un filtre RIF causal et rendu à réponse instantanée, à une transmittance donnée par :

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} H(n) e^{-jn\omega} \quad (1.12)$$

b Stabilité des filtres FIR

Les filtres RIF sont par nature toujours stables car ils n'admettent pas de pôles, ce qui constitue un de leurs principaux avantages. La stabilité signifie qu'en pratique, quelle que soit la forme et la durée du signal injecté dans le filtre, dès lors que celui-ci revient à zéro, la sortie retourne inévitablement à zéro. Ce fonctionnement peut paraître évident. En tout cas c'est le comportement que l'on attend en général de tout système, en particulier d'un filtre [3].

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} b_n z^{-n} \quad (1.13)$$

1.4.2 Les filtres IIR

Le filtre IIR à réponse impulsionnelle infinie correspond à une structure bouclée où l'échantillon $y(n)$ dépend non seulement des $x(n)$ mais aussi des $y(n-p)$: il y a donc une réinjection de la sortie vers l'entrée. Qui dit "rebouclage" dit "risque d'instabilité" avec une réponse impulsionnelle oscillatoire possiblement longue à se stabiliser d'où le nom IIR.

Les pôles peuvent être n'importe où dans le cercle unité. Ils contribuent donc à la forme de la réponse en fréquence, ce qui donne aux filtres IIR plus de souplesse pour un ordre égal.

On peut remarquer que l'équation (1.14) exploite deux ensembles de coefficients appelés les coefficients b « associés au signal d'entrée » et les coefficients a « associés au signal de sortie ». Si les coefficients a sont nuls, on retrouve alors le filtre RIF de base [3].

$$y(n) = \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) - \sum_{r=1}^N a_r y(n-r) \quad (1.13)$$

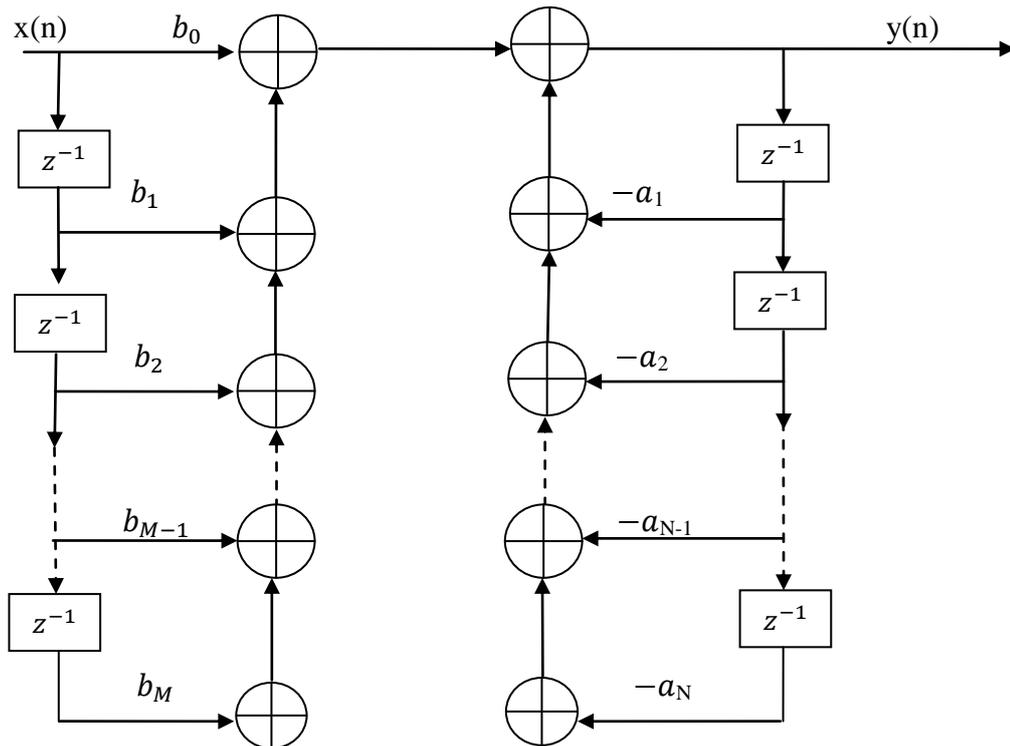


Figure 1. 6 La réalisation de filtre récursif « IIR ».

a Stabilité des filtres IIR

Un filtre numérique n'est stable que si tous les pôles de sa fonction de transfert en z sont dans le plan complexe à l'intérieur du cercle de rayon 1.

$$\forall i, |z_i| < 1$$

Pour mettre en évidence ces pôles mettons la fonction de transfert sous la forme :

$$H(z) = \frac{N(z)}{D(z)} = \sum_k \frac{\sum_{i=0}^m \beta_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^m \alpha_i z^{-i}} = \frac{\prod_{i=1}^m (1 - b_i z^{-1})}{\prod_{i=1}^m (1 - \alpha_i z^{-1})} \quad (1.15)$$

Les pôles sont les termes α_i .

1.5 Comparaison entre FIR et IIR

Le type de filtre	Avantage	Inconvénient
- filtre récursif IIR	- Bien moins de calculs que pour un filtre FIR à performance équivalent	- Vérifier la stabilité des filtres. - Phase non linéaire qui introduit une distorsion de phase.
- Filtre non récursif RIF	- Filtre toujours stable - Phase des signaux linéaire - symétrie des coefficients. - Pas de distorsion de phase.	- Beaucoup de calculs par rapport à un filtre IIR à performance équivalents.

Tableau 1. 2 Comparaison entre FIR et IIR

1.6 Le filtre à phase minimale « filtre inversible »

Un filtre est dit à phase minimale s'il est stable, causal et sa fonction de transfert ne possède pas de zéro à l'extérieur du cercle unité.

Les filtres à phase minimale ont une propriété pratique importante : dans la famille des filtres ayant le même module du gain complexe, le filtre à phase minimale est celui qui répond le plus vite. Intuitivement, cela se comprend car une rotation de phase induit un retard. Plus formellement, appelons $h_i(n)$ la réponse impulsionnelle des filtres à gabarit fixé et $h_{\min}(n)$ la réponse impulsionnelle du filtre à phase minimale [4].

On montre que :

$$\sum_0^l |h_i(n)|^2 \leq \sum_0^l |h_{\min}(n)|^2 \quad (1.16)$$

Le filtre à phase minimale est celui dont le temps de réponse est court.

1.7 Le filtre à phase non minimale

Si les zéros sont à l'extérieur du cercle unité, le filtre est dit à phase non minimale.

1.8 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les principales notions du traitement numérique de signal ainsi que leurs propriétés. Nous avons également étudié les filtres numériques et leurs conditions de stabilité.

Chapitre 2 Modulations numériques

2.1 Introduction

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore, la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique.

La tâche d'un système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible. Le schéma synoptique d'un système de transmission numérique est donné dans la figure (2.1). On se limite aux fonctions de base [5].

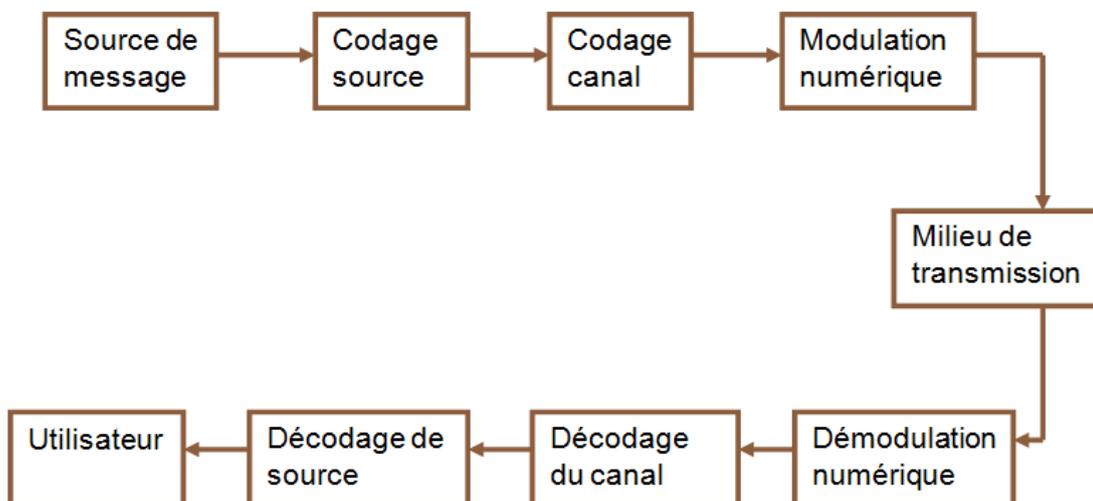


Figure 2. 1 Le schéma synoptique d'un système de transmission numérique.

Généralement, en systèmes de transmission c'est 3 critères doivent être vérifiés :

- ✚ La probabilité d'erreur P_e par bit transmis

Elle est fonction de la technique de transmission utilisée, aussi du canal sur lequel le signal est transmis. Il est à noter que P_e est une valeur théorique dont une estimation non biaisée au sens statistique est le Taux d'Erreur par Bit TEB.

L'occupation spectrale du signal émis

Doit être connue pour utiliser efficacement la bande passante du canal de transmission.

La complexité du récepteur

Dont la fonction est de restituer le signal émis, est le troisième aspect important d'un système de transmission.

2.2 Description des blocs

Passant maintenant à la signification des blocs schématisés précédemment :

2.2.1 Source

Dite quantificateur ; sert à convertir le signal (voix, image) en un signal numérique pour le traiter et le délivrer.

2.2.2 Codage source

Il consiste à supprimer la redondance contenue dans les messages de la source d'information, cela conduit à réduire l'un des paramètres qui caractérise la source du message.

Débit binaire : $D=1/T_b$ avec T_b est la durée de bit.

La numérisation du signal de parole, préalablement limité à la bande 300-3400 Hz en téléphonie, est réalisée en échantillonnant ce signal à la fréquence de 8 kHz, puis en codant les échantillons quantifiés sur $m=8$ bits. Ainsi après numérisation, le signal de parole est transformé en une source numérique ayant un débit binaire de 64 k bit/s ; ce codage de la parole a pris (improprement) le nom de « codage MIC » (modulation par impulsion codée). Avec un codage de source plus élaboré, ce débit de 64 kbit/s peut être réduit à 32khit/s sans dégradation de la qualité subjective de la parole [5].

2.2.3 Codage canal

Le codage canal ajoute une redondance pour protéger l'information contre les erreurs introduites par un canal de communication bruité.

Pour illustrer la fonction de codage de canal, considérons l'exemple suivant : supposons que l'on insère un élément binaire, dit de parité, tous les p éléments binaires du message, de telle sorte que la somme de ces $(p+1)$ éléments binaire soit paire. En testant la parité de cette somme. Le décodeur pourra détecter toutes les erreurs de transmission en nombre impair parmi ces $(p+1)$ éléments binaires. Ce code, appelé code de parité ne permet pas, à l'évidence, de corriger les erreurs de transmission, mais simplement d'en détecter la présence, ce qui permettrait, par exemple, de demander la retransmission du message.

La fonction de codage de canal n'est pas toujours utilisée car elle accroît la complexité des équipements de transmission et donc leur coût [5].

2.2.4 Modulation

La modulation a pour rôle d'adapter le spectre du signal au canal (milieu physique) sur lequel il sera émis.

Ce bloque sera traité en détails par la suite dans ce chapitre.

2.2.5 Canal de transmission

Il peut inclure le milieu de transmission, le bruit, mais aussi le filtre d'émission placé physiquement dans l'émetteur, ainsi que les antennes d'émission et de réception placées en espace libre. La modélisation du milieu de transmission peut être très complexe. Le milieu peut se comporter comme un simple filtre linéaire, de réponse en fréquence $C(f)$, mais aussi peut être non stationnaire (la réponse $C(f)$ est alors fonction du temps) ou présenter des non linéarités ou encore un effet Doppler [5].

a Le bruit

Appelé aussi parasite, le bruit est tout ce qui crée une interférence avec le message tel qu'il est transmis par le canal. En termes techniques, il est décrit comme une

perturbation de la communication qui déforme le message, empêche le récepteur de capter aisément le contenu transmis.

✚ Le bruit blanc additif gaussien

Un bruit blanc est une réalisation d'un processus aléatoire dans lequel la densité spectrale de puissance est la même pour toutes les fréquences.

✚ Le bruit du mélange convolutif

Un bruit convolutif résulte du passage des signaux dans des filtres inconnus de type FIR.

b Applications du filtrage numérique

✚ Sous échantillonnage (Décimation)

Il arrive souvent qu'une chaîne de traitement numérique d'un signal fonctionne avec différents rythmes d'échantillonnage. Lorsque la fréquence d'échantillonnage décroît on parle alors de décimation. L'opération de décimation est triviale, il suffit de supprimer un certain nombre d'échantillons. Elle est en général symbolisée par une flèche orientée de haut en bas [4].

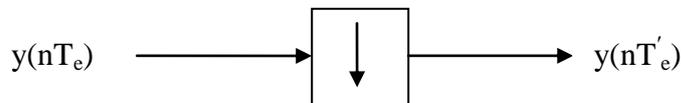


Figure 2. 2 Décimation.

Prenant l'exemple d'une décimation à 2, il suffira alors de supprimer un échantillon sur deux. La fréquence d'échantillonnage passera ainsi de F_e à $F_e/2$. Avant d'effectuer une telle opération il faut s'assurer que le théorème de Shannon reste vérifié. Il est donc nécessaire de restreindre la bande B du signal afin qu'elle ne dépasse pas $F_e/4$.

Ce filtrage "anti aliasing" est cette fois réalisé en numérique au cœur des traitements, c'est la différence essentielle avec le filtrage anti aliasing "traditionnel" réalisé en analogique avant l'opération d'échantillonnage.

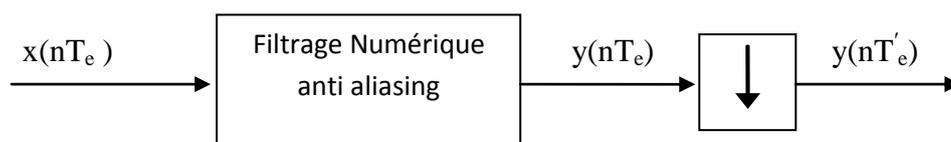


Figure 2. 3 L'opération d'anti repliement.

✚ Sur échantillonnage (Interpolation par zéros)

L'opération duale de la décimation est l'opération d'interpolation. Pour l'effectuer on utilise un filtre numérique et une insertion de zéros au milieu du signal d'origine. Considérons le cas d'une interpolation par un facteur 2 d'un signal $y(nT'_e)$. On commence par insérer une valeur nulle entre chaque valeur du signal $y(nT_e)$. La fréquence d'échantillonnage est alors doublée, on a maintenant $F_e=2F_e'$ La forme du spectre du signal est inchangée, les valeurs insérées étant des zéros. Cependant ce spectre ne correspond pas à celui que l'on aurait obtenu en échantillonnant réellement le signal analogique avec F_e . Il y a en effet trop de répétitions du motif au niveau du spectre. Il suffit alors simplement de supprimer ces motifs au moyen d'un filtre numérique pour obtenir le spectre du signal numérique, comme si il avait été échantillonné d'entrée à la fréquence F_e . Ce filtrage numérique correspond à une opération d'interpolation des valeurs temporelles du signal [4].

L'opération d'interpolation se symboliser par :

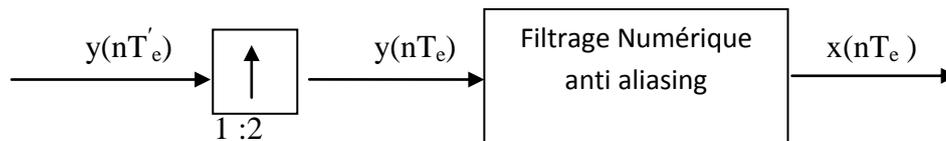


Figure 2. 4 L'opération d'interpolation.

En combinant la décimation et l'interpolation il est possible d'effectuer des modifications fractionnaires de la fréquence d'échantillonnage.

c Filtrage de la racine du cosinus surélevé

✚ Interférence entre symboles

En sortie du filtre de réception $h(-t)$ (adapté au filtre d'émission $h(t)$), on reçoit le signal :

$$y(t) = \sum_{n=1}^k a_n R(t - nT) + \text{bruit}$$

Où a_k sont les symboles d'information émis, et $R(t) = h(t) * h(-t)$ est la réponse globale du système. La partie utile à détecter à l'instant $t=kT$ est $a_k R(0)$, mais après échantillonnage à $t=kT$ en sortie du filtre adapté, il reste

$$y(kT) = a_k R(0) + \sum_{n \neq k} a_n R((k - n)T) + b_k$$

Où b_k est un échantillon de bruit et $\sum_{n \neq k} a_n R((k - n)T) + b_k$ représente l'interférence entre symboles (IES) [7].

✚ Distorsion maximale

Pour des symboles binaires $a_k = \pm 1$, l'IES maximale en valeur absolue vaut

$$\sum_{n \neq k} |R((k-n)T)| = \sum_{n \neq 0} |R(nT)|$$

L'œil est fermé à l'instant d'échantillonnage $t = kT$ lorsque l'IES maximale provoque une erreur de détection en l'absence de bruit, c'est à dire lorsqu'elle est supérieure à la distance au seuil égale à $|R(0)|$.

Le rapport :

$$D_{max} = \frac{\sum_{n \neq 0} |R(nT)|}{|R(0)|}$$

Est appelé distorsion maximale.

L'œil est ouvert verticalement (à l'instant d'échantillonnage $t = kT$) si et seulement si $D_{max} < 1$.

Le récepteur n'a pas nécessairement une référence précise sur l'origine des temps associé à l'émetteur. Par conséquent, il peut y avoir un décalage $t_0 \neq 0$ sur l'instant d'échantillonnage «idéal», $t = kT$. Dans ce cas, la distorsion maximale est

$$D_{max}(t_0) = \frac{\sum_{n \neq 0} |R(nT + t_0)|}{|R(t_0)|}$$

Pour des symboles M-aires $a_k = \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$ il faut multiplier la valeur de l'IES maximale, et donc, par $D_{max}(M-1) = \max |a_k|$ pour obtenir le même critère[7].

✚ Condition de Nyquist

Puisqu'un œil fermé ($D_{max}, 1$) provoque des erreurs de détection même en l'absence de bruit, il est important que l'œil soit ouvert à l'instant d'échantillonnage.

