

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Ecole Nationale Supérieur Polytechnique
Département d'Electronique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme
d'ingénieur d'état en électronique
Intitulé

**Synchronisation dans les systèmes de
communications numériques mono porteuse**

Proposé et dirigé par :

Mr. zidane TERRA

Etudié par :

Mohamed ZAIANI

Yahia KACI

Promotion Juin 2009

*A nos parents,
Nos frères,
Nos sœurs,
Nos proches,
Et à tous nos amis.*

Remerciements

Je remercie le bon dieu de m'avoir donné la volonté et la patience qui m'ont permis de mener à bien ce travail.

Nous tenons d'abord à remercier monsieur TERRA qui nous a donné l'opportunité d'apprendre beaucoup de choses et surtout pour sa bonne humeur, sa gentillesse et sa patience.

Nous remercions le président du jury, Dr AIT CHIKH, qui nous a fait l'honneur de présider le jury et d'étudier notre travail, et monsieur TAGHI d'avoir accepté d'examiner notre projet.

Mohamed

J'aimerais remercier tous ceux que j'aime et qui m'aiment :

A mon grand père Mohamed Seghir Ben Djoudi.

Toute ma très chère famille : mon cher PAPA et ma chère MAMAN, mes chers frères et la princesse ma sœur Abir.

Mes amies : ZHOR, RADIA, SAMRA, SIHAM, IMANE.

Mes amis : AIMEN, BOUZID, YAZID, NACER, OUSSAMA, ABDOU, RACHID.

Yahia

Je voudrai exprimer mon profond respect à tous les Enseignants qui m'ont encadré durant mes études à l'ENSP.

Je tiens à remercier mes parents, frères et sœurs que tous nos proche qui nos ont encouragé soutenu et aidé sur tous les plans.

الملخص

ينظم عملنا هذا إلى ميدان تزامن الاستقبال الرقمي، و الذي يمس كل من استرجاع فرق الطور، و تقييم التأخر و معالجتهم. هذا التزامن يشكو من مشاكل تعيقه عند استقبال المعلومة الرقمية على مستوى المستقبل. ولهذا نقترح أن ندرس أولاً التزامن نظرياً، ثم نعرض على مختلف النظريات لمعالجة هذه المشاكل، ثم نقوم في الأخير على تركيب هذه النظريات على شكل عمل تطبيقي مستعملين البرنامج MATLAB. كلمات مفتاحية: تزامن فرق الطور، تزامن التأخر، تحقيق

Résumé

Ce travail s'inscrit dans le domaine de synchronisation dans la réception numérique concernons la récupération de la phase de la porteuse et l'estimation de timing. Ce travail consiste à étudier le problème de synchronisation des signaux transmis au niveau du récepteur. Nous avons tout d'abord abordé la théorie sur la synchronisation, après nous avons présenté les méthodes de synchronisation. Et enfin nous avons simulés ces méthodes dans Simulink MATLAB. Mots clés : synchronisation de la phase de la porteuse, synchronisation de timing, Simulink.

Summary

This work falls under the field of synchronization in the numerical reception relate to the carrier phase recovery and the estimate timing. This work presents the problems which undergo the synchronization of the signals transmitted to the level of the receiver. We first of all approached the theory on synchronization, after we presented the methods of synchronization. And finally we simulated these methods in Simulink MATLAB.

Key words: synchronization of phase, synchronization of timing, Simulink.

Abréviations

PAM	Pulse Amplitude Modulation.
PSK	Phase Shift Keying.
AWGN	Additif White Gaussien Noise.
FSK	Frequency Shift Keying.
QAM	Quadrature Amplitude Modulation.
MSK	Minimum Shift Keying.
MAP	Maximum A Posteriori Probability.
MV	Maximum de Vraisemblance.
PLL	Phase Locked Loop.
VCO	Voltage Controled Oscillateur.
DD	Decision Directed.
NDD	No Decision Directed.
DFPLL	Decision feedback Phase Locked Loop.
MATLAB	MATrix LABoratory.
FFT	Fast Fourier Transform.
RF	Radio Frequency.
I/Q	In phase , Quadrature.
SNR	Signal Noise Ratio.
BPSK	Binary Phase Shift Keying.
BPAM	Binary Pulse Amplitude Modulation.
AM	Amplitude Modulation.
PM	Phase Modulation.
CPM	Continuous Phase Modulation.
CPFSK	Continuous Phase Frequency Shift Keying.
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying.
TEB	taux d'erreur par bit.

Table des matières

Introduction générale	1
-----------------------------	---

Chapitre 1

GENERALITES SUR LES SYSTEMES DE COMMUNICATIONS NUMERIQUES.....	3
1.1 INTRODUCTION	3
1.2 MODEL D'UN SYSTEME DE COMMUNICATION NUMERIQUE.....	3
1.3 MODULATIONS NUMÉRIQUES.....	4
1.3.1 Modulation PAM.....	5
1.3.2 Modulation PSK.....	6
1.3.3 Modulation FSK.....	6
1.3.4 Modulation QAM.....	7
1.3.5 Modulation MSK.....	8
1.4 RECEPTEUR OPTIMAL	10
1.4.1 Démodulateur.....	10
1.4.2 Détecteur optimal.....	14
1.5 DIAGRAMME DE L'ŒIL.....	16
1.6 BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE	17

CHAPITRE 2

TECHNIQUES DE SYNCHRONISATION.....	20
2.1 SYNCHRONISATION DANS UN SYSTEME DE COMMUNICATION NUMERIQUE.....	20
2.2 ESTIMATION DES PARAMETRES DU SIGNAL	22
2.2.1 Model mathématique	22
2.2.2 Critères d'estimation des paramètres.....	23
2.3 SYNCHRONISATION DE LA PORTEUSE.....	24
2.3.1 Estimation de fréquence	24
2.3.2 Estimations de phase	24
2.4 ESTIMATION AU SENS DU MAXIMUM DE VRAISEMBLANCE ML.....	24
2.5 ESTIMATIONS A L'AIDE DE LA BOUCLE PLL.....	27
2.6 ESTIMATION AU SENS DU MAXIMUM DE VRAISEMBLANCE DD	29
2.7 ESTIMATION AU SENS DU MAXIMUM DE VRAISEMBLANCE NDD	31
2.7.1 Boucle à quadrature	34
2.7.2 La boucle de Costas.....	36
2.7.3 Estimation de la porteuse dans le cas d'un signal a phase multiple	38
2.8 ESTIMATION DU TIMING.....	39
2.9 ESTIMATIONS DD DU TIMING AU SENS DU MAXIMUM DE VRAISEMBLANCE.....	40
2.10 ESTIMATIONS NDD DU TIMING AU SENS DU MAXIMUM DE VRAISEMBLANCE.....	41
2.11 ESTIMATION DU TYPE EARLY-LATE.....	42

CHAPITRE 3

SIMULINK MATLAB ET IMPERFECTIONS DU CANAL.....	46
---	-----------

3.1 LOGICIEL MATLAB.....	46
3.2 BIBLIOTHEQUES	50
3.2.1 <i>Bibliothèque Simulink</i>	50
3.2.2 <i>Bibliothèque communication blockset</i>	51
3.2.3 <i>Bibliothèque signal processing blockset</i>	52
3.3 IMPERFECTIONS DU CANAL.....	52
3.4 TYPES D'IMPERFECTIONS RF MODELISES PAR DES BLOCS	53
3.5 SIMULATION DES IMPERFECTIONS DU CANAL.....	54
CHAPITRE 4	
SIMULATION ET RESULTATS.....	58
4.1 RECUPERATION DU SYMBOLE.....	58
4.2 METHODES DE RECUPERATION UTILISEES	60
4.2.1 <i>Bloc de récupération de synchronisation quadrature</i>	61
4.2.2 <i>Bloc de récupération de synchronisation de porte Early-Late</i>	61
4.2.3 <i>Bloc de récupération de synchronisation de Gardner</i>	61
4.2.4 <i>Bloc de récupération de synchronisation de Mueller-Mulle</i>	62
4.3 MODELE IMPLEMENTE.....	62
4.4 RESULTATS ET INTERPRETATIONS	63
4.4.1 <i>Retard introduit constant</i>	64
4.4.2 <i>Retard introduit variable</i>	67
4.5 RECUPERATION DE LA PHASE DA LA PORTEUSE	70
4.6 MODEL IMPLEMENTE	71