Il est d'ailleurs important qu'il soit le plus ouvert possible (verticalement) de façon que l'IES perturbe le moins possible la détection en présence de bruit. Bref, en communications numériques, il faut ouvrir l'œil.

L'idéal est d'éliminer complètement l'IES (après échantillonnage idéal, $t_0 = 0$) en imposant que ($D_{max} = 0$).

Cela revient à dire que $R(t) = 0$ pour $t = \pm T, \pm 2T, \pm 3T, \dots$

Si $R(t)$ vérifie cette condition, on dit que le filtre global (de réponse impulsionnelle $R(t)$) est un filtre de Nyquist. Évidemment $R(0)$ lui-même doit être non nul [6].

✚ Largeur de bande minimale « sinus cardinal »

Le critère de Nyquist indique que pour annuler l'IES, le spectre $R(f)$ périodisé (période $1T$) doit être plat (constant sur toutes les fréquences). Ceci implique une bande minimale pour une transmission sans IES.

✚ Cosinus surélevé

Arrivé à ce point, il est naturel de se demander si on peut obtenir un filtre de Nyquist avec non seulement une ouverture verticale maximale (pour une meilleure résistance au bruit, c'est la condition de Nyquist), mais aussi une ouverture horizontale maximale, afin d'être le plus tolérant possible vis-à-vis de l'instant d'échantillonnage.

L'ouverture horizontale est toujours inférieure à T (période symbole), car si deux symboles d'information sont opposés ($a_{k+1} = -a_k$), il faut bien que le signal reçu $\sum_n a_n R(t - nT)$ passe par zéro quelque part entre kT et $(k+1)T$. Maintenant, pour obtenir une ouverture horizontale maximale égale à T , il faut que ce signal ne passe pas par le zéro qu'aux instants $(k + \frac{1}{2})T$ quelque soit la séquence d'information émise :

$$\sum_n a_n R(t - nT) = 0 \leftrightarrow t = \left(k + \frac{1}{2}\right)T$$

Une solution serait d'imposer $R(t) = 0$ pour tout t multiple non nul de T , mais ceci nous donnerait un sinus cardinal oscillant deux fois plus vite $R(t) = \text{sinc}\left(\frac{2t}{T}\right)$ et donc une réponse fréquentielle globale $R(f)$ constante dans le double de bande $B = \frac{1}{T}$.

Une meilleure solution est d'imposer :

$$R(t) = \begin{cases} \frac{R(0)}{2} & \text{pour } t = \pm \frac{T}{2} \\ 0 & \text{pour } t = \pm T, \pm \frac{3T}{2}, \pm 2T, \pm \frac{5T}{2}, \dots \end{cases}$$

car alors, pour deux symboles d'information opposés ($a_{k+1} = -a_k$), le signal reçu vaut bien $\frac{R(0)}{2} - \frac{R(0)}{2} = 0$ en $t = (k + \frac{1}{2})T$. Si les symboles d'information sont de même signe $a_{k+1} = a_k = \pm 1$, ce signal vaut $\pm \left(\frac{R(0)}{2} - \frac{R(0)}{2}\right) = \pm R(0)$ en $t = (k + \frac{1}{2})T$, et ne s'annule pas dans l'intervalle $(kT, (k+1)T)$. On obtient donc un diagramme de l'œil comme suit :

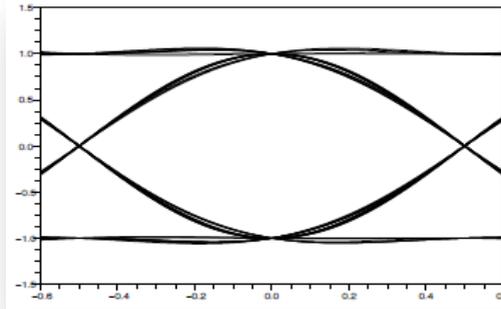


Figure 2. 5 Diagramme de l'œil pour le sinus-cosinus cardinal ($\alpha=1$).

C'est vraiment un diagramme de l'œil idéal pour le communicant, car d'ouvertures horizontale et verticale maximales (robustesse optimale vis à vis à la fois du bruit et de l'instant d'échantillonnage) [6].

Il reste à déterminer la réponse globale $R(t)$. Puisque que le sinus cardinal $\text{sinc}(\frac{2t}{T})$ vaut 1 en 0 et 0 en tout multiple non nul de $\frac{T}{2}$, il est immédiat de trouver une solution :

$$R(t) = R(0) = \frac{\text{sinc}(\frac{2t}{T})}{1 - (\frac{2t}{T})^2} = R(0) \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) \frac{\cos\left(\frac{\pi t}{T}\right)}{1 - (\frac{2t}{T})^2}$$

La fonction $\frac{\cos\left(\frac{\pi t}{T}\right)}{1 - (\frac{2t}{T})^2}$ est parfois appelée cosinus cardinal et notée $\text{cosc}\left(\frac{t}{T}\right)$. On peut donc écrire simplement :

$$R(t) = R(0) \cdot \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) \cdot \text{cosc}\left(\frac{t}{T}\right)$$

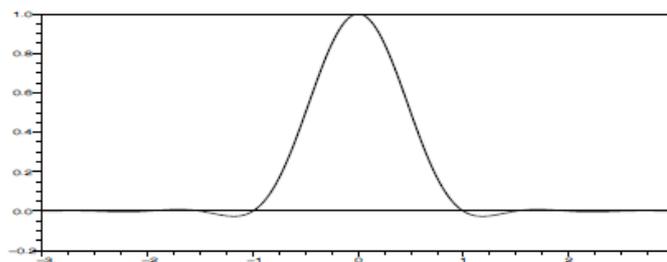


Figure 2. 6 Sinus-cosinus cardinal $R(t)$ ($\alpha=1$).

✚ Racine de cosinus surélevé

On a déjà noté que si le filtre de réception est adapté à l'émission, la réponse fréquentielle globale s'écrit $R(f) = |H(f)|^2$. On peut donc résoudre cette équation pour trouver $H(f)$ à l'émission et à la réception :

$$H(f) = \sqrt{R(f)}$$

Puisque $R(f)$ est de Nyquist, le filtre $H(f)$ est appelé filtre en racine de Nyquist. Pour le cosinus surélevé, on peut trouver facilement l'expression de $H(f)$, et donc de $h(t)$ [6].

✚ Coefficient de retombée noté « α »

Pour simplifier la présentation on normalise les filtres en posant $R(0)=1$. Jusqu'à présent nous avons vu deux solutions pour le filtre de Nyquist $R(t)$:

- Le sinus cardinal $R_0(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right)$, de réponse fréquentielle $R_0(f) = \prod_{\frac{1}{T}}(f)$, avec une largeur de bande minimale $B_0 = \frac{1}{2T}$.

- Le sinus-cosinus cardinal $R_1(t) = \frac{\text{sinc } tT}{\text{cosc } tT}$ de réponse fréquentielle en cosinus surélevé

$$R_1(f) = \frac{(1 + \cos \frac{1}{2} f T)}{2/T(f)}$$

La solution $R_0(f)$ à l'avantage d'être à largeur de bande minimale, mais ne tolère aucune imprécision sur l'instant d'échantillonnage. La solution $R_1(f)$ à l'avantage d'être le plus tolérant possible vis à vis de l'instant d'échantillonnage, mais on constate qu'elle occupe une bande deux fois plus large $B_0 = \frac{1}{T}$.

En pratique on met en œuvre une solution intermédiaire $R_\alpha(f)$ entre $R_0(f)$ et $R_1(f)$ qui réalise un compromis entre sélectivité fréquentielle (largeur de bande B_α) et robustesse vis à vis de l'instant d'échantillonnage (ouverture horizontale de l'œil). Pour cela, on impose un gabarit à $R_\alpha(f)$ de sorte que $R_\alpha(f)$ passe d'une valeur constante T à une valeur nulle dans une bande de transition de largeur $\frac{T}{\alpha}$ [6].

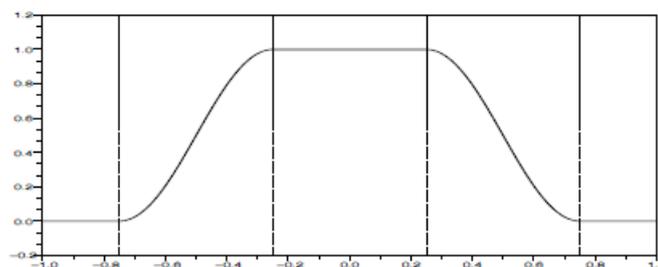


Figure 2. 7 Cosinus surélevé ($\alpha= 1/2$).

Le paramètre $0 < \alpha < 1$ s'appelle coefficient de retombée (roll-off factor). Pour $\alpha= 0$ on retrouve bien la solution $R_0(f)$, alors que $\alpha = 1$ doit correspondre au cosinus surélevé $R_1(f)$.

Pour calculer $R_\alpha(f)$ et $R_\alpha(t)$ de manière simple on peut faire d'abord la remarque suivante : Pour $\alpha = 1$, $R_1(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) \text{cosec}\left(\frac{t}{T}\right)$ et donc $R_1(f) = R_0(f) * C(f)$ (convolution fréquentielle) où $C(f)$ est la transformée de Fourier du cosinus cardinal.

Il est impossible de calculer $C(f)$ par l'intégrale de Fourier mais on peut le déterminer directement en fréquence.

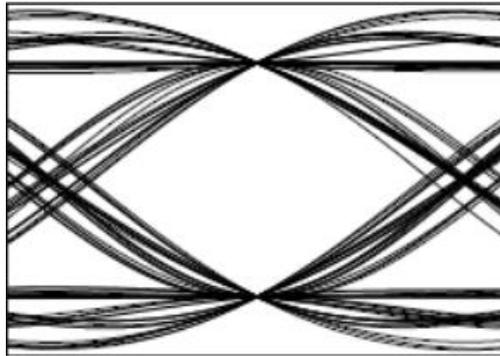


Figure 2. 8 Diagramme de l'œil pour $\alpha = 1/2$.

2.2.6 Récepteur

C'est un module contenant des circuits d'amplification, de changement de fréquence de démodulation puis celle de décision ce qui correspond à une opération de détection.

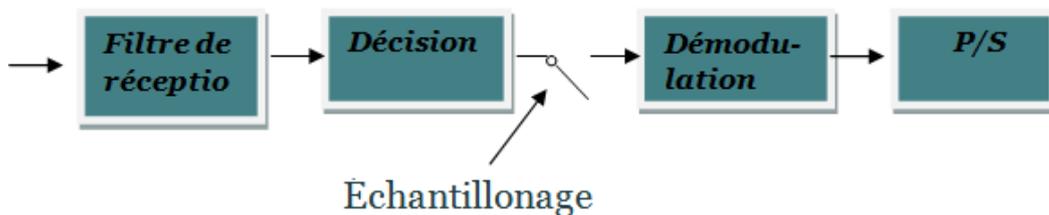


Figure 2. 9 Détecteur de signal.

2.2.7 Transmission sans bruit

a cas idéal

C'est le cas d'un canal parfait c.à.d. un canal sans bruit ; n'oubliant que même dans ce cas on peut rencontrer des problèmes si on choisit notre filtre mal.

b Interférence entre symboles IES

L'interférence entre symboles est un phénomène qui se produit si le niveau échantillonné à l'instant de décision ne dépend pas du seul symbole attendu, mais se trouve altéré par la superposition d'un ou plusieurs autres symboles voisins.

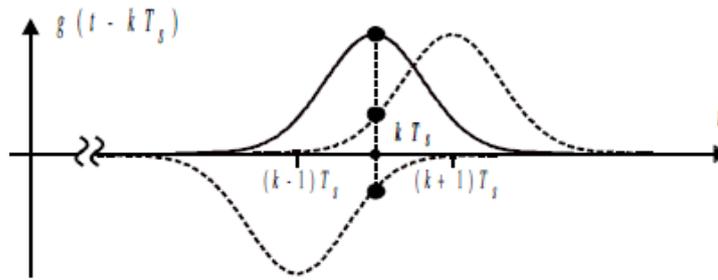


Figure 2. 10 L'interférence entre symbole.

Ce dernier peut être vu et contrôlé à l'aide d'un diagramme appelé diagramme de l'œil [6].

c Le diagramme de l'œil

Un oscillogramme représentant des données numériques issues d'un récepteur. Celles-ci sont échantillonnées de manière répétitive et sont appliquées à l'entrée de déviation verticale, alors que le déclenchement (déviations horizontales) est synchronisé avec le débit du signal. Le nom de ce diagramme vient du fait que le motif obtenu ressemble à une suite d'yeux encadrés par deux rails horizontaux [6].

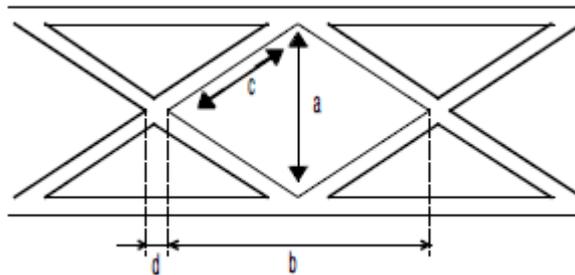


Figure 2. 11 Diagramme de l'œil.

avec :

- Une ouverture verticale « a » (immunité au bruit)
- Une ouverture horizontale « b » (immunité au déphasage de l'horloge)
- Une pente « c » (immunité à la gigue d'horloge)
- Et une fluctuation « d » (amplitude de la gigue du point de passage par zéro).

2.3 Modulations numériques

La modulation peut être définie comme le processus par lequel le signal est transformé de sa forme originale en une forme adaptée au canal de transmission, par exemple en faisant varier les paramètres d'amplitude et d'argument (phase/fréquence) d'une onde sinusoïdale appelée porteuse.

Le dispositif qui effectue cette modulation, en général électronique, est un modulateur. L'opération inverse permettant d'extraire le signal de la porteuse est la démodulation.

Plus précisément, la modulation consiste à associer à chaque mot de n éléments binaires (n - alphabet) issu du message, un signal $S_i(t)$, $i=1, \dots, M$, de durée $T = n.T_b$ choisi parmi $M = 2^n$ signaux, en fonction de ce mot. Le message binaire de débit D est donc représenté par un signal, dont on définit alors la rapidité de modulation R (exprimée en Bauds), comme le nombre de signaux émis par le modulateur par unité de temps : $R=1/T$ (Baud). On parle alors de transmission M -aire et dans ce cas, la rapidité de modulation R peut s'exprimer en fonction du débit binaire D par la relation

$$R = \frac{D}{\log_2 M}$$

En premier lieu, nous distinguons deux catégories de modulation impliquant les trains d'impulsions: la modulation numérique d'un signal analogique et la modulation analogique d'un signal numérique.

La première catégorie consiste à varier l'amplitude, la durée ou la position d'un train d'impulsions en fonction de l'amplitude de l'information analogique, ou encore à générer des trains d'impulsions codées.

La deuxième catégorie, utilisée dans les modems ou dans la transmission à large bande, consiste à modifier l'amplitude, la phase ou la fréquence d'une onde porteuse sinusoïdale en fonction du signal binaire transmis.

La modulation peut se faire en amplitude, en phase ou une combinaison des deux [7].

2.4 Types de modulations

2.4.1 Modulation ASK

La modulation numérique d'amplitude s'applique en faisant varier l'amplitude du signal en fonction des bits à coder. Donc c'est une modulation seulement sur l'axe I, mais avec plusieurs niveaux d'amplitude [7].

Cette modulation est parfois dite mono dimensionnelle. Le signal modulé s'écrit alors :

$$m(t) = \sum_k a_k g(t - kT). \cos (w_0 t + \varphi_0)$$

On a toujours $M = 2^n$ amplitudes possibles du signal, mais ici les valeurs de l'alphabet sont telles que :

$$A_i = (2i - M + 1)a_0 \quad \text{avec } i = 1, 2, \dots, M$$

Suivant les valeurs de n on obtient le tableau suivant :

n	M	Valeurs de l'alphabet
1	2	$-1a_0, 1a_0$
2	4	$-3a_0, -1a_0, 1a_0, 3a_0$
3	8	$-7a_0, -5a_0, -3a_0, -1a_0, 1a_0, 3a_0, 5a_0, 7a_0$

Tableau 2. 1 Mots d'alphabet en fonction de nombre de bits.

Les constellations M-ASK symétrique :

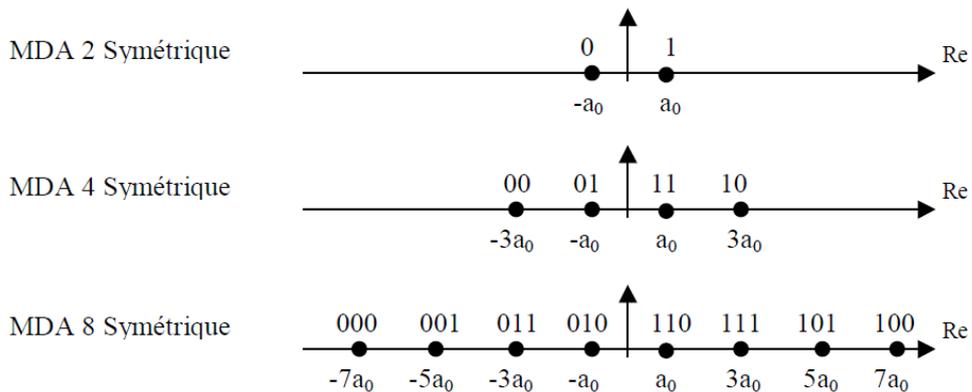


Figure 2. 12 Constellation de la modulation d'amplitude à M états.

La figure suivante présente le chronogramme de la modulation ASK :

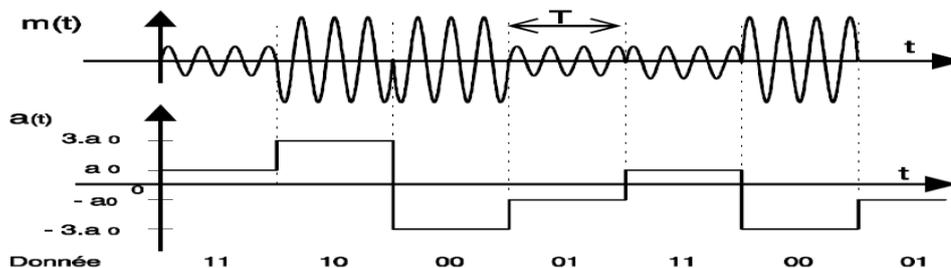


Figure 2. 13 Modulation d'amplitude 4-ASK Symétrique.

✚ Modulation OOK

La plus simple parmi les modulations d'amplitude est la modulation OO-ASK. Les deux O signifiant On-Off. Cette méthode consiste à moduler directement la porteuse par le signal binaire 0 ou 1 « 0 l'absence de la porteuse et 1 la présence de la porteuse » en bande de base. Le spectre est obtenu par simple translation du spectre en bande de base autour de la porteuse, il donne une seule raie à la fréquence de la porteuse (f_0). La largeur de la raie dépend de la durée des symboles [7].

Son chronogramme est donnée dans la figure 2.16.

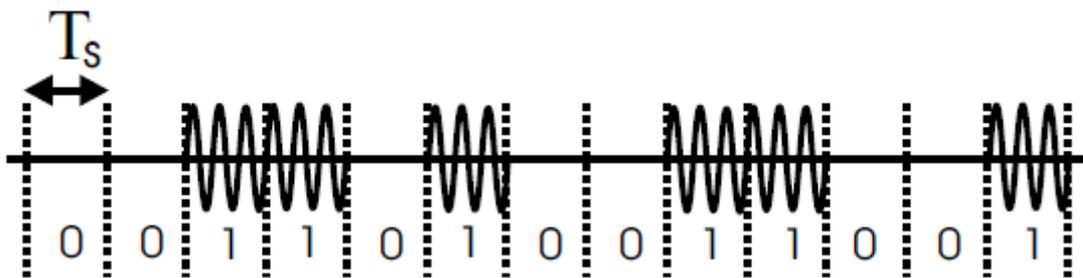


Figure 2. 14 Le chronogramme de modulation tout ou rien « OOK ».

Avantages et inconvénients de la modulation ASK :

- La tentation d'augmenter M est grande mais présente les avantages et les inconvénients suivants :
 - L'efficacité spectrale $\eta = \frac{1}{TB} \log_2 M$ augmente, (pour une largeur de bande B donnée).
 - la probabilité d'erreur par symbole $P_s(e)$ augmente.
 - Ce type de modulation est simple à réaliser mais est assez peu employé pour $M > 2$ car ses performances sont moins bonnes que celles d'autres modulations, notamment pour sa résistance au bruit.

2.4.2 Modulation FSK

C'est une modulation par déplacement de fréquence, l'amplitude de pic et de phase restent constantes pendant chaque intervalle de bits, donc l'information est portée par une modification de la fréquence de la porteuse. La modulation de fréquence est plus

robuste que la modulation d'amplitude pour transmettre un message dans des conditions difficiles (atténuation et bruit importante)[7].

Le signal modulé $m(t)$ peut s'écrire :

$$m(t) = \text{Re} [e^{j\phi(t)} \cdot e^{j(\omega_0 t + \phi_0)}]$$

L'expression du signal modulé par déplacement de fréquence s'écrit aussi plus simplement, et en prenant $\phi_0 = 0$ par : $m(t) = \cos(\omega_0 t + \phi(t))$

La fréquence instantanée $f(t)$ du signal $m(t)$ est obtenue par dérivation de la phase $2\pi f_0 + \phi(t)$ par rapport au temps : $f(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt}$

a_k le symbole émis et $g(t)$ l'impulsion rectangulaire, alors on a :

$$\frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} = \frac{\Delta f}{2} \sum_k a_k g(t - kT)$$

Et donc, en intégrant dans l'intervalle $[kT, (k+1)T]$

$$\phi(t) = \pi \cdot \Delta f \cdot a_k \cdot (t - kT) + \theta_k$$

Avec la constante d'intégration : $\theta_k = \phi(kT)$

Donc l'expression du signal modulé est :

$$m(t) = \cos\left(2\pi\left(f_0 + \frac{\Delta f}{2} a_k\right)t\right)$$

La modulation se fait en utilisant plusieurs fréquences différentes de Δf .

Malheureusement, la phase du signal modulé n'est pas continue, ce qui ne permet pas de garantir un spectre étroit.

a FSK à phase discontinue

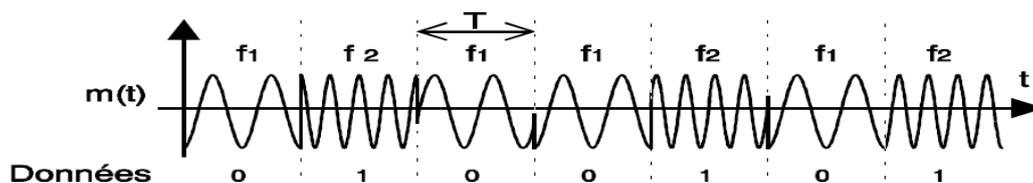


Figure 2. 15 Chronogramme de la FSK à phase discontinue.

La fréquence instantanée $f(t) = f_0 + \frac{\Delta f}{2} a_k$

Devient : $f_1 = f_0 - \frac{\Delta f}{2}$ ou $f_2 = f_0 + \frac{\Delta f}{2}$

L'excursion de fréquence est : $\Delta f = |f_2 - f_1|$

b FSK à continuité de phase

La modulation FSK avec continuité de phase varie de façon continue aux instants de transition kT .

Pour supprimer la discontinuité dans la phase, il suffit d'imposer la condition :

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \pi \sigma_f a_{k-1} T$$

Cette condition de continuité est réalisée quand on utilise un oscillateur unique dont on module la fréquence, la figure 2.18 satisfait cette condition.

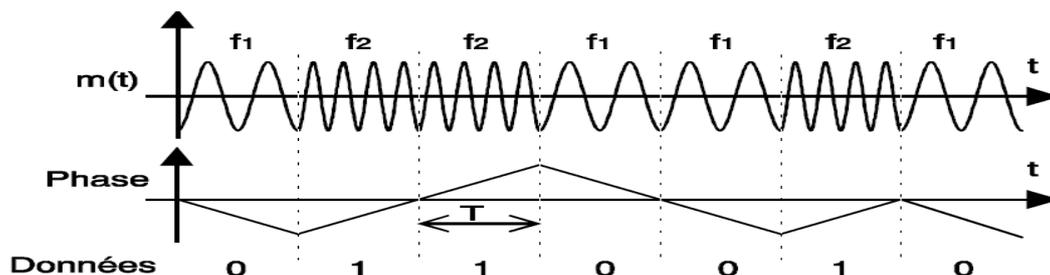


Figure 2. 16 le chronogramme de la FSK à phase continue.

Avantages et inconvénients de la modulation FSK :

- La MDF à phase discontinue :
 - Elle est simple de réalisation.
 - Son principal défaut est la grande bande passante dont elle a besoin pour pouvoir transmettre les sauts de phase.
- La MDF avec continuité de phase :
 - Elle est plus complexe à réaliser.
 - Elle requiert une bande passante plus étroite.

2.4.3 Modulation PSK

La modulation ne s'effectue que sur la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \phi_0)$.

Le signal modulé est :

$$m(t) = \text{Re} \left[\sum_k c_k(t) e^{j(\omega_0 t + \phi_0)} \right]$$

Dans le cas présent, les symboles c_k sont répartis sur un cercle, et par conséquent :

$$c_k = a_k + j b_k = e^{j\varphi_k} \quad \text{D'où : } a_k = \cos(\varphi_k) \quad b_k = \sin(\varphi_k)$$

$$\text{Et : } a_k(t) = \cos(\varphi_k) g(t - kt) \quad b_k(t) = \sin(\varphi_k) g(t - kt)$$

Pour améliorer les performances par rapport au bruit, on impose aux symboles d'être répartis régulièrement sur le cercle (il sera ainsi plus facile de les discerner en moyenne), figure 2.21.

L'ensemble des phases possibles se traduit alors par les expressions suivantes [7] :

$$\varphi_k = \frac{\pi}{M} + k \frac{2\pi}{M} \quad \text{lorsque } M > 2$$

$$\text{Et : } \varphi_k = 0 \quad \text{ou } \pi \quad \text{lorsque } M = 2$$

Le signal modulé devient :

$$m(t) = \text{Re}[A e^{j(\omega_0 t + \phi_0 + \varphi_k)}]$$

Donc :

$$\begin{aligned} m(t) &= A \cos(\omega_0 t + \phi_0 + \varphi_k) \\ &= A \cos(\omega_0 t + \phi_0) \cos(\varphi_k) - A \sin(\omega_0 t + \phi_0) \sin(\varphi_k) \end{aligned}$$

Cette dernière expression montre que la phase de la porteuse est modulée par l'argument φ_k de chaque symbole ce qui explique le nom donné à la PSK.

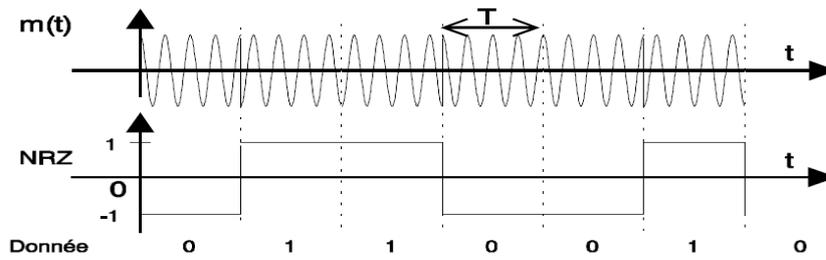


Figure 2. 17 Chronogramme de la modulation de phase 2-PSK.

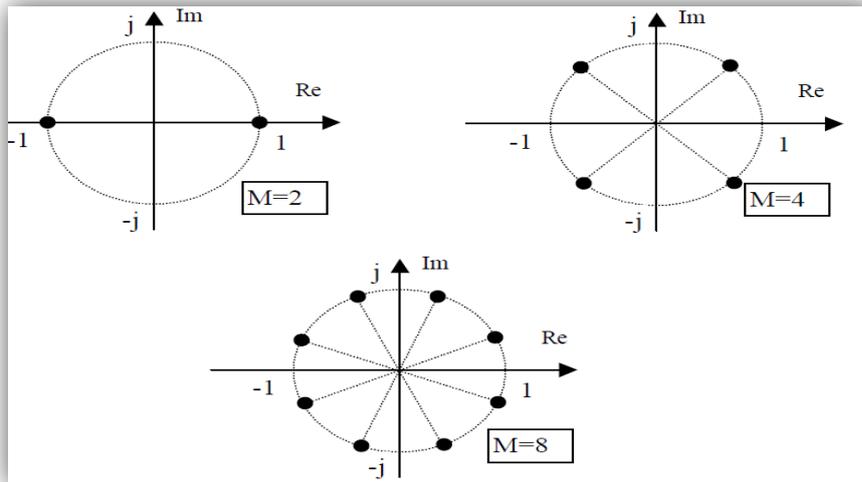


Figure 2. 18 Constellation des symboles en modulation de phase M-PSK.

✚ Avantages et Inconvénients de la modulation PSK

- L'efficacité spectrale augmente, (pour une largeur de bande B donnée).
- La probabilité d'erreur par symbole $P_s(e)$ augmente aussi, et pour ne pas la dégrader il est nécessaire d'augmenter le rapport signal sur bruit, cette augmentation restant raisonnable jusque $M = 16$.

2.4.4 Modulation QAM

Est une modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ). Cela signifie que l'amplitude et la phase de la porteuse sont simultanément modifiées en fonction de l'information à transmettre [7].

Le signal modulé est:

$$m(t) = a(t). \cos(w_0 t + \varphi_0) - b(t). \sin (w_0 t + \varphi_0)$$

Et que les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ ont pour expression :

$$a(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k b_k g(t - k)$$

En ne considérant le signal $m(t)$ que pendant une période T , on a :

$$a_k \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b_k \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) = \text{Re}[(a_k + j b_k) e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}]$$

Avec : $c_k = a_k + j b_k = A_k e^{j\varphi_k}$ en posant : $A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$ et $\varphi_k = \arctg\left(\frac{b_k}{a_k}\right)$

Le signal $m(t)$ s'écrit alors :

$$m(t) = A_k \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)$$

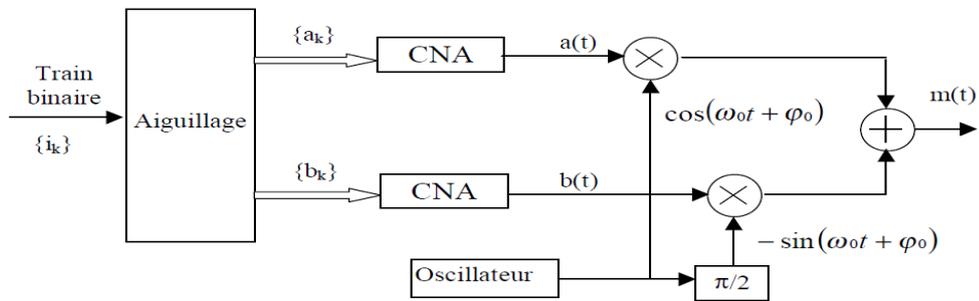


Figure 2. 19 Le modulateur QAM-M.

Le signal modulé $m(t)$ est donc la somme de deux porteuses en quadrature, modulées en amplitude par les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$.

N	$M=2^n$	Modulation	Débit binaire :D	Efficacité spectrale :
1	2	MAQ-2	D	η
2	4	MAQ-4	2D	2η
4	16	MAQ-16	4D	4η
6	64	MAQ-64	6D	6η
8	256	MAQ-256	8D	8η

Tableau 2. 2 Les caractéristiques de la modulation QAM.

2.4.5 Modulation MSK

Est une modulation FSK à phase continue «On s'arrange à ce que le changement de phase provoqué par les bits numériques soit continu » avec un indice de modulation minimum.

$m = 0.5$ donc à une excursion de fréquence $\Delta f = m \cdot (F_s/2)$.

L'intérêt de la modulation MSK est de présenter un encombrement spectral minimal.

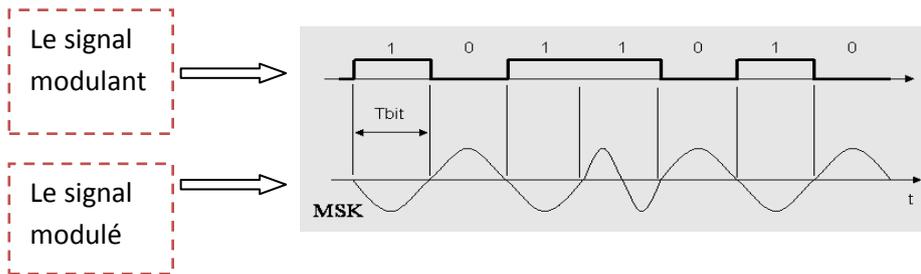


Figure 2. 20 Chronogramme de la modulation MSK.

La MSK possède un spectre dont les composantes à haute fréquence sont atténuées par rapport à la PSK. Une atténuation supplémentaire de ces composantes peut être obtenue en filtrant le signal MSK avec un filtre passe-bas. En GSM on utilise un filtre particulier appelé filtre Gaussien. La modulation ainsi obtenue s'appelle GMSK [8].

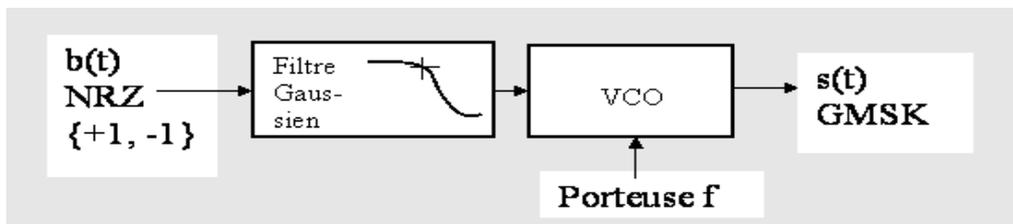


Figure 2. 21 Modulateur GMSK.

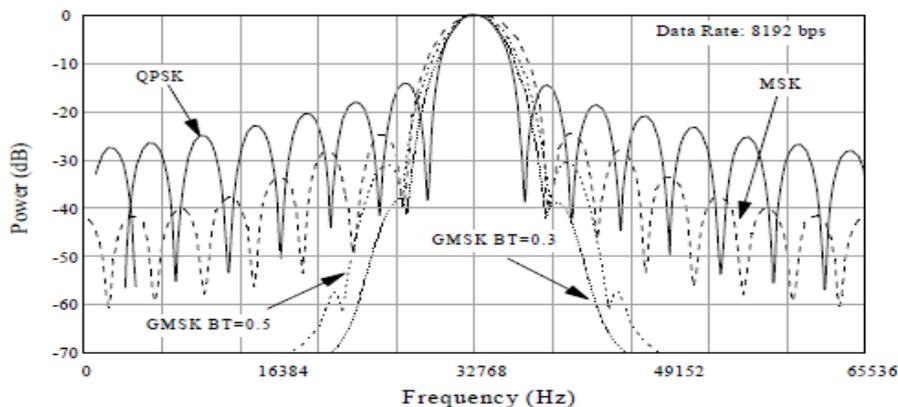


Figure 2. 22 Les spectres des signaux modulant en QPSK, MSK et GMSK.

Avantages et inconvénients de la modulation MSK

- Faible bande occupée.
- Résistante aux perturbations.
- Enveloppe constante (puissance constante).
- Le filtre Gaussien introduit une interférence entre les symboles.

2.5 Les critères de choix d'une modulation

- La constellation qui suivant les applications mettra en évidence une faible énergie nécessaire à la transmission des symboles ou une faible probabilité d'erreur.
- L'occupation spectrale du signal modulé
- La simplicité de réalisation (avec éventuellement une symétrie entre les points de la constellation) [7].

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné une vue d'ensemble d'une chaîne de transmission numérique, étudié en détail le bloc de modulation en fixant l'œil sur les modulations numériques vue leurs intérêt est fini par la comparaison des performances de ses dernières.

Chapitre 3 Désajustement IQ

3.1 Introduction

Bien souvent, nous avons affaire à un signal d'un mélange de deux sources élémentaires I & Q dans la partie de modulation d'un system de communication numérique que nous souhaiterions voir séparées. Même s'il est parfois possible d'essayer d'en isoler une composante en modifiant la configuration de l'appareillage de mesure - position du récepteur par exemple ; il subsiste un grand nombre de situations sans solution évidente, avec pour conséquence de rendre délicate l'interprétation des résultats ; Ce problème date du début des années 1980, il a été formalisé par les travaux d'Héroult et Jutten dans le cadre d'études neurobiologiques et par Bar-Ness dans le domaine des communications (figure3.1).