Conclusion générale

Bibliographie

Liste des figures

Fig. 1.1: Schéma bloc d'un système de communication numérique.....	4
Fig. 1.2: Encodage de gray pour des symboles à 2, 4 et 8 niveaux.....	5
Fig. 1.3: Constellation d'une modulation PSK.....	6
Fig. 1.4: Constellations pour la QAM.....	8
Fig. 1.5: Constellations pour la modulation MSK [4].	10
Fig. 1.6: Configuration du récepteur.....	10
Fig. 1.7: Démodulateur type-corrélateur.....	11
Fig. 1.8: Filtre adapté.....	12
Fig. 1.9: un signal $s(t)$ et un filtre adapté à $s(t)$	12
Fig. 1.10: la sortie du filtre adapté.....	13
Fig. 1.11: Démodulateur à filtre adaptés.....	14
Fig. 1.12 : diagramme de l'œil.....	16
Fig. 1.13: Structure de la base boucle à verrouillage de phase.....	17
Fig. 1.14: Les plages de capture et de verrouillage.....	18
Fig. 2.1 : Schéma d'un système de transmission numérique.....	21
Fig. 2.2 : Estimation de la porteuse au sens du maximum de vraisemblance.....	26
Fig. 2.3 Estimation de la phase de la porteuse au sens du maximum de vraisemblance.....	26
Fig. 2.4 la boucle à verrouillage de phase (PLL).....	27
Fig. 2.5 : Model de la boucle à verrouillage de phase (PLL).....	28
Fig. 2.6 : récupération de la phase par la méthode décision rétroaction.....	31
Fig. 2.7 : l'estimation de la phase de la porteuse pour un signal PAM.....	34
Fig. 2.8: Récupération de la porteuse par la boucle à quadrature.....	35
Fig. 2.9 : boucle de Costas.....	36
Fig. 2.10 : Estimation de la phase dans le cas d'un signal à phase multiple.....	38
Fig. 2.11 : Estimation de timing par décision directe au sens du maximum de vraisemblance pour un signal PAM en bande de base.....	41
Fig. 2.12 : Estimation de timing par No Discision Directed ML pour un signal PAM en bande de base..	42
Fig. 2.13 L'impulsion de base.....	43
Fig. 2.15 Schéma block d'un Synchroniseur de symbole porte avance et retard.....	43
Fig. 3.1 espace du travail de Matlab.....	47
Fig. 3.2 Environnement du Matlab.....	48
Fig. 3.3 Les différents Library dans Simulink.....	49
Fig. 3.4 la bibliothèque de Simulink.....	50
Fig. 3.5 blocs de la bibliothèque Simulink.....	50
Fig. 3.6 blocs de la bibliothèque communication blockset.....	51
Fig. 3.7 blocs de la bibliothèque communication blockset.....	52
Fig. 3.8 bloc de simulink.....	54
Fig. 3.9 constellation de référence (scope 5).....	54
Fig. 3.10 constellation du bloc non linéaire (scope 1).....	55

Fig. 3.12 constellation du bloc de décalage (scope 3)	56
Fig. 3.13 constellation du bloc de bruit (scope 2).....	57
Fig.4.1 structure feedforward	59
Fig.4.2 structure feedback	60
Fig.4.3 récupération de la phase de la synchronisation	63
Fig.4.4 Diagramme de l'œil. (a) avant d'introduire le retard, (b) après d'introduire le retard	64
Fig.4.5 La valeur estimée du retard et ça moyenne. (a) méthode quadrature, (b) méthode porte Early-Late, (c) méthode de Gardner, (d) méthode de Mueller Muller.	65
Fig.4.6 indicateur de l'erreur. (a) méthode quadrature, (b) méthode porte Early-Late, (c) méthode de Gardner, (d) méthode de Mueller Muller.....	66
Fig.4.7 Modèle de récupération de la phase de la synchronisation avec retard variable.....	68
Fig.4.8 le retard introduit et sa valeur estimée. (a) méthode quadrature, (b) méthode porte Early-Late, (c) méthode de Gardner, (d) méthode de Mueller Muller	69
Fig.4.9 l'indicateur de l'erreur. (a) méthode quadrature, (b) méthode porte Early-Late, (c) méthode de Gardner, (d) méthode de Mueller Muller.....	69
Fig.4.10 Récupération de la phase de la porteuse.....	71
Fig. 4.11 : Les constellations avec déphasage nul (a) avant le bloc M-PSK phase recovery, (b) après le bloc M-PSK Phase Recovery, (c) à l'entrée du canal.....	74
Fig. 4.12 Les constellations avec déphasage (d) avant le bloc M-PSK phase recovery, (e) après le bloc M-PSK phase recovery, (f) à l'entrée du canal.	75
Fig. 4.13 : le retard estime te ça valeur moyenne	76
Fig.4.14 : La phase estimée et ça valeur moyenne.....	77

Introduction générale

Depuis les années 1980, le secteur des communications à distance plus connu sous le terme de télécommunication, connaît une croissance spectaculaire grâce aux progrès technologiques réalisés dans plusieurs domaines scientifiques. Cette évolution est particulièrement frappante pour les communications radio-mobiles avec l'apparition des différentes générations de téléphonie mobile. Parallèlement, les applications pouvant bénéficier de cette évolution technologique n'ont cessé de se diversifier.

Les performances des systèmes de transmission numérique dépendent de nombreux facteurs. Parmi ceux-ci, l'étape de synchronisation est déterminante pour la qualité de réception de l'information numérique transmise. La synchronisation du récepteur sur les signaux reçus reste un problème important. Il est nécessaire de récupérer la fréquence porteuse, sa phase, les variations de cette fréquence porteuse lorsque le système est mobile (effet Doppler), C'est ce qu'on appelle le problème de la récupération de la porteuse qui reste une des principales fonctions à réaliser dans un récepteur numérique. Quand on effectue une transmission sur un canal de type AWGN, la sortie du filtre adapté à la de réception doit être échantillonnée non seulement au bon rythme mais aussi aux bons instants sinon les symboles souffrent d'interférences entre symboles. Pour exécuter ce prélèvement périodique, on a besoin d'un signal d'horloge au niveau du récepteur. Le processus qui permet d'extraire le signal d'horloge est appelée la synchronisation du symbole. De la qualité et des performances de ces fonctions dépendent les performances globales du récepteur.

Notre travail consiste à étudier le problème de synchronisation dans les systèmes numériques mono porteuses afin d'améliorer les performances de ces systèmes.

Dans notre PFE, Nous avons rappelé, dans le premier chapitre, des généralités sur les systèmes de communications numériques, tels que les différents éléments d'un système de communication numérique, quelques types de modulations numériques, le récepteur optimal, et les composants indispensables à la réalisation des circuits de synchronisation.

Le deuxième chapitre comporte les techniques utilisées dans la synchronisation, concernant la synchronisation de la porteuse et l'estimation du timing.