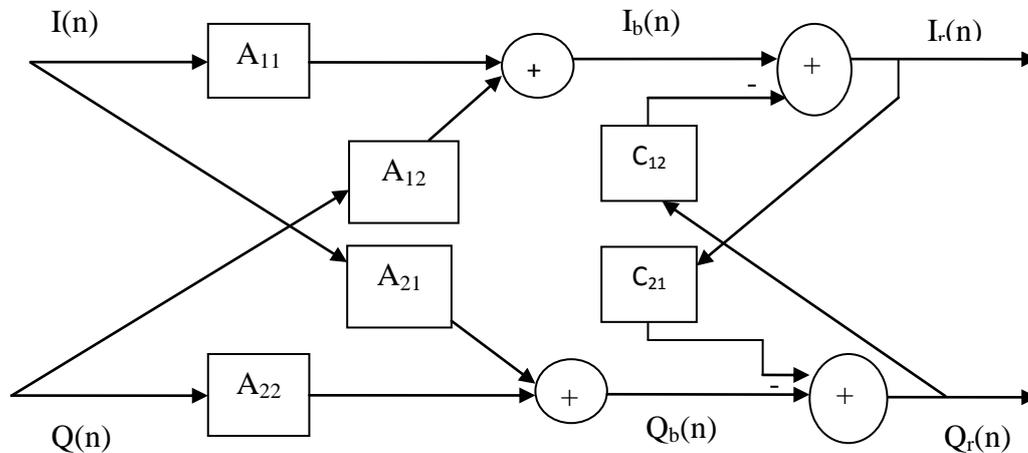


Figure 3. 1 Schéma synoptique de modèle de séparation de la voie I et Q.

Où

$I(n)$ désigne le signal en phase.

$Q(n)$: le signal en quadrature .

$I_b(n)$: le signal en phase bruité.

$Q_b(n)$: le signal en quadrature bruité.

$I_r(n)$: le signal en phase rehaussé.

$Q_r(n)$: le signal en quadrature rehaussé.

A_{12} : le coefficient de filtre FIR qui symbolise la partie d'erreur renvoyer par la voie $Q(n)$.

A_{21} : le coefficient de filtre FIR qui symbolise la partie d'erreur renvoyer par la voie $I(n)$.

C_{12} , coefficient du filtre adaptatif.

C_{21} : coefficient du filtre adaptatif.

3.2 La séparation de sources

Elle consiste à restaurer un ensemble de signaux sources à partir d'observations qui correspondent à des mélanges de ces sources. La Séparation de Sources est dite Aveugle lorsqu'un minimum d'information a priori est disponible.

On suppose qu'on dispose d'un ensemble de signaux observés, fournis typiquement par un ensemble de capteurs. Chacun de ces signaux est un "mélange" spécifique d'un ensemble de signaux sources inconnus. Divers cas sont envisageables pour la nature de ce mélange, en particulier :

- Mélanges « convolutif »

Dans ce cas, chaque signal de capteur est une superposition de signaux résultant du passage des sources à travers des filtres (ceci se produit par exemple pour les signaux acoustiques, les capteurs mentionnés plus haut étant alors des microphones).

- Mélanges « linéaires instantanés »

Dans ce cas, chacun des filtres mentionnés ci-dessus est remplacé par un simple coefficient scalaire (ceci se produit par exemple pour certains signaux radiofréquences, les capteurs étant alors des antennes radiofréquences).

Les valeurs des paramètres du mélange (coefficients des filtres ou scalaires) sont également supposées inconnues. Partant des signaux de capteurs observés, l'objectif est alors : « d'extraire » les signaux sources dont ils découlent, et/ou de déterminer les valeurs des paramètres du mélange.

Au delà de l'intérêt porté au modèle de mélange linéaire, son utilisation peut s'avérer limitée pour des applications réelles, d'où la nécessité d'avoir recours à des modèles non linéaires, plus complexes certes, mais permettant de modéliser au mieux la réalité. Le cas du mélange linéaire a été largement abordé en ce thème contrairement au cas non linéaire, plus délicat et moins étudié. Il n'existe pas de méthode standard pour aborder ce dernier type de modèle, l'étude se faisant pratiquement au cas par cas. Malgré ces difficultés, certains auteurs se sont tout de même penchés sur le problème des mélanges non linéaires qui restent plus difficiles à aborder [10].

3.3 Mélanges non-linéaires

Dans le cadre non-linéaire les premiers travaux sont attribués à C. Jutten qui a utilisé des mélanges faiblement non-linéaires pour tester la robustesse et les performances de l'algorithme d'Hérault-Jutten introduit pour le problème de la séparation,

Le modèle est divisé en une partie linéaire et une partie représentant la fonction de transfert non-linéaire du canal de transmission. Le modèle proposé se focalise sur les non-linéarités paramétriques sigmoïdales et les polynômes d'ordre supérieur

Commençant par le type le plus simple est celui du mélange linéaire instantané

$x(t) = A*s(t)$ avec : $x(t)$ désigne le vecteur d'observations ; A la matrice des coefficients constants du mélange et $s(t)$ le vecteur source [10].

Où alors :

$$x_i(t) = \sum_{j=1}^N a_{ij}s_j(t) \quad i=1 \dots P$$

Aussi on a les mélanges à atténuations et retards qui sont un peu délicats à traiter que le mélange linéaire instantané, ils peuvent être décrits par l'équation :

$$x_i(t) = \sum_{j=1}^N a_{ij}s_j(t - t_{ij}) \quad (3.1)$$

$x_i(t)$ représente l'observation i à l'instant t , s_j la j ème source, les coefficients a_{ij} et t_{ij} sont réels et constants et correspondent respectivement à l'amplitude de la contribution et au retard de la source j sur le capteur (microphone) i .

Passant maintenant au mélanges les plus complexes ; les mélanges convolutif formulés comme suit : (ce types sera détaillé par suite dans ce doc) .

$$\begin{aligned}
x_i(t) &= \sum_{j=1}^N \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_{ij,k} s_j(t - t_{ij,k}), \quad i=1 \dots P \\
&= \sum_{j=1}^N a_{ij}(t) * s_j(t) \quad , i = 1 \dots P
\end{aligned}$$

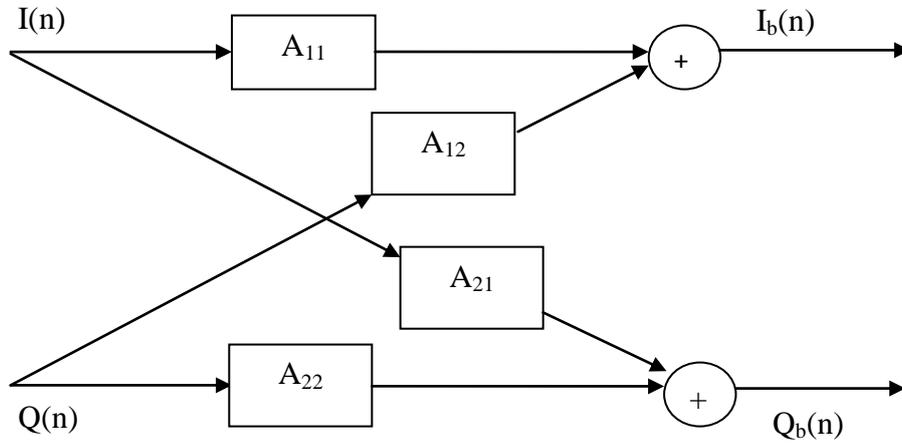


Figure 3. 2 Modèle de mélange convolutif.

Soit :

$$\begin{cases}
I_b(n) = A_{11}(n) * I(n) + A_{12}(n) * Q(n) \\
Q_b(n) = A_{22}(n) * Q(n) + A_{21}(n) * I(n)
\end{cases} \quad (3.2)$$

Ajoutant le facteur de diversité entre les capteurs on aura :

$$\begin{cases}
I_b(n) = a_1 e^{i\theta_1} A_{11}(n) * I(n) + a_2 e^{i\theta_2} A_{12}(n) * Q(n) \\
Q_b(n) = a_3 e^{i\theta_3} A_{22}(n) * Q(n) + a_4 e^{i\theta_4} A_{21}(n) * I(n)
\end{cases} \quad (3.3)$$

Soit le nombre de sources N inférieur ou égal au nombre d'observations P et que les sources soient statistiquement indépendantes (la non corrélation des sources) tous les signaux sont ergodiques et le bruit additif est supposé nul ; la matrice du transfert $A(z)$ est inversible à gauche finalement le mélange est exponentiellement stable.

Le filtre $C(z)$ est choisit de tel sorte qu'il inverse le mélange « $C(z)=A(z)^{-1}$ » sa revient que si les sources sont mutuellement indépendantes alors toute combinaison linéaire d'une version filtré induit à des signaux dépendants ; mais les sorties doivent être indépendantes elle aussi malheureusement ce critère n'est pas suffisant pour résoudre le

problème car on ne peut aboutir avec sa qu'a une estimation disant une permutation et un facteur d'échelle.

Pour séparer les deux sources on a besoin de :

- définir et paramétrer le dispositif de séparation,
- le bon choix du critère de séparation,
- le choix de l'algorithme permettant de mettre en application le critère de séparation retenu.

3.3.1 Modèles de séparation

- **Information mutuelle**

Elle est basée purement sur la théorie de l'information ; notons $I(p_x)$ l'information mutuelle de p_x , on a alors :

$$I(p_x) = \int p_x(u) \log \frac{p_x(u)}{\prod_i p_{x_i}(u_i)} du \quad (3.4)$$

Avec $p_x(u)$ est la densité de probabilité de x ; si cette information est nulle c.à.d. $p_x(u) = \prod_i p_{x_i}(u_i)$ donc les variables aléatoires sont indépendantes.

Dans le domaine de séparation de sources, cette solution peut être réalisée en adoptant des filtres de telle sorte à minimiser cette information au sens de la valeur absolue.

Cette méthode n'a pas reconnue un grand succès et a été rapidement remplacé par celle de l'infomax décrite dans le prochain paragraphe [11].

a **Infomax**

La Minimisation de l'information mutuelle revient a maximiser l'entropie c'est la base de l'infomax, notant par $H(t)$ l'entropie on a $H(t) = f(y(t))$ avec f est l'approche de la fonction de répartition de sources $f(y) = \frac{1}{(1 + e^{-y})}$ et $y(t)$ et le vecteur de sortie du dispositif de séparation cette adaptation est écrite dans un algorithme de gradient stochastique, cette méthode est appliqué si et seulement si les signaux sont sur-gaussien et les mélanges sont à phase minimal cette deuxième condition peut être ignoré si on utilise une structure directe avec des filtres non causaux mais le problème de gaussiennité qui fait que cette méthode ne marche pas car avoir des signaux de même type de gaussiennité est un problème gênant. Y a aussi la Infomax extended qui donne de très bonne résultats mais qui est complexe a réaliser cette dernière peut supporter des signaux a gaussiennité quelconque [11].

b Maximum de vraisemblance

Cette méthode utilise la log-vraisemblance qui est égale à :

$$\frac{1}{T} \log \prod_{t=1}^T p_{x_t, \theta}(u) \quad (3.5)$$

La fonction est maximale lorsque la divergence de Kullback est minimale, autrement dit la densité de probabilité prise pour un modèle est la plus proche possible de la vraie densité qui dans notre cas correspond à la vraie densité du vecteur des observations 'x= A*S' et θ correspond à A (l'ensemble des matrices de filtres inversibles).

Le système va alors adapter la matrice de filtres de séparation de sorte à avoir à la sortie la plus proche du modèle choisi et ainsi des sorties indépendantes entre elles. Notant que l'adaptation des coefficients de filtre de séparation se fait par des algorithmes du type gradient stochastique.

Pour résumer ; ces méthodes donnent de bons résultats mais sont difficiles à mettre en application car elles sont lourdes en termes de calcul [11].

3.3.2 Types de structures

Le système de séparation devra réaliser une combinaison linéaire convolutive entre les observations afin d'en extraire une seule composante indépendante par sortie. Dans ce but deux structures bien connues sont disponibles [10].

a la structure directe (feedforward)

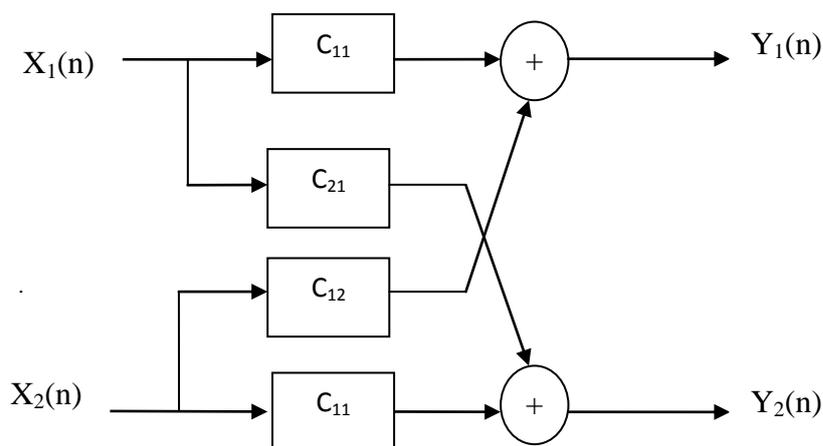


Figure 3. 3 La structure directe.

Soit :

$$\begin{cases} Y_1(z) = C_{11}(z)X_1(z) + C_{12}(z)Y_2(z) \\ Y_2(z) = C_{21}(z)Y_1(z) + C_{22}(z)X_2(z) \end{cases} \quad (3.6)$$

En fonction des sources :

$$\begin{cases} Y_1(z) = [C_{11}(z)A_{11}(z) + C_{12}(z)A_{21}(z)]S_1(z) + [C_{11}(z)A_{12}(z) + C_{12}(z)A_{22}(z)]S_2(z) \\ Y_2(z) = [C_{21}(z)A_{11}(z) + C_{22}(z)A_{21}(z)]S_1(z) + [C_{21}(z)A_{12}(z) + C_{22}(z)A_{22}(z)]S_2(z) \end{cases}$$

Le système nous donne la solution suivante :

$$C_{11}(z) = \frac{A_{22}(z)}{A_{11}(z)A_{22}(z) - A_{12}(z)A_{21}(z)} \quad (3.7)$$

$$C_{12}(z) = \frac{A_{12}(z)}{A_{11}(z)A_{22}(z) - A_{12}(z)A_{21}(z)} \quad (3.8)$$

b La structure réursive (feedback)

Pour deux sources et deux observations. Dans cette configuration, chaque sortie du système de séparation est une combinaison linéaire d'une observation $x_i(n)$ et de l'autre sortie $y_j(n)$.

La sortie de chaque voie est combinée aux entrées des autres voies. Le terme réursive provient de ce « retro-bouclage » entre les entrées et les sorties du dispositif de séparation. Dans le cas simple d'une architecture à deux voies, la relation entrée-sortie s'écrit :

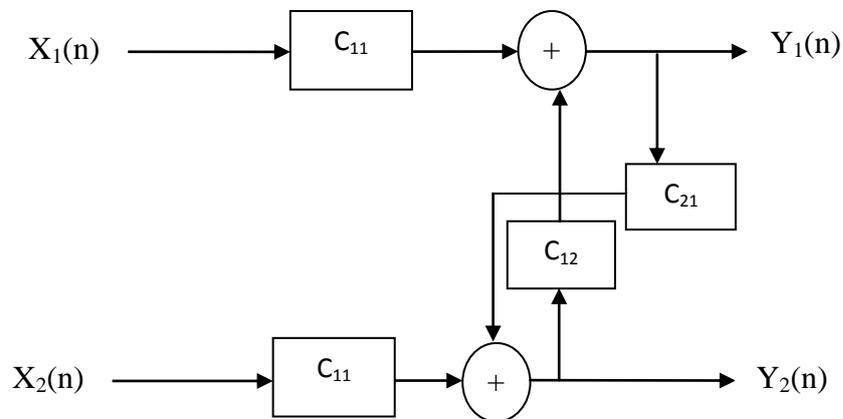


Figure 3. 4 La structure réursive.

Soit :

$$\begin{cases} Y_1(z) = C_{11}(z)X_1(z) + C_{12}(z)Y_2(z) \\ Y_2(z) = C_{21}(z)Y_1(z) + C_{22}(z)X_2(z) \end{cases} \quad (3.9)$$

Si on veut avoir notre relation en fonction de sources on aura alors :

$$Y_1(z) = \frac{(C_{11}(z)A_{11}(z) + C_{12}(z)C_{22}(z)A_{21}(z))S_1(z) + (C_{11}(z)A_{12}(z)C_{12}(z)C_{22}(z)A_{22}(z))S_2(z)}{1 - C_{12}(z)C_{21}(z)}$$

$$Y_2(z) = \frac{(C_{21}(z)C_{11}(z)A_{11}(z) + C_{22}(z)A_{21}(z))S_1(z) + (C_{21}(z)C_{11}(z)A_{12}(z) + C_{22}(z)A_{22}(z))S_2(z)}{1 - C_{12}(z)C_{21}(z)}$$

Pour avoir le rapport Source/sortie on aura :

$$C_{11}(z) = \frac{1}{A_{11}(z)} ; C_{12}(z) = \frac{-A_{12}(z)}{A_{11}(z)} ; C_{21}(z) = \frac{-A_{21}(z)}{A_{22}(z)} \text{ et } C_{22}(z) = \frac{1}{A_{22}(z)} .$$

Mieux si on utilise deux filtres au lieu de quatre c.à.d. $C_{ii}(z) = 1$ et $A_{ii}(z) = 1$

On aura : $C_{12}(z) = -A_{12}(z)$ & $C_{21}(z) = -A_{21}(z)$

3.3.3 Les avantages et les inconvénients de la Feedback et la Feedforward

➤ La méthode Récursive

- On ne peut que restaurer une version filtré égale à la contribution de la source S et non pas l'originale (ce problème n'est pas gênant dans le cas de la parole)
- Il faut vérifier la stabilité des filtres et leur causalité.
- Le système de séparation globale doit être stable (non stabilité causé par la boucle de retour) condition vérifier si on réalise un mélange à phase minimal.