Introduction générale

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté les différentes bibliothèques du Simulink MATLAB utilisés dans notre travail, ainsi que les imperfections du canal de transmission.

Le dernier chapitre est consacré à l'implémentation des modèles de synchronisation et la simulation de ces modèles afin d'évaluer les performances de ces systèmes.

Chapitre 1

GENERALITES SUR LES SYSTEMES DE COMMUNICATIONS NUMERIQUES

1.1 INTRODUCTION

L'objectif de ce chapitre est d'introduire le concept des communications numériques et les généralités qui serviront à la bonne compréhension de l'ensemble de cette thèse. Nous allons dans un premier temps décrire le fonctionnement d'une chaîne de transmission numérique, de la source d'information binaire au destinataire, on fait des rappelles sur les modulations numériques, ensuite le récepteur optimal dont la fonction principale est la minimisation de la probabilité d'erreur, finalement on parle sur la boucle à verrouillage de phase et le diagramme de l'œil.

1.2 MODEL D'UN SYSTEME DE COMMUNICATION NUMERIQUE

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 directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, ou d'origine analogique (parole,

image...) mais convertis sous une forme numérique. La tâche du 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 à la figure 1.1 où l'on se limite aux fonctions de base :

- La source émet un message numérique sous la forme d'une suite d'éléments binaires.
- Le codeur peut éventuellement supprimer des éléments binaires non significatifs (compression de données ou codage de source), ou au contraire introduire de la redondance dans l'information en vue de la protéger contre le bruit et les perturbations présentes sur le canal de transmission (codage de canal). Le codage de canal n'est possible que si le débit de source est inférieure à la capacité du canal de transmission (la probabilité d'erreur P_e tend dans ce cas vers 0 d'après les travaux de Hartley -Shannon).
- La modulation a pour rôle d'adapter le spectre du signal au canal (milieu physique) sur lequel il sera émis.
- Enfin, du côté récepteur, les fonctions de démodulation et de décodage sont les inverses respectifs des fonctions de modulation et de codage situées du côté émetteur, le détecteur assure la fonction de décision [1].

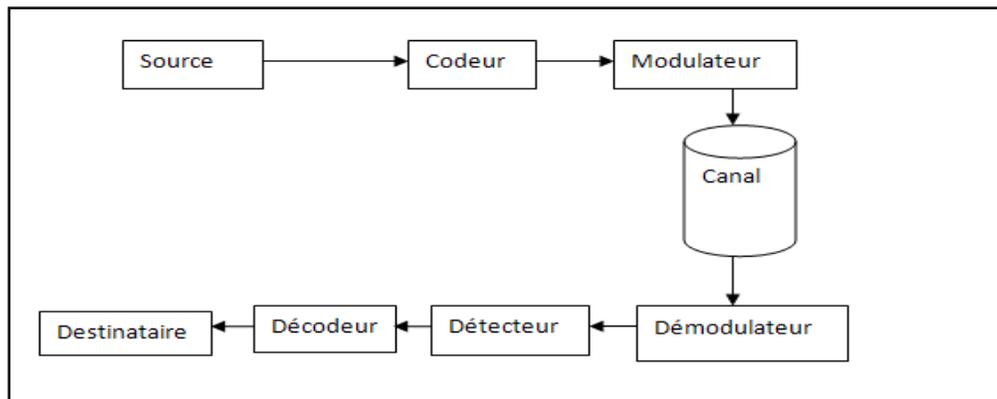


Fig. 1.1: Schéma bloc d'un système de communication numérique

1.3 MODULATIONS NUMÉRIQUES

Lorsque l'on a recours à une modulation numérique, la modulation est l'étape qui fait correspondre aux informations numériques, les formes d'onde analogiques qui serviront à

transmettre ces informations physiquement au travers du canal. En effet, même si l'information est numérique, ce qui est transmis physiquement sur le canal doit être analogique. La correspondance est établie entre des blocs de $k = \log_2 M$ symboles binaires et M formes d'onde notées $s_m(t)$, avec $m \in [1, \dots, M]$.

Lorsque la forme d'onde transmise pendant un intervalle de temps dépend de un ou plusieurs symboles précédents, on dit de la modulation qu'elle a de la mémoire. Inversement, on dit qu'elle est sans mémoire. Le fait d'introduire de la mémoire dans une modulation peut être motivée par la mise en forme de la densité spectrale du signal émis qui peut être obtenu de cette façon. De plus, cette mémoire introduite dans le signal peut être utilisée au récepteur pour effectuer une estimation plus performante des symboles émis [2].

1.3.1 Modulation PAM

La modulation PAM en anglais (Pulse Amplitude Modulation) établit une correspondance entre les symboles A_m et les formes d'ondes données par :

$$\begin{aligned} s_m(t) &= \text{Re}[A_m g(t) \exp(2\pi j f_c t)] \\ &= A_m g(t) \cos(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (1.1)$$

Pour $0 \leq t \leq T$, tel que f_c est la fréquence de la porteuse, les symboles notés A_m pour $m \in [1, \dots, M]$. Les symboles peuvent prendre les valeurs données par :

$$A_m = (2m - 1 - M) d \quad (1.2)$$

Où $2d$ est la distance entre symboles. Le signal $g(t)$ est une forme d'onde qui influence le spectre occupée par le signal modulé. Ce point sera analysé plus tard. Cette modulation fait apparaître une seule composante de Rice, qui est encore égale à l'enveloppe. Si le débit binaire de départ est R bits/sec, R/k est le débit symbole qui s'exprime en symboles/sec ou bauds. Si la durée des bits d'entrée est notée T_b , la durée des symboles est donnée par $T = k T_b$ et le débit symbole est donc $1/T = 1/k T_b = R/k$. Les énergies E_m des différentes formes données par :

$$\varepsilon_m = \int_0^T s_m^2(t) dt = \frac{A_m^2}{2} \int_0^T g^2(t) dt = \frac{A_m^2}{2} \varepsilon_g \quad (1.3)$$

Tel que ε_g est l'énergie de la forme d'onde de mise en forme. Cette modulation porte encore le nom de ASK : Amplitude Shift Keying [2].

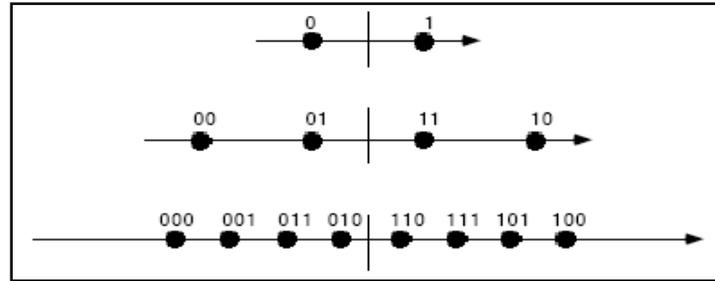


Fig. 1.2: Encodage de gray pour des symboles à 2, 4 et 8 niveaux

1.3.2 Modulation PSK

La modulation PSK (Phase Shift Keying) ou modulation de phase (MDP) est une modulation pour laquelle les formes d'ondes sont données par :

$$s_m(t) = \text{Re}[A_m g(t) \exp(2\pi j f_c t)] \quad (1.5)$$

$\theta_m = 2\pi(m - 1)/M$ sont les différentes phases possibles de la porteuse qui véhicule l'information. Ces signaux ont tous la même énergie donnée par :

$$\varepsilon = \int_0^{T_0} s_m^2(t) dt = \frac{1}{2} \int_0^{T_0} g^2(t) dt = \frac{\varepsilon_g}{2} \quad (1.6)$$

Cette modulation fait appel cette fois à deux composantes de Rice. L'enveloppe ou le phaseur est complexe. L'ensemble des symboles possibles, que l'on appelle constellation est représenté à la figure 3.2 pour des nombres d'état $M = 2, 4, 8$ ainsi que la mise en correspondance avec les mots binaires par encodage de Gray [2].

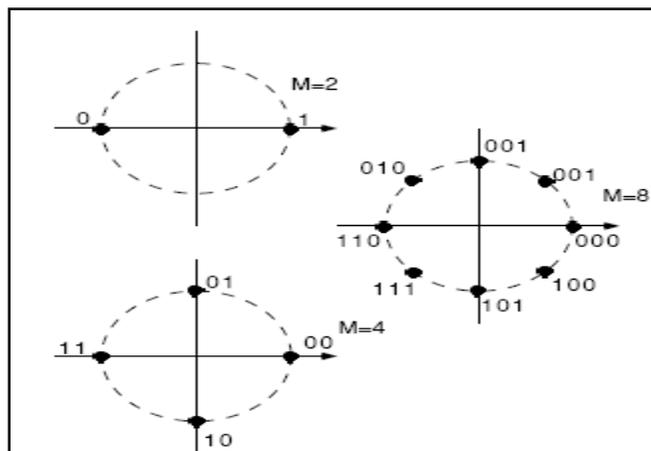


Fig. 1.3: Constellation d'une modulation PSK

1.3.3 Modulation FSK

Une autre quantité sur laquelle l'information peut être imprimée est la fréquence. Une version très simple de la modulation de fréquence numérique, mais suffisante pour en étudier les performances dans un canal de type AWGN est celle où les formes d'ondes sont données par :

$$s_m(t) = \text{Re}[s_{lm}(t) \exp(2\pi j f_0 t)] = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{T_0}} \cos(2\pi f_c t + 2\pi m \Delta f t) \quad (1.7)$$

Les formes d'onde en bande de base $s_{lm}(t)$ sont données par :

$$s_{lm}(t) = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{T_0}} \exp(j2\pi m \Delta f t) \quad (1.8)$$

Ce type de modulation porte le nom de FSK : Frequency Shift Keying. L'écart de fréquence entre les différentes formes d'onde est donné par Δf . Toutes les formes d'onde ont même énergie donnée par [2] :

$$\varepsilon = \int_0^{T_0} s_m^2(t) dt = \frac{2\varepsilon}{T_0} \int_0^{T_0} \cos^2(2\pi f_c t + 2\pi m \Delta f t) dt \quad (1.9)$$

1.3.4 Modulation QAM

La modulation QAM (Quadrature Amplitude Modulation) ou modulation d'amplitude en quadrature (MAQ) est une modulation où l'on effectue de la PAM sur les deux porteuses en quadrature associées à une même fréquence c'est-à-dire à la fois sur le cosinus et le sinus de la même porteuse. Les formes d'onde sont données par :

$$\begin{aligned} s_m(t) &= \text{Re}[(A_{mc} + jA_{ms})g(t) \exp(2\pi j f_c t)] \\ &= A_{mc}g(t) \cos(2\pi f_c t) - A_{ms}g(t) \sin(2\pi f_c t) \\ &= V_m g(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_m) \end{aligned} \quad (1.10)$$

Avec :

$$V_m = \sqrt{A_{mc}^2 + A_{ms}^2} \quad (1.11)$$

$$\theta_m = \text{ATN}(A_{ms}/A_{mc}) \quad (1.12)$$

Ces différentes équations servent à mettre en évidence que cette modulation peut aussi être vue comme une modulation combinée de phase et d'amplitude.

En combinant M1 niveaux d'amplitude avec M2 valeurs de phase, on a M1M2 symboles dans la constellation. Des exemples de constellations sont donnés par la partie gauche de la figure 5 pour M = 8 symboles. Des constellations carrées sont donnés par la partie droite de la figure pour M = 4 et 16. On pourrait cependant avoir des nombres de niveaux différents ainsi que des distances entre symboles différentes sur les deux branches [2].

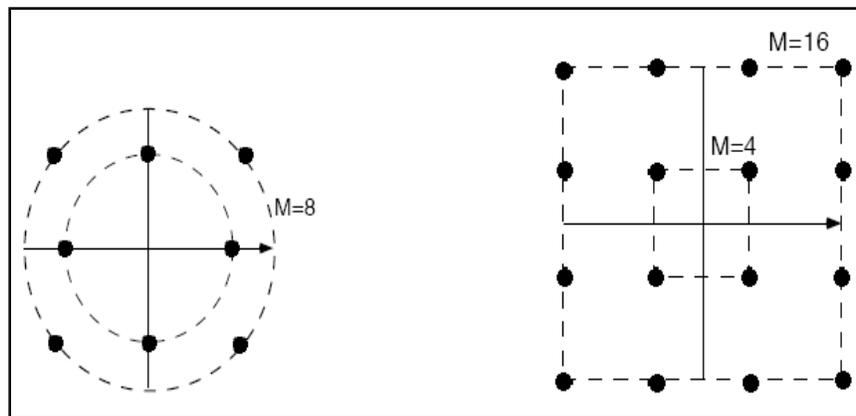


Fig. 1.4: Constellations pour la QAM

1.3.5 Modulation MSK

La modulation MSK semble très intéressante pour les systèmes de transmission numérique, en particulier en raison de sa résistance aux non-linéarités.

La modulation MSK est une modulation de fréquence d'indice 0,5, à phase continue, c'est-à-dire que le signal modulé s'écrit sous la forme :

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} g(t - kT_0) \cos(2\pi f_0 t + \alpha_k \pi \frac{t}{2T} + \varphi_k) \quad (1.13)$$

Où $g(t)$ est la fonction créneau.

$$g(t) = \begin{cases} 1 & |t| \leq \frac{T_0}{2} \\ 0 & |t| > \frac{T_0}{2} \end{cases} \quad (1.14)$$

f_0 : est la fréquence de la porteuse.

$\{a_k\}$: est le train binaire à transmettre dont chaque symbole peut valoir ± 1 . T_0 est le temps alloué à la transmission d'un élément binaire. On remarque donc, en examinant (1.13) qu'un symbole a_k est représenté par un morceau d'onde sinusoïdale, de durée T_0 , de fréquence f_k donnée par :

$$2\pi f_k t = 2\pi f_0 t + \alpha_k \pi \frac{t}{2T_0} \quad (1.15)$$

Donc
$$f_k = f_0 + \alpha_k \frac{1}{4T_0} \quad (1.16)$$

Nous voyons donc que le symbole -1 est représenté par la fréquence f_1 et le symbole +1 par la fréquence f_2 , la modulation MSK est une modulation de fréquence numérique d'indice :

$$m = (f_1 - f_2)T_0 = 0.5 \quad (1.17)$$

Enfin le terme φ_k qui assure la continuité de la phase aux instants de transition et on voit facilement que la suite $\{\varphi_k\}$ obéit à la relation de récurrence :

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + (\alpha_{k-1} - \alpha_k)k \frac{\pi}{2} \quad (1.18)$$

On remarque que si, par convention, φ_0 est pris nul, alors les $\{\varphi_k\}$ prennent seulement les valeurs 0 ou π .