➤ La méthode Directe

- Donne une approximation satisfaisante des solutions.
- Peut s'affranchir aux problèmes de la récursive : implémentation des filtres non causaux.
- Fait intervenir des combinaisons linéaires de filtres FIR pour éviter la condition de stabilité du système de séparation ce qui permet l'utilisation d'un mélange à phase non minimal.

3.4 Généralisation du modèle Héroult-Jutten

Il consiste à estimer simultanément des filtres inverses dont les coefficients sont mis à jour à l'aide d'un algorithme adaptatif ; basé sur un test d'indépendance entre les sorties ; il a l'avantage d'être appliquée sur n'importe quel type de signal (aléatoire, non déterministe, à bande étroite...etc.) de sa part le bruit peut être non stationnaire non blanc et même à niveau élevé [11].

L'algorithme choisi est celui de LMS vu sa simplicité et sa rapidité de convergence.

3.4.1 Algorithme du Gradient stochastique « LMS »

L'algorithme LMS (Least Mean Square) est introduit par Widrow en 1970. Une approximation de l'algorithme de gradient déterministe, l'algorithme LMS est certainement l'algorithme adaptatif le plus populaire qui existe en raison de sa simplicité [12].

Cet algorithme consiste à appliquer une méthode itérative pour calculer les coefficients " C_{12} et C_{21} " qui minimisent les erreurs quadratiques.

D'après la figure 3.1 et l'application de l'algorithme LMS sur les voies $I_r(n)$ & $Q_r(n)$, on obtient :

$$\begin{cases} I_r(n) = I_b(n) - y_1(n) = I_b(n) - C_{12}^T Q_r(n) & (3.10) \\ Q_r(n) = Q_b(n) - y_2(n) = Q_b(n) - C_{21}^T I_r(n) & (3.11) \end{cases}$$

Avec $(.)^T$ est la transposée d'un signal.

Nouvelle estimation = Ancienne estimation + terme de correction

$$C_{12}(n+1) = C_{12}(n) - \frac{1}{2} \mu_1 \left(\frac{\partial E(I_r^2(n))}{\partial C_{12}(n)} \right) \quad (3.12)$$

$$C_{21}(n+1) = C_{21}(n) - \frac{1}{2} \mu_2 \left(\frac{\partial E(Q_r^2(n))}{\partial C_{21}(n)} \right) \quad (3.13)$$

Où μ_1 (resp. μ_2) est le pas d'adaptation de l'algorithme « qui dépend de l'énergie du signal $I(n)$ (resp. $Q(n)$) » et $E(.)$ est l'espérance mathématique.

La dérivée de l'EQM peut être formulée comme :

$$\begin{aligned} \frac{\partial E(I_r^2(n))}{\partial C_{12}(n)} &= -2[I_r(n)Q_r(n)] \\ &= -2E[(I_b(n) - C_{12} Q_r(n)^T)Q_r(n)] \\ &= -2r_1 + 2R_1 C_{12}(n) \end{aligned} \quad (3.14)$$

Avec : $r_1 = E[I_b(n)Q_r(n)]$ le vecteur d'intercorrélacion entre le signal d'entrée et le signal désiré.

et $R_1 = E[Q_r(n)Q_r^T(n)]$ la matrice d'autocorrélacion du signal d'entrée.

$$\begin{aligned}\frac{\partial E(Q_r^2(n))}{\partial C_{21}(n)} &= -2[Q_r(n)I_r(n)] \\ &= -2E[Q_b(n) - C_{21}I_r^T(n)]I_r(n) \\ &= -2r_2 + 2R_2C_{21}(n)\end{aligned}\quad (3.15)$$

Avec : $r_2 = E[Q_b(n)I_r(n)]$ le vecteur d'intercorrélacion entre le signal d'entrée et le signal désiré.

et $R_2 = E[I_r(n)I_r^T(n)]$ la matrice d'autocorrélacion du signal d'entrée.

A partir de l'équation (3.12), (3.14) et (3.13),(3.15) on obtient :

$$C_{12}(n+1) = C_{12}(n) - \frac{1}{2}\mu_1[-2r_1 + 2R_1C_{12}(n)] \quad (3.16)$$

$$C_{21}(n+1) = C_{21}(n) - \frac{1}{2}\mu_2[-2r_2 + 2R_2C_{21}(n)] \quad (3.17)$$

donc :

$$C_{12}(n+1) = C_{12}(n) + \mu_1[r_1 - C_{12}(n)R_1] \quad (3.18)$$

$$C_{21}(n+1) = C_{21}(n) + \mu_2[r_2 - C_{21}(n)R_2] \quad (3.19)$$

En pratique, R_1, r_1, R_2, r_2 ne sont pas connus. On rapprochera ces grandeurs déterministes par des estimées $\tilde{R}_1(n), \tilde{r}_1(n), \tilde{R}_2(n), \tilde{r}_2(n)$ à l'instant n [12].

Dans le cas du LMS, on choisit les estimées les plus simples possibles, à savoir:

$$\tilde{R}_1(n) = Q_r(n)Q_r^T(n)$$

$$\tilde{r}_1(n) = I_b(n)Q_r(n)$$

$$\tilde{R}_2(n) = I_r(n)I_r^T(n)$$

$$\tilde{r}_2(n) = Q_b(n)I_r(n)$$

Ce sont simplement les estimées instantanées des corrélacions.

En remplaçant les estimées $\tilde{R}_1(n), \tilde{r}_1(n)$ dans l'équation(3.18), on obtient:

$$\begin{aligned}c_{12}(n+1) &= C_{12}(n) + \mu_1[\tilde{r}_1(n) - C_{12}(n)\tilde{R}_1(n)] \\ &= C_{12}(n) + \mu_1Q_r(n)[I_b(n) - C_{12}(n)Q_r^T(n)] \\ &= C_{12}(n) + \mu_1Q_r(n)I_r(n)\end{aligned}\quad (3.20)$$

En remplaçant les estimées $\tilde{R}_2(n), \tilde{r}_2(n)$ dans l'équation(3.19), on obtient :

$$C_{21}(n+1) = C_{21}(n) + \mu_2[\tilde{r}_2(n) - C_{21}(n)\tilde{R}_2(n)]$$

$$\begin{aligned}
&= C_{21}(n) + \mu_2 I_r(n)[Q_b(n) - C_{21}(n) I_r^T(n)] \\
&= C_{21}(n) + \mu_2 I_r(n) Q_r(n)
\end{aligned}
\tag{3.21}$$

3.4.2 Convergence de l'algorithme LMS

La condition de convergence de l'algorithme LMS est :

$$\begin{aligned}
0 < \mu_1 < \frac{2}{\lambda_{1max}} \\
0 < \mu_2 < \frac{2}{\lambda_{2max}}
\end{aligned}$$

Où

λ_{1max} est la valeur propre maximale de la matrice d'autocorrélation R_1 .

Et λ_{2max} est la valeur propre maximale de la matrice d'autocorrélation R_2 .

✚ Avantages de l'algorithme LMS

- Simplicité de la programmation.
- Très faible coût calculatoire : opérations simples (additions multiplications).
- Stable numériquement (peu sensible aux erreurs de quantification).
- Le traitement des données est réalisé "en temps réel" ce qui implique une adaptation à la non stationnarité des sources et de l'environnement (capacité de poursuite).

✚ Inconvénients de l'algorithme LMS

- Le pas d'adaptation μ est difficile à régler, non seulement pour garantir la convergence mais aussi pour assurer un compromis satisfaisant entre la précision de l'estimation et la capacité de poursuite.
- Vitesse de convergence faible et liée au conditionnement des données ou au choix.
- Erreur en excès importante.

3.5 Conclusion

Ce chapitre présente le noyau de ce mémoire, en se fondant sur l'explication des mélanges linéaire et non linéaire, posant le problème de désajustement ainsi que son réglage ; basé sur la généralisation du modèle H-J et le choix de l'algorithme LMS.

Chapitre 4 Simulations et résultats

4.1 Introduction

Rappelons que le désajustement IQ est considéré comme un bruit convolutif qu'il faut éliminer ; ce problème est similaire à celui du modèle d'Hérault et Jutten pour cela la solution se base sur ce dernier en utilisant l'algorithme adaptatif LMS sous la feedback comme structure choisie, cela consiste à estimer simultanément des filtres inverses dont les coefficients sont mis à jour.

Le modèle est schématisé par :

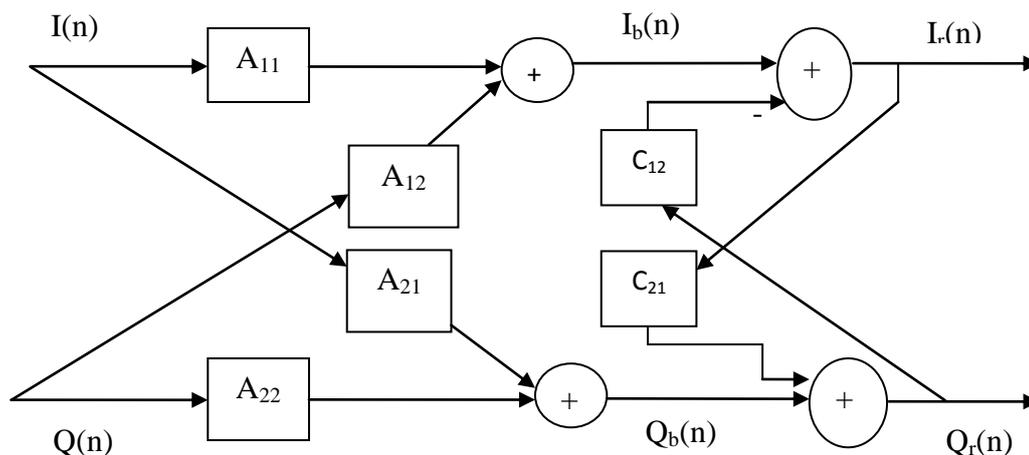


Figure 4. 1 Schéma synoptique de modèle de séparation de la voie I et Q.

Ici vient :

$$I_b(n) = A_{11}(n) * I(n) + A_{12}(n) * Q(n) \quad (4.1)$$

$$Q_b(n) = A_{22}(n) * Q(n) + A_{21}(n) * I(n) \quad (4.2)$$

Posant $C_{ij}(z) = 1$ et $A_{ii}(z) = 1$ on aura alors :

$$I_b(n) = I(n) + A_{12}(n) * Q(n) \quad (4.3)$$

$$Q_b(n) = Q(n) + A_{21}(n) * I(n) \quad (4.4)$$

Par la suite, on aura :

$$I_r(n) = I_b(n) - y_1(n) = I_b(n) - C_{12}^T Q_r(n) \quad (4.5)$$

$$Q_r(n) = Q_b(n) - y_2(n) = Q_b(n) - C_{21}^T I_r(n) \quad (4.6)$$

On aura à la fin :

$$c_{12}(n+1) = c_{12}(n) + \mu_1 Q_r(n)I_r(n) \quad (4.7)$$

$$c_{21}(n+1) = c_{21}(n) + \mu_2 I_r(n)Q_r(n) \quad (4.8)$$

4.2 Résultats de simulation

4.2.1 Modulation 16-QAM

On a créé 2 signaux aléatoires, le premier sur la voie I et le 2^{ème} sur la voie Q, cette modulation (16-QAM) a été obtenue grâce à la réunion de 2 modulations de types 4-PAM, une sur la voie I et une deuxième sur la voie Q grâce à la fonction pammod sous Matlab avec un codage de Gray.

La constellation 16-QAM est présentée dans la figure suivante :

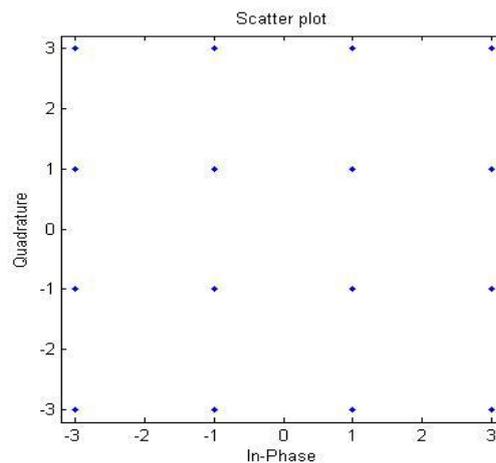


Figure 4. 2 La constellation 16-QAM.

Le diagramme de constellation permet de voir mieux les modulations en quadrature et phase Remarquons que la distance de Hamming entre les points est bien respectée.

4.2.2 Suréchantillonnage du signal modulé

On a sur-échantillonné le signal modulé avec une fréquence très élevée ($f_s = 4 \cdot f_e$). Cette technique permet de diminuer le bruit présent dans la bande utile et d'augmenter le rapport signal sur bruit. Elle est souvent suivie d'une opération de filtrage.

4.2.3 Mise en forme de signal sur-échantillonné

La mise en forme (filtrage) est là pour éviter l'IES et limiter l'encombrement spectral du signal. En effet l'interférence entre symboles peut perturber la décision à l'instant d'échantillonnage en présence de bruit. Pour cela on a utilisé le filtrage en racine de cosinus surélevé à l'aide la fonction « *rcosin* », ce filtre de mise en forme présente l'avantage d'avoir une ouverture verticale maximale entendre par ça une meilleure résistance au bruit (condition de Nyquist) et aussi une ouverture horizontale maximale afin d'être le plus tolérant possible vis-à-vis de l'instant d'échantillonnage.

Pour bien étudier la qualité du signal filtré, un diagramme d'œil est inséré dans la chaîne de transmission (figure 4.3).

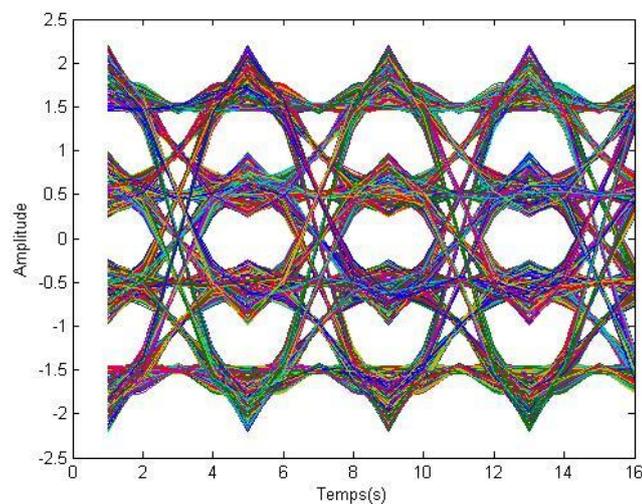


Figure 4.3 Le diagramme de l'œil à la sortie du filtre adapté.

La figure 4.3 présente un œil ouvert, donc les symboles sont bien séparés et la détection ne posera pas de problèmes. Le filtre de racine de cosinus surélevé laisse passer plus de puissance. L'amplitude max du signal est donc plus importante et par conséquent le rapport signal à bruit est plus important.

4.2.4 Canal de transmission

Après avoir modélisé le bruit convolutif par des coefficients de filtres générés aléatoirement, la constellation de signal est devenue brouillante (figure 4.4).

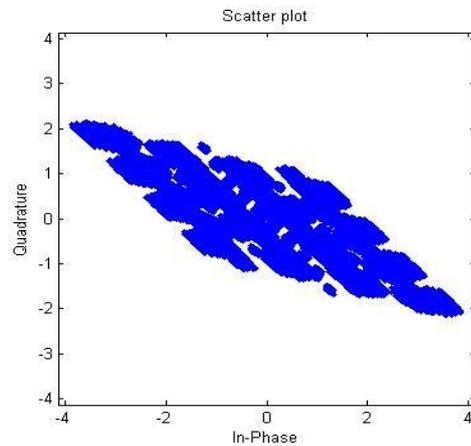


Figure 4. 4 La constellation 16-QAM avec le bruit convolutif.

Remarquant que pour ce cas la constellation des points est mauvaise ; la distance de Hamming est non respectée, ce qui induit à une difficulté lors de la prise de décision et donc un diagramme de l'œil bien fermé (figure 4.5).

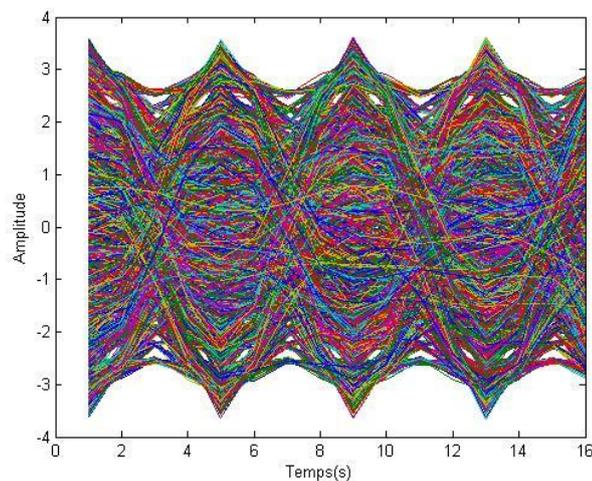


Figure 4. 5 le diagramme de l'œil avec le bruit convolutif.

- ✚ Dans ce cas les symboles sont mal séparés et la détection se fera inégalement suivant les symboles. Il y a une forte IES à cause de ce mélange.

4.2.5 Application de La méthode de séparation

Pour séparer la voie I et la voie Q dans un mélange convolutif inconnu on a utilisé l'algorithme adaptatif LMS (chapitre 3).

a Le facteur de mismatch

Le facteur de mismatch calcule l'erreur entre le signal d'entrée et celui de la sortie c.à.d. le désajustement entre ces deux derniers ; il est donné par la formule suivante :

$$SM1_{db} = 20 \log_{10} \left(\frac{\|A_{21} - C_{21}\|}{\|A_{21}\|} \right) \quad (4.9)$$

$$SM2_{db} = 20 \log_{10} \left(\frac{\|A_{12} - C_{12}\|}{\|A_{12}\|} \right) \quad (4.10)$$

Alors on cherche à minimiser le SM1 & le SM2, remarquons que pour la figure 4.6 ce facteur tend vers la valeur de -40 dB l'équivalent de 0.0001, un cas très favorable.