Il est particulièrement important pour la suite de remarquer que la modulation MSK peut se mettre sous forme d'une modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature ; on montre en effet que le signal $u(t)$ peut s'écrire :

$$u(t) = P \cos(\omega_0 t) - Q \sin(\omega_0 t) \quad (1.19)$$

$$P = \sum_k a_{2k} g_2(t - 2kT_0) \cos\left(\frac{\pi t}{2T_0}\right) \quad (1.20)$$

$$Q = \sum_k a_{2k+1} g_2(t - (2k + 1)T_0) \sin\left(\frac{\pi t}{2T_0}\right) \quad (1.21)$$

$$g_2(t) = \begin{cases} 1 & |t| \leq T_0 \\ 0 & |t| > T_0 \end{cases} \quad (1.22)$$

Les variables a_k sont liées aux α_k par la relation

$$a_k = \prod_{l=0}^k \alpha_l \quad (1.23)$$

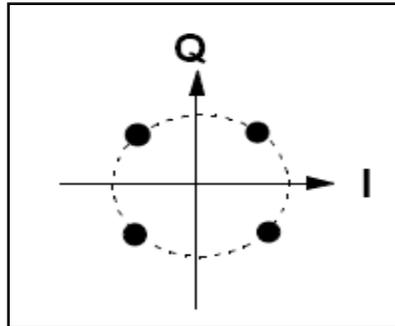


Fig. 1.5: Constellations pour la modulation MSK [4].

1.4 RECEPTEUR OPTIMAL

En sur l'observation de $r(t)$ sur l'intervalle du signal, nous désirons concevoir un récepteur qui est optimum dans le sens qu'il minimise la probabilité de faire une erreur de décision. Il convient de diviser le récepteur en deux parties (figure1.6) [5] :

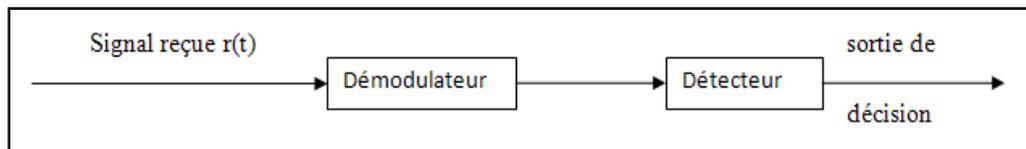


Fig. 1.6: Configuration du récepteur

- Démodulateur.
- Détecteur.

1.4.1 Démodulateur

Deux réalisations du démodulateur de signal sont décrites :

- Une basé sur les corrélateurs de signal.
- Et l'autre basé sur les filtres adapté (mathed filter).

a) Démodulateur corrélateur

Le schéma bloc d'un démodulateur corrélateur est donné par la figure.1.7. Il décompose le signal reçu et le bruit en un vecteur de N-dimensions. Le signal et le bruit sont développés en une série de fonctions de base orthonormée pondérés linéairement $\{f_n(t)\}$.

L'ensemble des signaux $\{s_m(t), m = 1, 2, \dots, M\}$ peuvent être représenté par une combinaison linéaire pondérée des fonctions $\{f_n(t)\}$ qui engendre l'espace des signaux. Le signal $r(t)$ est passé à travers les N-corrélateur qui calcule les projections de $r(t)$ sur les N-fonctions $\{f_n(t)\}$.

$$\int_0^{T_0} r(t) f_k(t) dt = \int_0^{T_0} [s_m(t) + n(t)] f_k(t) dt \quad (1.24)$$

$$r_k = s_{mk} + n_k \quad K=1, 2, \dots, N \quad (1.25)$$

$$s_{mk} = \int_0^{T_0} s_m(t) f_k(t) dt \quad (1.26)$$

$$n_k = \int_0^{T_0} n(t) f_k(t) dt \quad (1.27)$$

Le signal est représenté maintenant par un vecteur s_m avec les composantes

$$s_m = [s_{m1}, s_{m2}, \dots, s_{mN}].$$

Les N-composante de bruit $\{n_k\}$ sont des variables aléatoires gaussiennes à moyenne nulle et non corrélées, avec une variance σ^2 . A partir de ce développement, il suit que les sortie des corrélateurs $\{r_k\}$ conditionnée par le $m^{\text{ième}}$ signal transmis sont des variables aléatoires gaussiennes à moyenne $E(r_k) = E(s_{mk} + n_k) = s_{mk}$ et de variance égal à σ^2 . Puisque les composantes du bruit n_k sont des variables aléatoires gaussiennes et non-corrélées, elles sont alors statistiquement indépendantes. En conséquence, les sorties des corrélateurs $\{r_k\}$ conditionnées sur le $m^{\text{ième}}$ signal qui était émis sont des variable aléatoires gaussiennes statistiquement indépendantes.

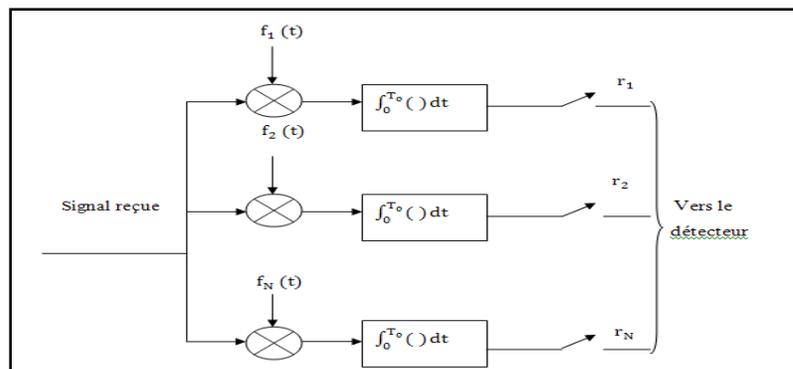


Fig. 1.7: Démodulateur type-corrélateur

Les fonctions densité de probabilité conditionnelle des variables aléatoires $r = [r_1, r_2, \dots, r_N]$ sont simplement

$$f_R(r/s_m) = \prod_{k=1}^N f_R(r_k/s_{mk}), \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (1.28)$$

Où

$$f_R(r_k/s_{mk}) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(r_k - s_{mk})^2}{2\sigma^2}\right], \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (1.29)$$

Par substitution, on obtient Les fonctions densité de probabilité conditionnelle conjointes

$$f_R(r/s_m) = \left(\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\right)^N \exp\left[-\frac{\sum_1^N (r_k - s_{mk})^2}{2\sigma^2}\right], \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (1.30)$$

Les sorties des corrélateurs (r_1, r_2, \dots, r_N) sont des statistique suffisantes pour faire une décision sur lequel des M signaux était transmis.

b) Démodulateur à filtre adaptés :

Un filtre adapté est filtre qui a une réponse impulsionnelle $h(t) = s(T_0 - t)$, $0 \leq t \leq T_0$

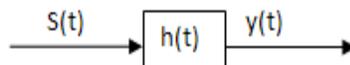


Fig. 1.8: Filtre adapté

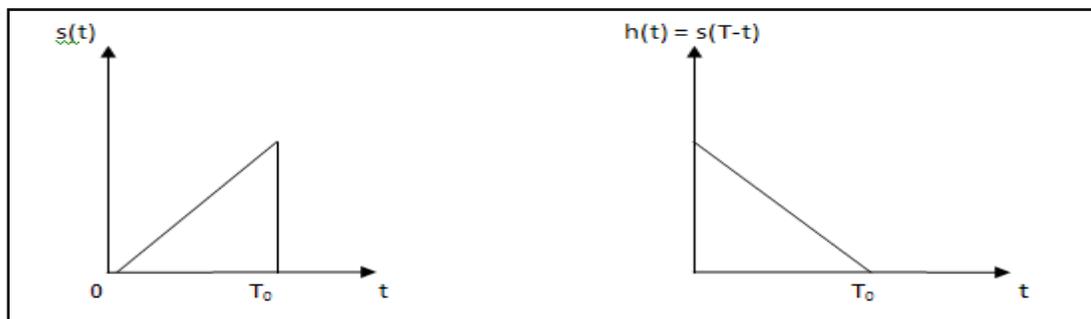


Fig. 1.9: un signal $s(t)$ et un filtre adapté à $s(t)$

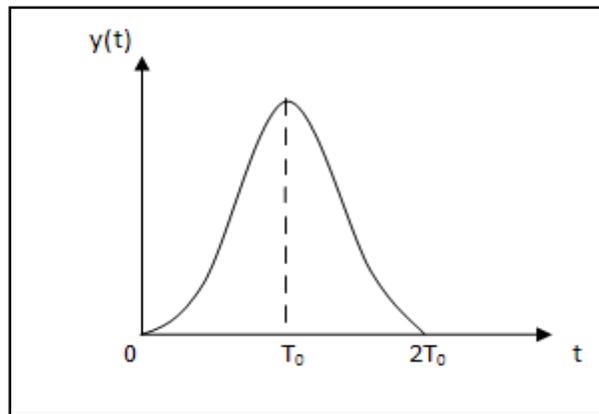


Fig. 1.10: la sortie du filtre adapté

La sortie de filtre adapté est la fonction d'autocorrélation de $s(t)$, on que cette fonction est paire de t et atteint son maximum à $t = T_0$.

Les filtres adaptés possèdent plusieurs propriétés :

- Si un signal est corrompu par un bruit AWGN, le filtre avec une réponse impulsionnelle adaptée à $s(t)$ maximise le rapport signal sur bruit SNR.
- Le rapport signal sur bruit d'un tel filtre $SNR = \frac{E}{\sigma^2}$ dépend de l'énergie E de $s(t)$ mais non des caractéristiques détaillées de $s(t)$. c'est une propriété intéressante des filtres adaptés.

Au lieu d'utiliser un ensemble de N -corrélateur pour générer les variables $\{r_k\}$, nous pouvons utiliser un ensemble de N -filtre adaptés

$$h_k(t) = f_k(T_0 - t) , \quad 0 \leq t \leq T_0 \quad (1.31)$$

Où $\{f_k(t)\}$ sont les N fonctions de base et $h_k(t) = 0$ en dehors de l'intervalle :

$$0 \leq t \leq T_0 \quad (1.32)$$

Les sorties de ces filtres sont :

$$\begin{aligned} y_k(t) &= \int_0^t r(\tau) h_k(t - \tau) d\tau \\ &= \int_0^t r(\tau) f_k(T_0 - t + \tau) d\tau , k = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (1.33)$$

Si on échantillonne les sortie des filtres à $t=T_0$, on obtient

$$y_k(T_0) = \int_0^{T_0} r(\tau) f_k(\tau) d\tau \quad (1.34)$$

$$= r_k , k = 1, 2, \dots, N \quad (1.35)$$

Les sorties échantillonnées des filtres adaptés sont exactement l'ensemble des valeurs $\{r_k\}$ obtenue par les N-corrélateurs linéaire.

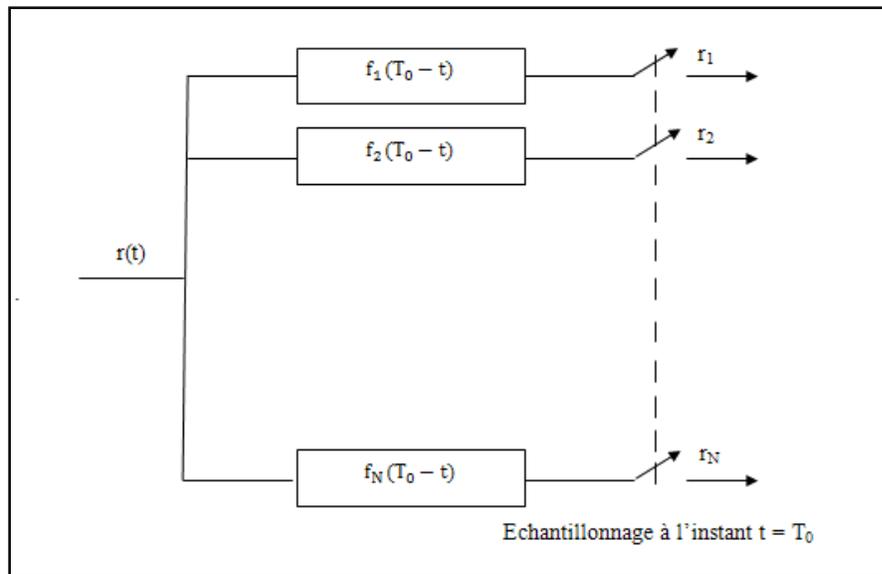


Fig. 1.11: Démodulateur à filtre adaptés

1.4.2 Détecteur optimal

Le détecteur a pour fonction de décider laquelle des M forme d'onde des signaux possible était transmise basé sur le vecteur $r = [r_1, r_2, \dots, r_N]$ obtenu à la sortie de démodulateur. Ce vecteur contient toute l'information sur la forme du signal reçu, l'objectif est de concevoir un détecteur de signaux qui fait une décision sur le signal transmis sur chaque intervalle $[0, T_0]$, cette décision est basé sur le vecteur r telle que la probabilité de la décision correcte soit maximisée.

La règle de décision optimal consiste, ayant reçu r , à choisir le signal émis s_m le plus probable. On appelle cette règle le maximum de probabilité a posteriori (MAP: maximum a posteriori probability).

$$s_m / \text{Max} P(r/s_m) \quad (1.36)$$

En utilisant la formule de Bayes, il vient :

$$P\left(s_m/r\right) = \frac{f_R(r/s_m)P(s_m)}{f_R(r)} \quad (1.37)$$

En sommant sur tous les signaux émis possibles, on peut écrire :

$$f_R(r) = \sum_{i=1}^M f_R(r/s_i) P(s_i) \quad (1.38)$$

Si l'on se place dans le cas de signaux émis équiprobable, c'est à dire :

$$\forall i, P(s_i) = \frac{1}{M} \quad (1.39)$$

En écrivant :

$$f_R(r) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M P_R(r/s_i) \quad (1.40)$$

On a alors :

$$P\left(s_m/r\right) = \frac{f_R(r/s_m)}{\sum_{i=1}^M P_R(r/s_i)} \quad (1.41)$$

Le dénominateur de cette expression est indépendant du signal émis s_m et la maximisation de la probabilité a posteriori est équivalente à la maximisation de la vraisemblance $P_R(r/s_m)$

$$s_m/\text{Max}P(s_m/r) \Leftrightarrow s_m/\text{Max}P_R(r/s_m) \quad (1.42)$$

La maximisation de ce critère sur l'ensemble des signaux émis possibles s'appelle le maximum de vraisemblance (ML: Maximum likelihood).

Si on se place dans le cas d'une transmission sur un canal à bruit aditif blanc gaussien, c'est à dire si l'on considère que, pour un signal émis s_m , le signal reçu r peut s'écrire :

$$r = s_m + b \quad (1.43)$$

Expression dans laquelle b représente un bruit blanc gaussien centré de variance σ^2 , alors la vraisemblance s'écrit :

$$p(r/s_m) = \left(\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\right) \exp\left\{-\frac{(r-s_m)^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (1.44)$$

En considérant le logarithme de cette vraisemblance, on obtient :

$$\ln P_R(r/s_m) = \frac{-1}{2} \ln \pi \sigma^2 - \frac{1}{2\sigma^2} (r - s_m)^2 \quad (1.45)$$

Maximiser cette expression en s_m revient alors simplement à minimiser la distance euclidienne entre le signal reçu et le signal émis :

$$s_m / \text{Min}(r - s_m)^2 \quad (1.46)$$

On introduit alors la métrique euclidienne :

$$D(r, s_m) = (r - s_m)^2 \quad (1.47)$$

En développant cette métrique, il vient :

$$s_m / \text{Min}D(r, s_m) \Leftrightarrow s_m / \text{Max}2\text{Re}(r \cdot s_m^*) - |s_m|^2 \quad (1.48)$$

Dans le cas de signaux s_i de même module $\forall i$, le critère revient à maximiser la partie réelle de la corrélation entre s_m et le signal reçu r .