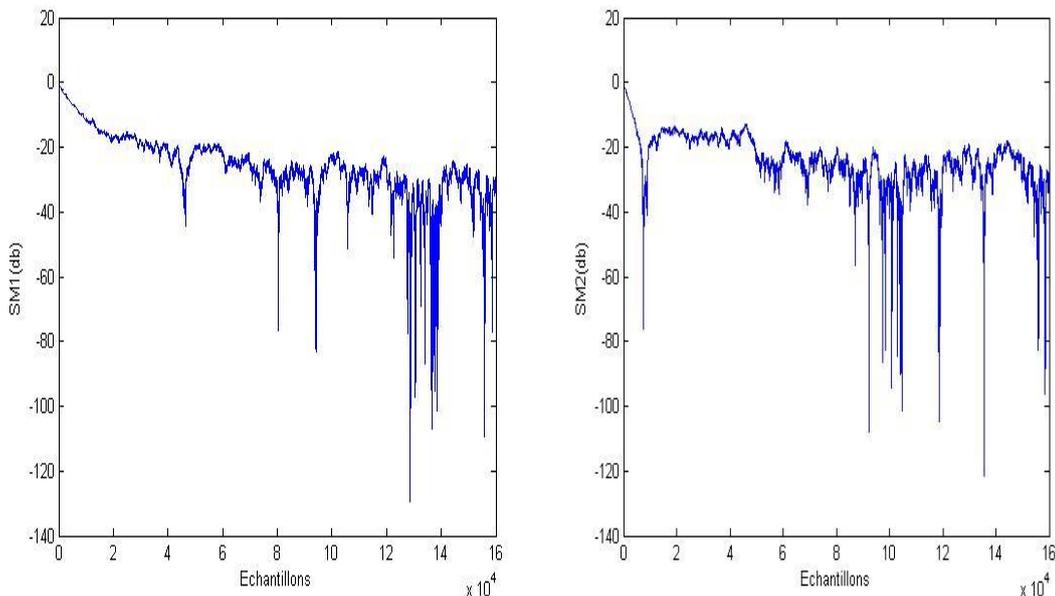


Figure 4. 6 Le système mismatch obtenu après l'application de l'algorithme LMS.

b Le signal rehaussé

Dans la figure 4.7 nous présentons la constellation du signal rehaussé.

Nous pouvons voir que le bruit est éliminé et l'allure de signal est bien retracée.

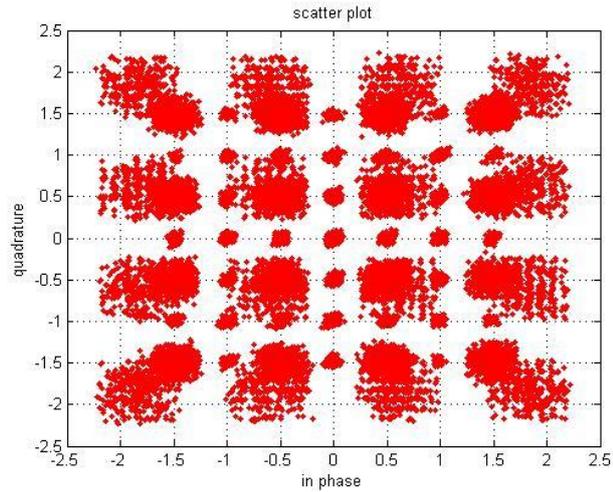


Figure 4. 7 La constellation de signal rehaussé.

Le diagramme de l'œil de signal rehaussé est représenté dans la *figure 4.8* :

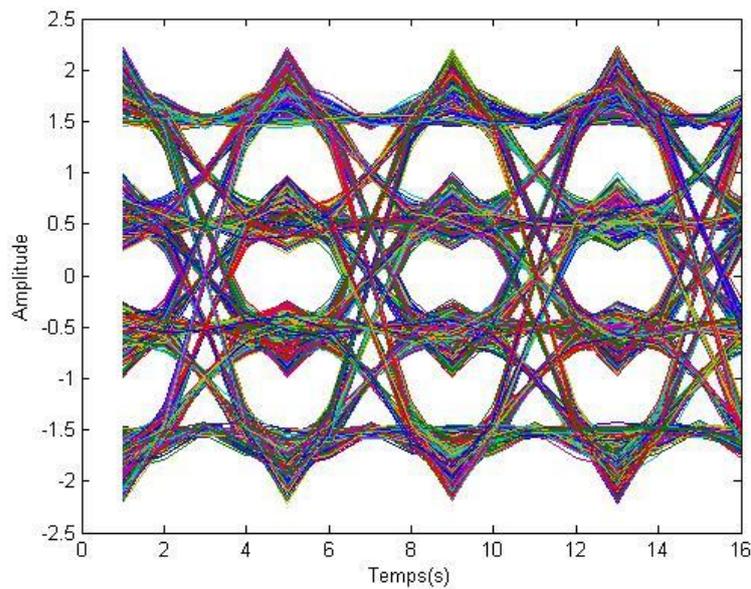


Figure 4. 8 Le diagramme de l'œil de signal rehaussé.

- ✓ On remarque que le diagramme de l'œil est bien ouvert et donc la technique de séparation proposée a apporté des bons résultats.

c La convergence de l'algorithme

La *figure 4.9* montre la convergence des 2 filtres C12 et C21 vers la solution optimale A12 et A21 ;

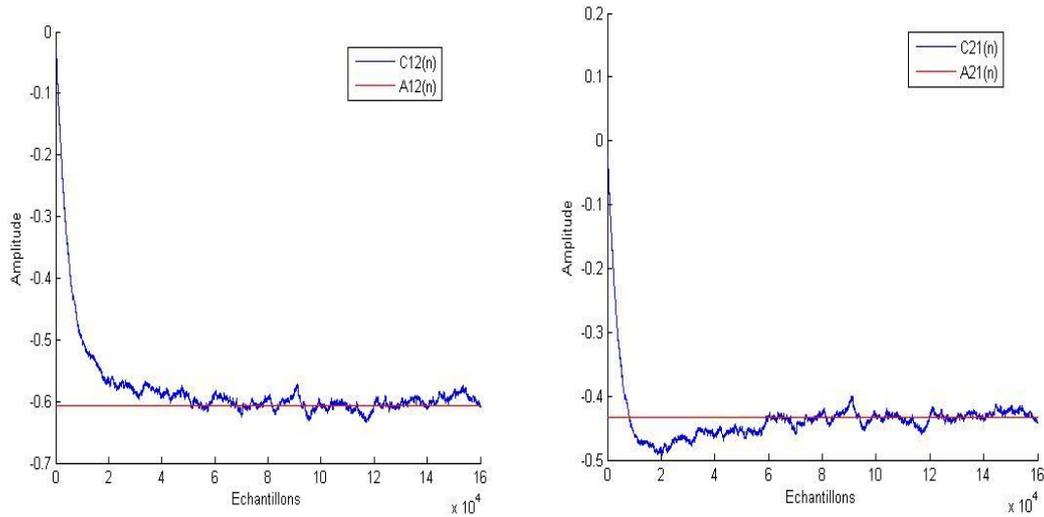


Figure 4. 9 La convergence des filtres vers la solution optimale C_{12} vers A_{12} à gauche et C_{21} vers A_{21} à droite.

Notons que la convergence vers les coefficients est optimisée. Un autre critère qui indique la réussite de la solution.

4.2.6 Sous-échantillonnage

Après avoir appliqué la solution, le signal obtenu doit être sous-échantillonné (période d'échantillonnage $T_e' = 4T_e$), cela revient à diviser la fréquence d'échantillonnage f_e par 4. La fréquence maximale du signal ne change pas, on arrive à un recouvrement du spectre. Donc pour éviter ce dernier, il faut procéder à une réduction de la fréquence maximale f_{\max} du signal. Un filtrage passe-bas de type FIR peut servir.

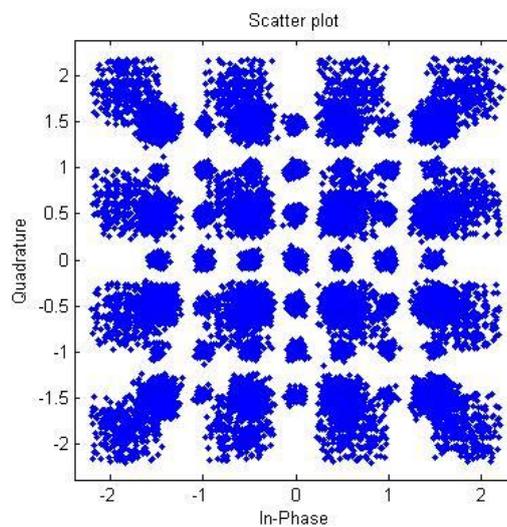


Figure 4. 10 La constellation 16-QAM après le sous-échantillonnage.

4.2.7 Vitesse de convergence

Pour une vitesse de convergence rapide, en choisissant une formulation simple pour les fonctions non-linéaire f et g :

$$f(.)=(.)^3 \quad \text{et} \quad g(.)=(.)$$

On déduit la règle finale suivante pour estimer les coefficients des filtres du modèle :

$$C_{12}(n)=C_{12}(n)+\mu_1*(Q_r(n))^3*I_r(n)$$

$$C_{21}(n)=C_{21}(n)+\mu_2*(I_r(n))^3*Q_r(n)$$

La figure 4.11 illustre les résultats.

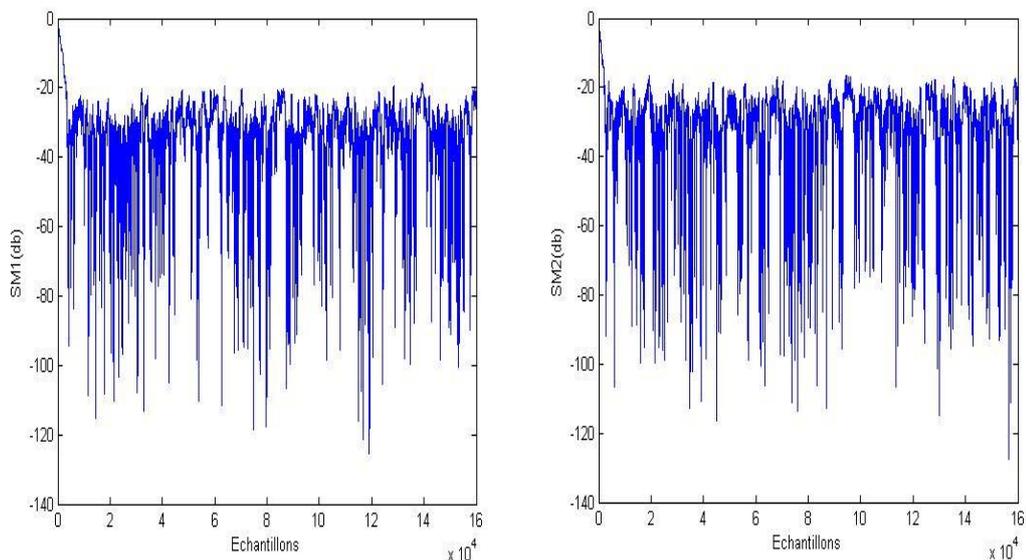


Figure 4. 11 Le système mismatch de l’algorithme LMS.

La constellation et le diagramme de l’œil de signal rehaussé sont illustrés dans les figures 4.12 et 4.13 .

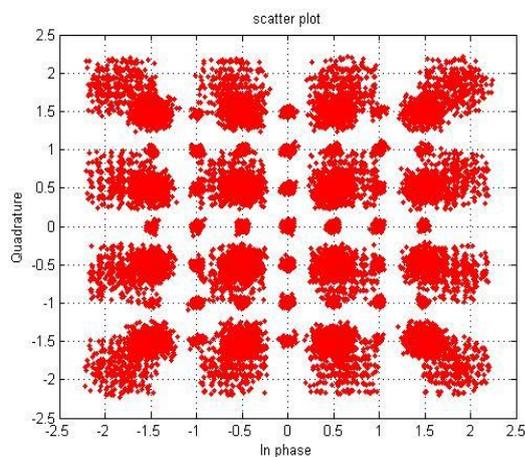


Figure 4. 12 La constellation de signal rehaussé.

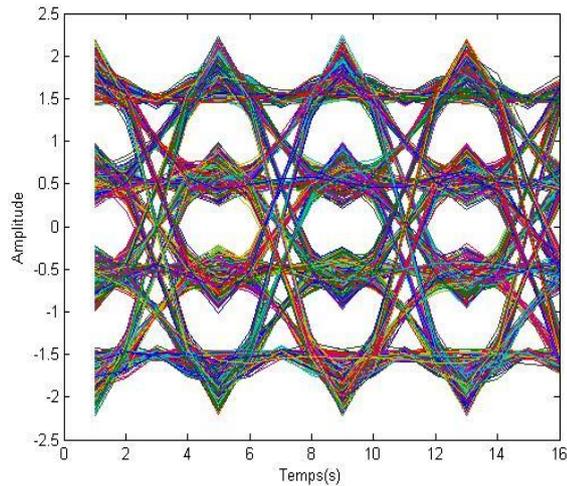


Figure 4.13 le diagramme de l'œil de signal rehaussé.

- ✓ La constellation est bien tracée et le diagramme de l'œil est bien ouvert.

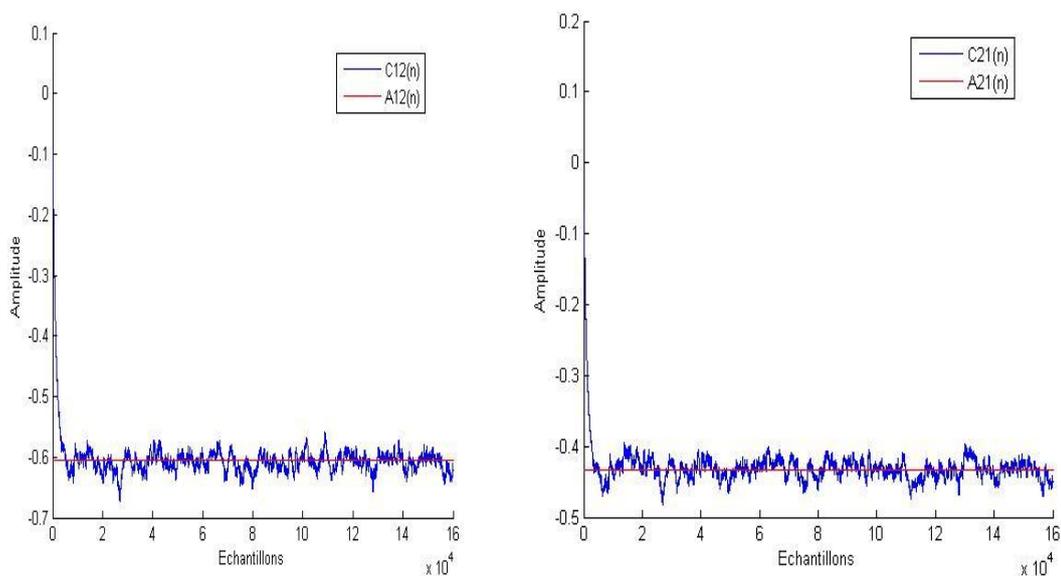


Figure 4.14 La convergence des filtres vers la solution optimale C_{12} vers A_{12} à gauche et C_{21} vers A_{21} à droite.

- ✓ Quand on augmente la puissance de l'erreur quadratique à '3', on remarque (figure 4.14) que l'algorithme converge plus rapidement par rapport à la précédente (figure 4.9).

✚ Conclusion

En continuant à augmenter la puissance de l'erreur quadratique on remarque que pour des puissances paires l'algorithme converge plus rapidement contrairement aux

puissances impaires qui conséquent la divergence. Une contrainte à noté est que le diagramme de l'œil se ferme partiellement durant cette augmentation.

4.2.8 La modulation 16-PSK

Passant maintenant à la modulation 16-PSK, la chaîne de transmission est la même que celle de la 16-QAM.

Les résultats de simulation sont les suivants :

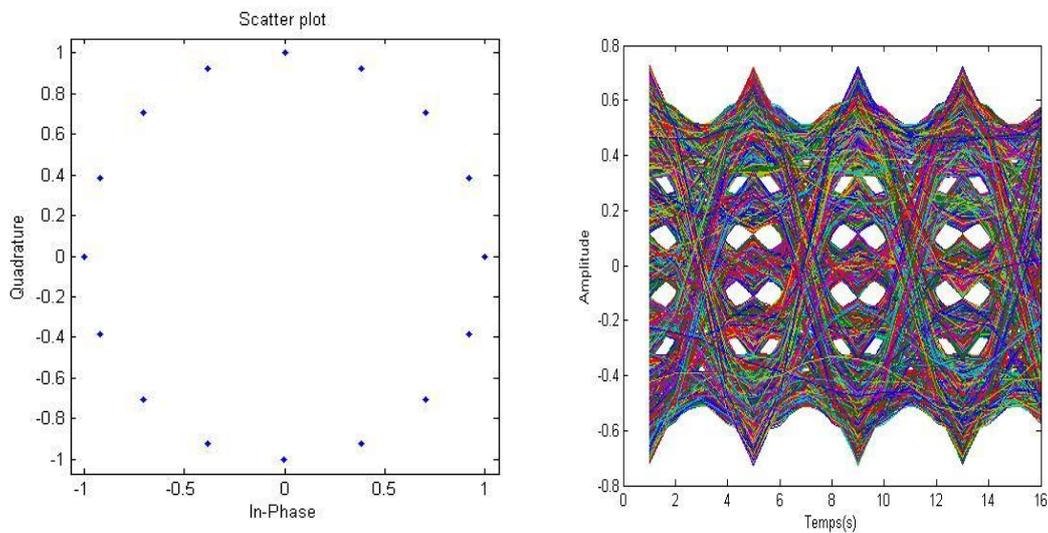


Figure 4.15 La constellation et le diagramme de l'œil sans bruit.

- ✓ La constellation est bonne contrairement au diagramme qui est partiellement fermé notons que le bruit convolutif n'est pas encore inséré.

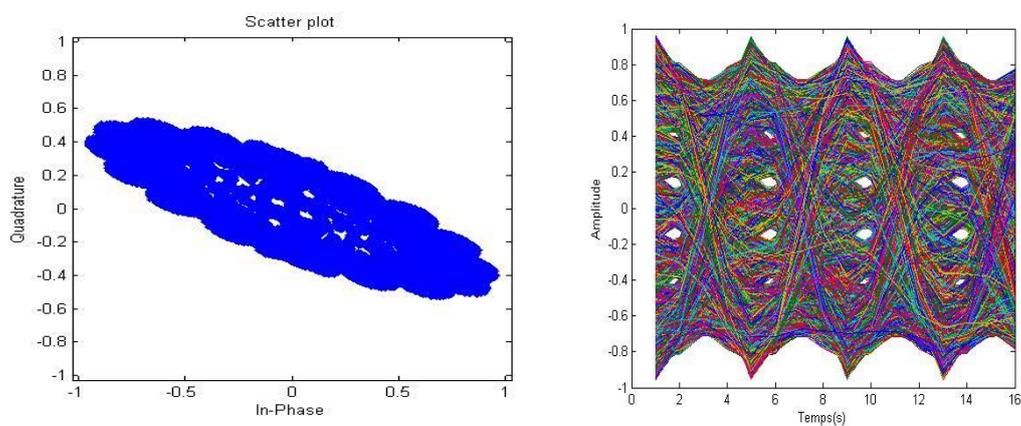


Figure 4.16 La constellation et le diagramme de l'œil avec le bruit.

- ✓ On remarque que la constellation 16-PSK est mauvaise, on aura donc une détérioration du diagramme de l'œil.

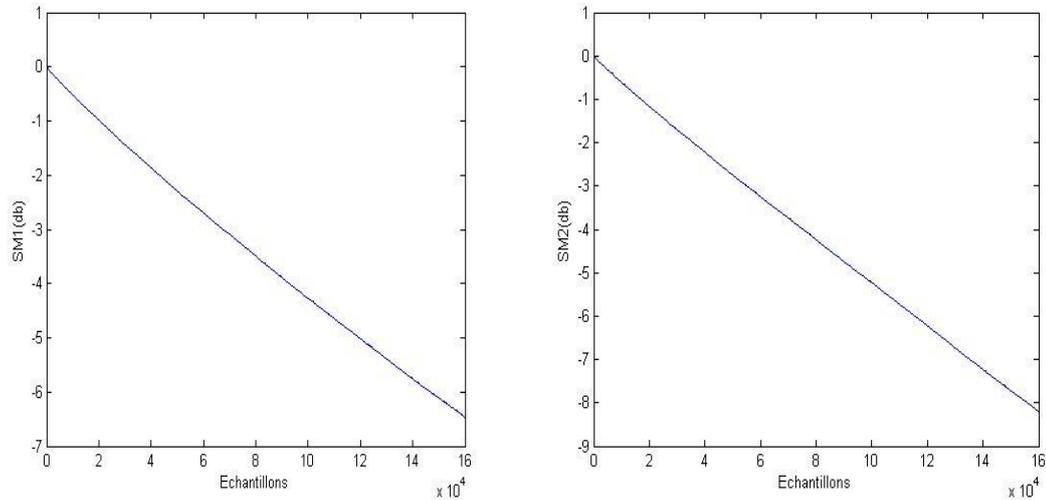


Figure 4.17 Le système mismatch obtenu par l'algorithme LMS.

- ✓ Dans la figure 4.17, l'erreur quadratique augmente dans ce type de modulation en comparaison avec celle de la 16-QAM (-9db).

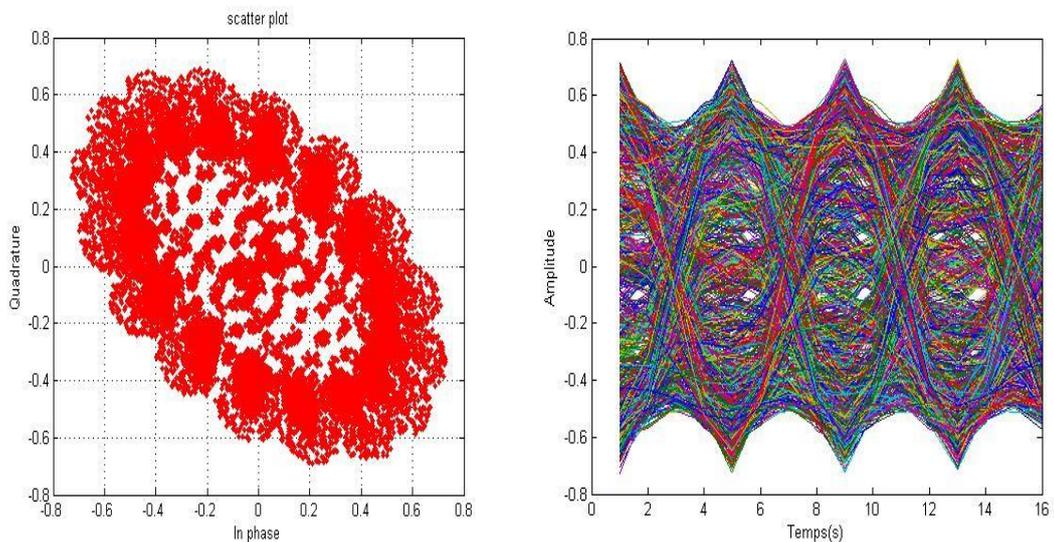


Figure 4.18 La constellation et le diagramme de l'œil de signal rehaussé.

- ✓ Malgré l'application de l'algorithme adaptatif ; le bruit est toujours présent et donc un diagramme complètement fermé.

Cela induit à une très lente convergence voire impossible.

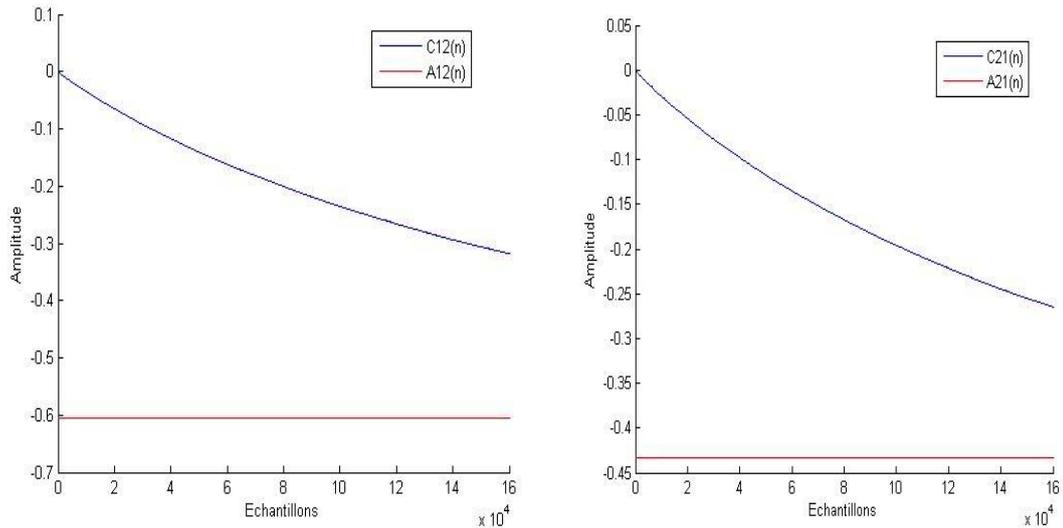


Figure 4.19 La convergence des filtres vers la solution optimale C_{12} vers A_{12} à gauche et C_{21} vers A_{21} à droite.

- ✓ Les coefficients C_{12} et C_{21} convergent lentement vers la solution optimale. Cela assure les bonnes performances de la modulation 16-QAM par rapport à cette modulation.
- Proposant maintenant le passage d'un autre type du filtre rcosin, de la racine du cosinus surélevé au cosinus surélevé.

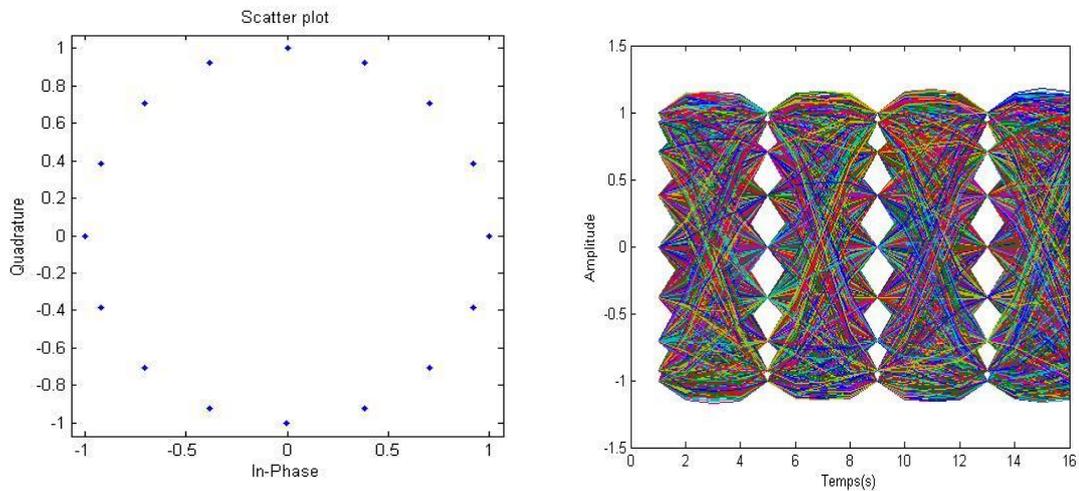


Figure 4.20 la constellation et le diagramme de l'œil de signal sans bruit.

- ✓ Après avoir changer le type de filtre, l'œil est devenu bien claire.

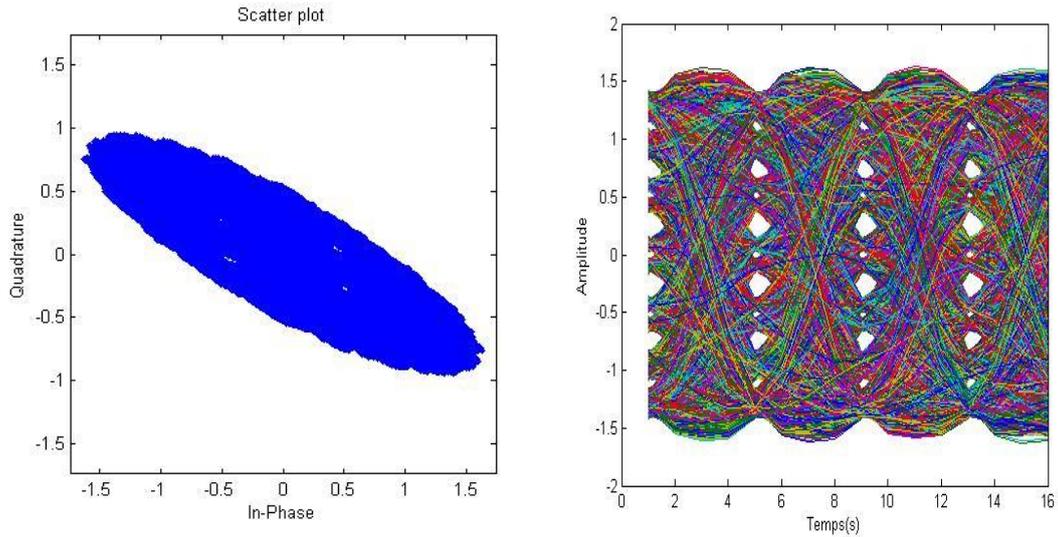


Figure 4. 21 la constellation et le diagramme de l'œil de signal avec bruit.

✚ L'utilisation de ce type de filtre a bien amélioré le facteur de mismatch reste la contrainte de la vitesse de convergence décrite dans les deux figures suivantes :

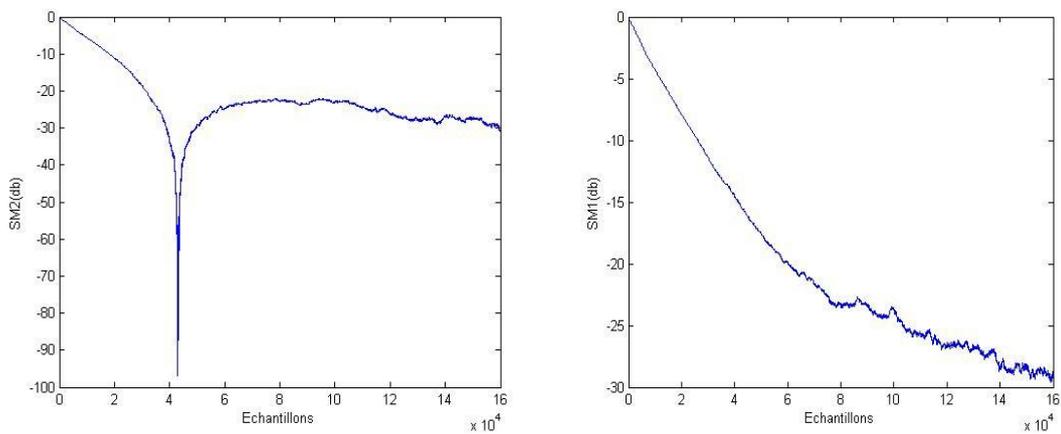


Figure 4. 22 Le système mismatch obtenu par l'algorithme LMS.

✓ La constellation de ce type de modulation est bien Claire et le digramme de l'œil est identique à celui du signal d'entré figure (4.23).

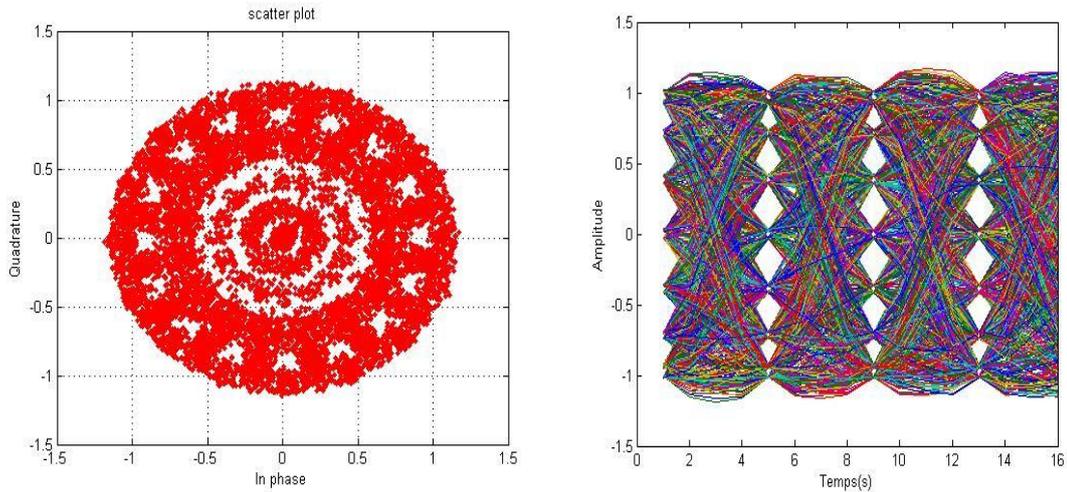


Figure 4.23 La constellation et le diagramme de l'œil de signal rehaussé.

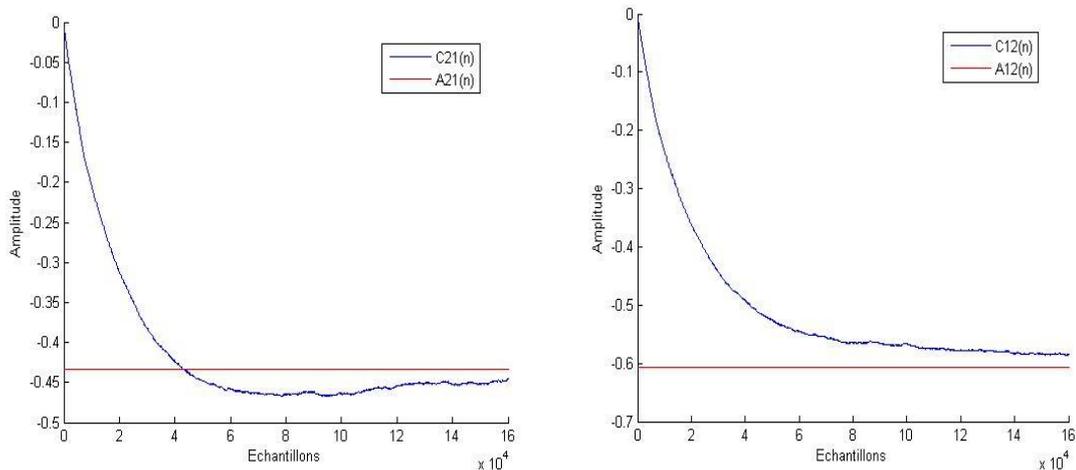


Figure 4.24 La convergence des filtres vers la solution optimale.

- ✓ La convergence devient bonne par rapport au cas précédent. Elle est lente par rapport à la 16-QAM. Ceci confirme toujours les bonnes performances de la modulation 16-QAM.
- ✚ La modulation 16-QAM est mieux que la 16-PSK puisque les symboles dans la 16-QAM couvrent tous les espaces dans le diagramme de constellation et ne se limitent pas à un cercle dense. Quand à la 16-PSK qui est utilisé lorsque l'amplification est considérée, elle occupe une bande passante deux fois plus large (plus de sélectivité en fréquence) et donc il faudra nécessairement gérer un compromis entre le spectre du signal modulé, l'IES, et le type de filtre choisis. C'est la raison pour la quelle le filtre en cosinus surélevé marche bien avec la 16-PSK au lieu de la racine de cosinus surélevé (utilisé pour la 16-QAM).

- Un autre problème qui peut affecter ce signal est le problème de la distorsion d'amplitude et de phase.

4.2.9 Distorsion d'amplitude

On parle de distorsion d'amplitude quand le niveau du signal est modifié, et la phase reste inchangée.

La figure 4.25 représente la constellation et le diagramme de l'œil d'une chaîne affecté par une distorsion d'amplitude.

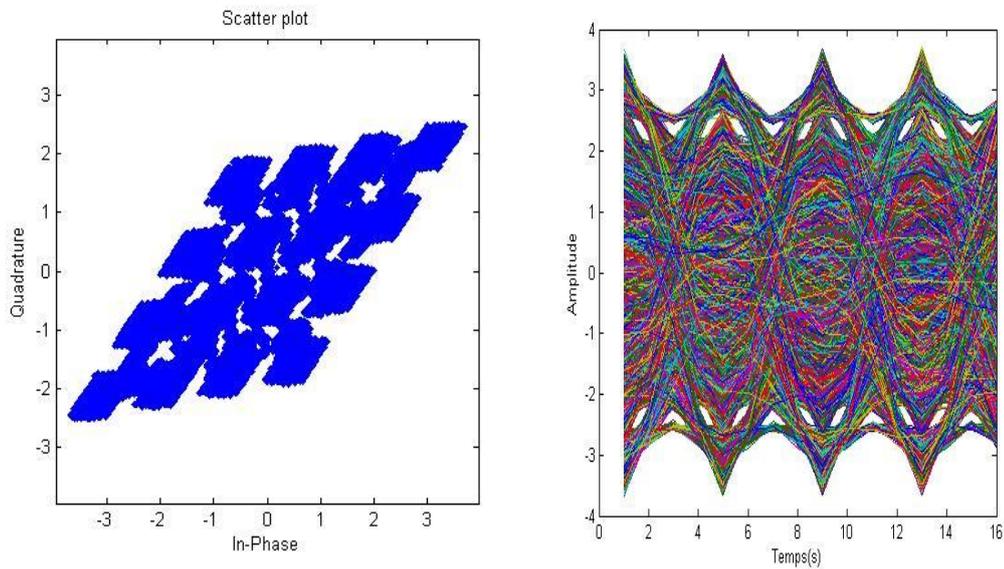


Figure 4. 25 La constellation 16 QAM et son diagramme de l'œil avec distorsion d'amplitude.

- ✓ Après avoir appliqué la solution proposée, l'erreur quadratique moyenne a été bien minimisée.

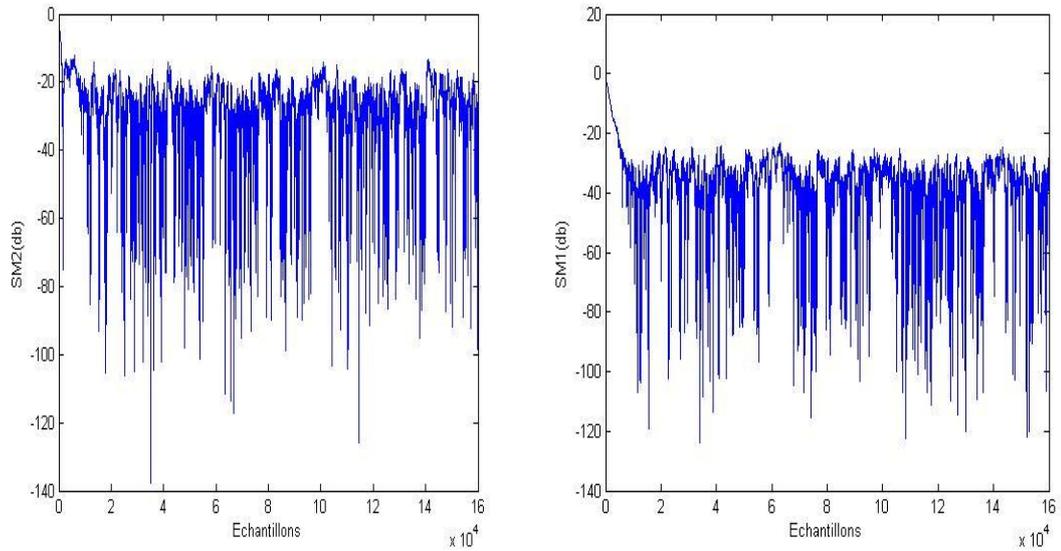


Figure 4. 26 Le système mismatch obtenu par l’algorithme LMS.

- ✓ La constellation du signal rehaussé montre bien l’efficacité de l’utilisation de l’algorithme adaptatif proposé « figure 4.27 » ce qui implique un diagramme d’œil bien ouvert.

La figure 4.28 illustre la convergence des coefficients du filtre vers les solutions optimales.

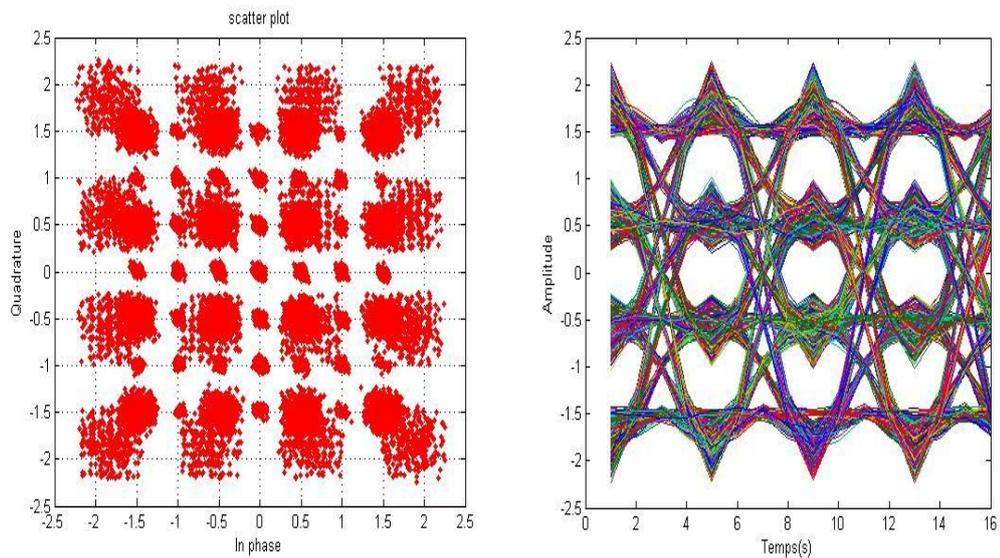


Figure 4. 27 La constellation et le diagramme de l’œil du signal rehaussé.

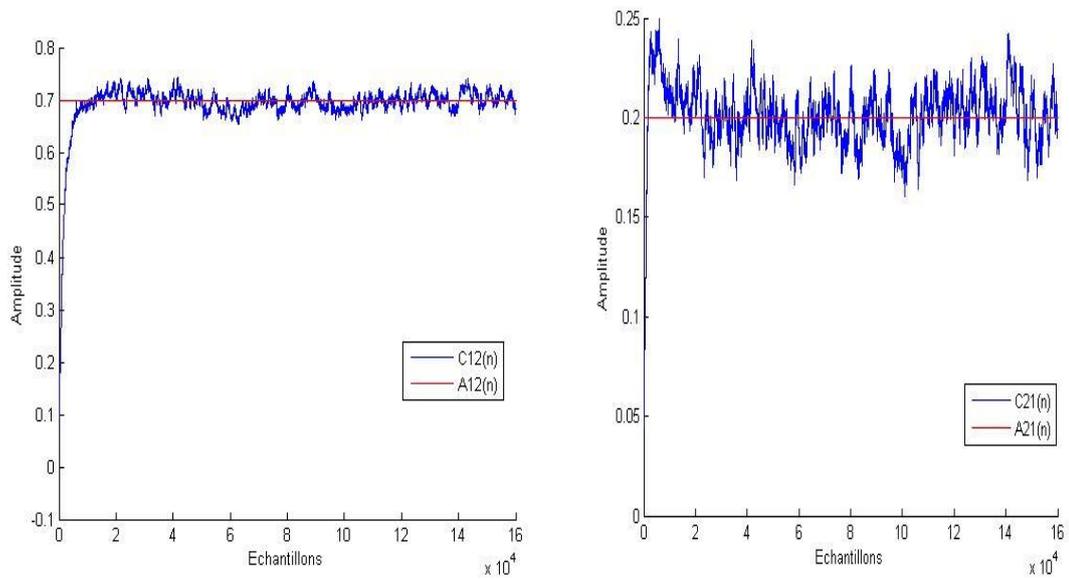


Figure 4. 28 La convergence des filtres vers la solution optimale.

4.2.10 Distorsion de phase

C'est-à-dire la phase varie avec le temps ; la distorsion de phase a des conséquences sur l'amplitude du signal, dont le niveau de crête peut varier alors que sa puissance ne change pas.

Dans notre travail, on varie la phase du filtre A12 et A21 avec une amplitude égale à « 1 » pour les deux filtres.

Dans la figure 4.29 nous présentons la constellation et le diagramme de l'œil d'un signal contenant une distorsion de phase, on remarque bien que la constellation est mal alignée et le diagramme de l'œil est fermé.

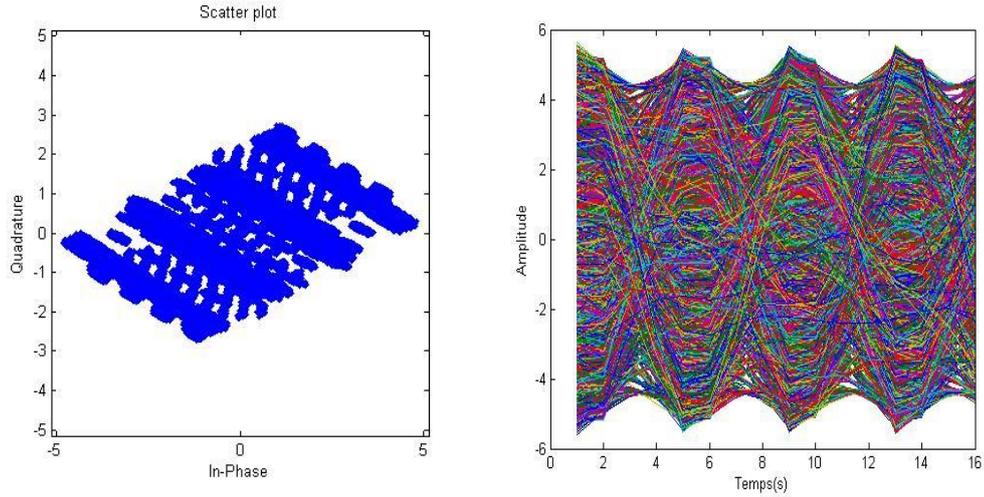


Figure 4. 29 La constellation et le diagramme de l'œil dans le cas de distorsion de phase.

- ✓ Le facteur de mismatch est à peu près -36dB l'équivalent de $2.51 \cdot 10^{-4}$, un résultat bien satisfaisant pour ce type d'application. La figure 4.30 le montre.

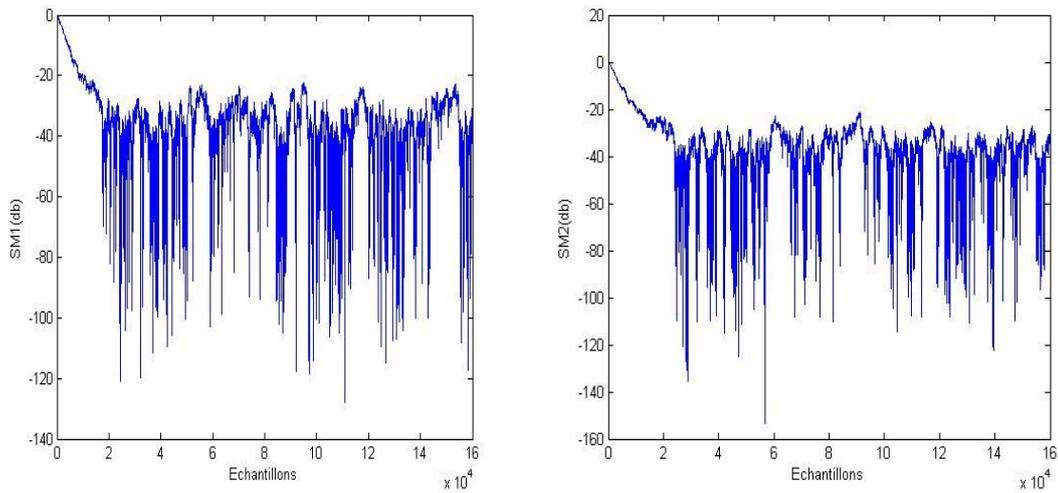


Figure 4. 30 Le système mismatch obtenu par l'algorithme LMS.

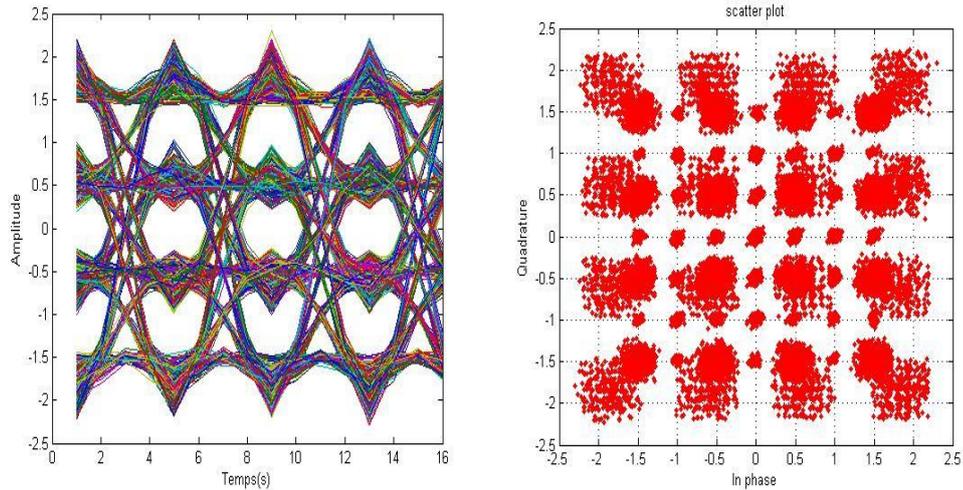


Figure 4. 31 La constellation et le diagramme de l’œil de signal rehaussé.

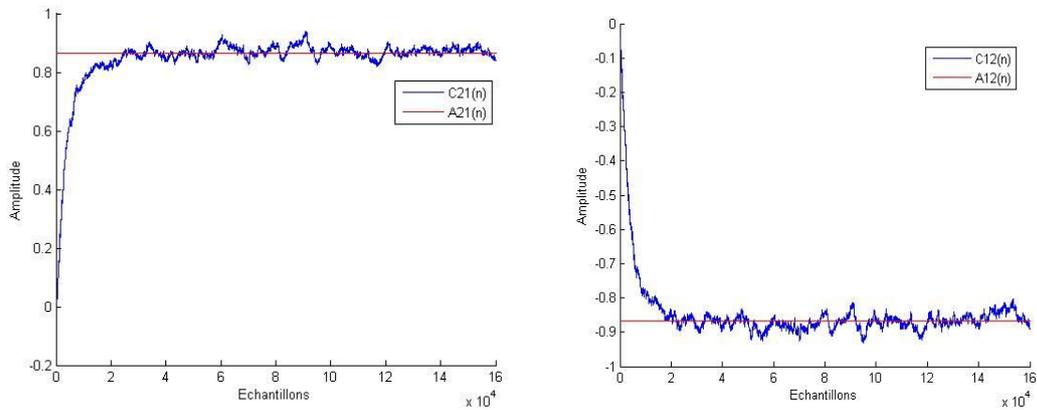


Figure 4. 32 La convergence des filtres vers la solution optimale.

- ✚ L’effet de distorsion est néfaste pour la récupération du signal d’origine d’où la nécessité du système proposé précédemment pour corrigé ces désajustements, les coefficients du filtre en bien convergé vers la solution optimale.

4.3 Conclusion

En résumé, il a été constaté que pour résoudre le problème de désajustement IQ, la généralisation du modèle H-J basée sur l’optimisation des coefficients des filtres par l’algorithme adaptatif LMS est bien évidente. Vue ses bonnes résultats non seulement pour sa vitesse de convergence mais aussi pour sa simplicité de mis en œuvre comparant avec d’autre type plus complexe.

Concernant les perspectives de ce travail, beaucoup de choses restent à faire :

Nous devons poursuivre les développements effectués pour la structure Feedforward lors de l'augmentation de la puissance quadratique.

Conclusion générale

Malgré les nombreux progrès réalisés depuis les premiers travaux des années 80, la séparation de sources en mélanges convolutifs reste un problème complexe et le peu de mises en situations pratiques disponibles dans la littérature montre les difficultés rencontrées lorsque l'on sort du cadre théorique.

Au cours de ce travail de thèse nous avons concilié le développement théorique de nouvelles techniques performantes avec la mise en œuvre pratique d'une méthode destinée à une application bien particulière celle du désajustement IQ et son réglage basée sur l'algorithme adaptatif LMS.

Cette application, qui constitue l'un des aspects développés en chapitre 3 de ce document, concernait l'étude complète d'un dispositif opérationnel permettant d'effectuer la séparation de deux signaux de télécommunications de distributions non gaussiennes, complexes et mélanges de manière convolutive, à partir de deux observations obtenues en présence d'un fort bruit de fond.

Une importante recherche bibliographique sur la séparation de sources en mélanges convolutifs nous a permis de porter notre choix, en vertu des contraintes fixées.

Nous avons alors mis en application le dispositif opérationnel qui a été validé sur de nombreuses simulations dans le chapitre 4. Les résultats obtenus sont globalement satisfaisants au regard de la complexité du problème et de la présence de bruit de fort niveau ajouté au niveau de la réception.

Bibliographie

- [1] M.HELLAL Mahmoud: ' Traitement du signal ', université SAAD Dahlab de Blida, 2008.
- [2] James D. Broesch: 'Comprendre le traitement numérique de signal ', Publitronelektor, Avril 1999 .
- [3] BOUCHEZ Benoit:' Applications audionumériques des DSP', Elektor, Novembre 2008.
- [4] Jean Laroch : ' Traitement des signaux Audio Fréquences', Parie, Février 1995.
- [5] O.Pothier : ' Introduction générale au codage canal', cours,15 Septembre2000.
- [6] Olivier Rioul : ' Modulations numériques', INFRES de Télécom-Parie Tech, Avril 2006.
- [7] Patrice KADIONIC :'Base de Transmission numériques les modulations numériques', ENSEIRB,2000.
- [8] Mike Fitton : ' Principales of déigital Modulation', Telecommunication Research Lab, 2002.
- [9] H.L.Nguyen, Ch.Jutten, J.Caelen : 'Séparation Aveugle de parole et de bruit dans un mélange convolutif ', 20 Septembre 1991.
- [10] Frédéric ABRARD : ' Méthodes de séparation aveugle de sources et application', Thèse, Université Paul Sabatier,14 Mars 2003.
- [11] Cristian Jutten : ' Détection, Estimation, Information ', Université Joseph Fourier-Polytech'Grenoble ,Septembre 2007.
- [12] J.Benesty : 'Algorithme de gradient stochastique(least –mean-square-LMS)',INRS-EMT,1991.