1.5 DIAGRAMME DE L'ŒIL

Le diagramme de l'œil est une représentation qui permet d'apprécier la qualité des signaux numériques reçus avant le dispositif de démodulation. Il permet aussi d'étudier les effets des interférences inter-symbole. Le diagramme de l'œil du signal reçu est le suivant [5] :

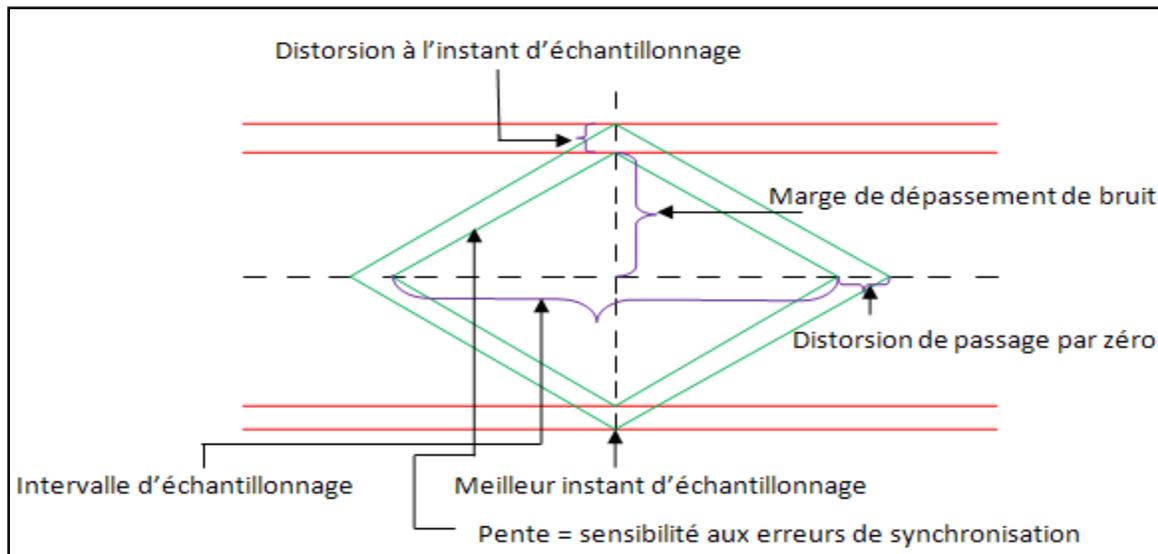


Fig. 1.12 : diagramme de l'œil

L'ouverture de l'œil traduit le bruit et les distorsions apportés lors du passage dans la chaîne de transmission. Il est important que l'opération d'échantillonnage se produise à l'instant précis où l'œil est le plus ouvert. Si l'œil est bien ouvert, le dispositif de démodulation pourra

discerner plus facilement les symboles transmis. Au contraire, si l'œil est fermé, il y aura de nombreuses erreurs de transmission.

Les causes de la fermeture de l'œil sont les suivantes :

- Le bruit : pour corriger ce défaut on doit améliorer la qualité du signal.
- Les interférences inter symbole: les caractéristiques amplitude-fréquence et/ou phase-fréquence sont altérées. Il faut corriger la chaîne de transmission pour réduire ces interférences. La sensibilité de système aux de synchronisation est déterminée par le taux de fermeture de l'œil.

1.6 BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE

La boucle à verrouillage de phase ou Phase Locked Loop (invention française datant de 1932) permet d'asservir la fréquence d'un VCO à la fréquence d'un signal de référence dans une certaine plage autour de la fréquence centrale f_0 [6].

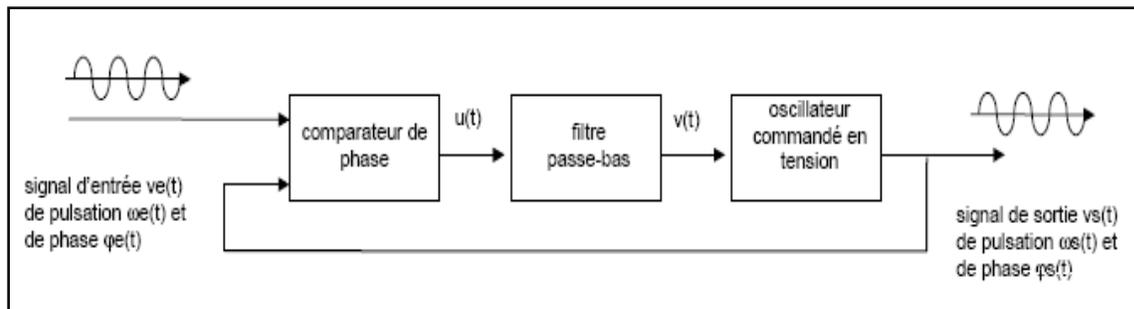


Fig. 1.13: Structure de la base boucle à verrouillage de phase

Les éléments de la PLL sont les suivants :

- l'oscillateur VCO donne une fréquence qui varie en fonction de la tension de commande v appliquée sur son entrée. Il est linéarisé autour de f_0 et caractérisé par sa pente K_0 :

$$K_0 = \frac{\text{variation de la pulsation du signal de sortie}}{\text{variation de la tension de commande}} \quad \text{en [radian/sV]}$$

- la fréquence du VCO est comparée avec une fréquence de référence (consigne) grâce à un comparateur de phase (Ou exclusif, comparateur phase-fréquence, pompe de charge).
- le comparateur de phase fournit à sa sortie une tension u alternative dont la valeur moyenne v donnée par un passe-bas est proportionnelle au déphasage entre v_e et v_s . Il est caractérisé par un coefficient souvent noté K_d défini par :

$$K_d = \frac{\text{valeur moyenne de la tension en sortie}}{\text{déphasage entre les signaux d'entrée}} = \frac{u_{\text{moy}}}{\phi} \quad \text{en [volts/radian]}$$

Le fonctionnement de la PLL est le suivant :

- en l'absence de signal injecté à l'entrée de la boucle, ou si la fréquence du signal injecté est en dehors de la plage de fonctionnement du VCO, la boucle est dite non verrouillée et $f_e = f_0$.
- si on injecte dans la boucle un signal de fréquence f_e voisin de f_0 , la PLL se verrouille et on aboutit au bout d'un temps bref (1 à 100 ms en général) à un état stable caractérisé par $f_e = f_s$.
- une fois la boucle verrouillée ou accrochée, la fréquence d'entrée peut varier dans la plage de verrouillage sans que cette boucle ne décroche et on a toujours $f_e = f_s$. si la fréquence d'entrée sort de la plage de verrouillage, la boucle décroche et on revient à la situation d'une boucle non verrouillée (à éviter dans la pratique)

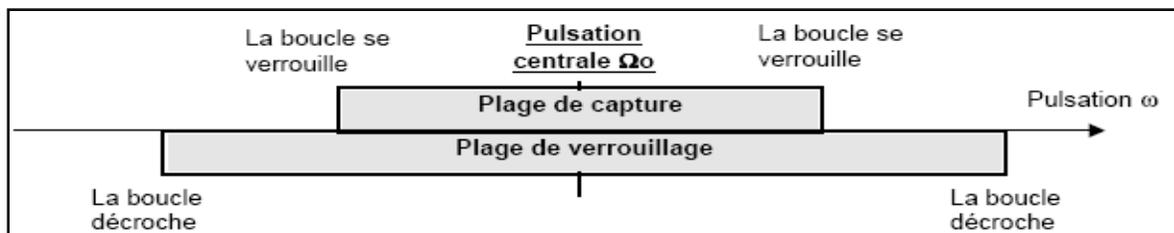


Fig. 1.14: Les plages de capture et de verrouillage.

Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, des rappelles sur les systèmes de communications numériques, nous avons donné un modèle d'un système de communication numérique, qui constituent de plusieurs blocs, parmi ces blocs, le bloc de synchronisation qui consiste à forcer le démodulateur de prendre des échantillons aux instants optimaux, nous avons donné quelque types de modulation numérique, tel que la modulation PAM, QAM, PSK et la modulation MSK. Nous avons donné le récepteur optimal, qui se compose de deux blocs, le démodulateur et le détecteur, pour le démodulateur, on distingue deux types, démodulateur à filtres adapté et a base des corrélateurs, nous avons mentionné le diagramme en œil, qui peut être considéré comme indicateur, ce diagramme, nous informe sur l'ISI, le rapport signal sur bruit, finalement, nous avons parlé sur la boucle PLL.

Chapitre 2

TECHNIQUES DE SYNCHRONISATION

Dans ce chapitre, nous décrivons les techniques de synchronisation. Nous donnons le modèle d'un système de communication et l'expression mathématique du signal reçu. Nous détaillons ensuite les méthodes de synchronisation à savoir la synchronisation de la porteuse et la récupération du symbole.

2.1 Synchronisation dans un système de Communication numérique

Le vocable synchronisation couvre divers problèmes d'estimation de paramètres qui doivent être résolus pour qu'une chaîne de communication fonctionne de manière satisfaisante [2] (voir figure 2.1).

Certaines modulations requièrent une démodulation cohérente, et que d'autres donnent lieu à de meilleures performances si l'on procède à une démodulation cohérente. Ceci exige d'estimer la phase de la porteuse (non modulée) qui se présente à l'entrée du récepteur. Ce problème porte le nom d'estimation de phase ou de synchronisation de porteuse. Il peut être résolu de deux manières :

- On superpose au signal utile un résidu de porteuse non modulé (ce qui coûte de la puissance) et on estime en continu la phase de ce résidu de porteuse.
- On estime ce paramètre à partir du signal modulé lui-même.

Quand on effectue une transmission sur un canal de type AWGN, la sortie du filtre adapté de réception doit être échantillonnée non seulement au bon rythme mais aussi aux bons instants sinon les symboles souffrent d'interférences entre symboles. Ce problème porte le nom d'estimation de l'instant d'échantillonnage ou d'estimation du timing.

Lorsqu'on effectue des transmissions à haut débit sur paires torsadées, le canal n'a pas une réponse en fréquence plate. Il est dit dispersif (en temps) ou sélectif en fréquence. Pour compenser l'effet du canal on a recours à un égaliseur en réception. La conception de cet égaliseur optimal requiert de connaître la réponse du canal, qui est généralement estimée par des techniques d'identification lors d'une phase d'initialisation. De telles techniques sont généralement appliquées sur un signal échantillonné avec une phase précise. L'égaliseur conçu ensuite est donc valable uniquement pour la réponse impulsionnelle obtenue par échantillonnage avec la même phase. Or, en raison des fluctuations de la fréquence d'horloge, il peut se faire que les instants d'échantillonnages se décalent par rapport à ceux souhaités. Le problème de synchronisation consiste à forcer l'échantillonneur à prendre des échantillons avec la bonne fréquence et la bonne phase. De tels récepteurs portent le nom de récepteurs synchrones car l'échantillonnage est mené à une cadence qui est la même que celle utilisée à l'émission. L'échantillonnage est opéré à une cadence quelconque pour autant qu'elle soit en conformité avec le théorème de Shannon. On estime ensuite à quelles positions auraient dû se trouver les échantillons, et leurs valeurs sont calculées par des techniques d'interpolation.

Dans d'autres contextes comme les transmissions par satellite en orbite basse, la vitesse de défilement est telle que la fréquence perçue par le récepteur change extrêmement rapide. Le problème dans ce contexte est celui de l'estimation de la fréquence de la porteuse.

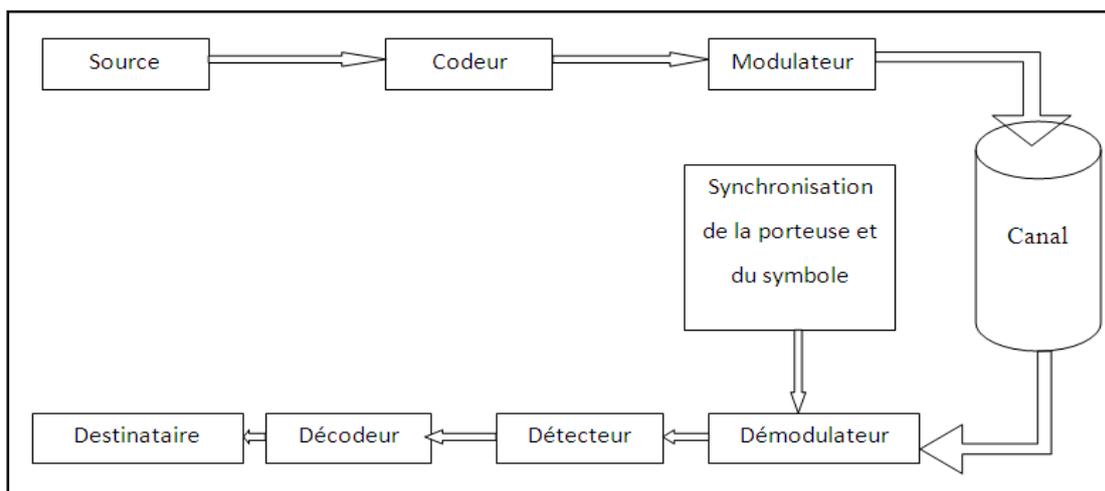


Fig. 2.1 : Schéma d'un système de transmission numérique

2.2 Estimation des paramètres du signal

Un des problèmes qui se posent, est l'estimation de certains paramètres tels que la fréquence, la phase de la porteuse et la détermination de l'instant optimal d'échantillonnage. On donne le nom de synchronisation à l'estimation de ces paramètres. En revanche la synchronisation de la porteuse, c'est-à-dire la compensation des effets du canal de transmission sur la phase du signal, se révèle être l'un des points les plus critique du démodulateur. En effet, le décodage de canal, même très puissant, est fortement sensible à une erreur de phase. Or la récupération de la phase s'avère particulièrement difficile dans les conditions de réception qui caractérisent une transmission entre un satellite et un terminal utilisateur, les variations de l'erreur de phase qui proviennent de l'instabilité des oscillateurs doivent être prises en compte.

Le principal obstacle pour l'estimation de l'erreur de phase provient de la méconnaissance des données transmises, aux niveaux du récepteur. Une réponse peut être apportée à ce problème par la transmission de symboles de référence dédiés à la synchronisation. Ces symboles étant connus au récepteur, la récupération de phase peut être améliorée. Nous savons que dans un système de communication numérique, la sortie de démodulateur doit être périodiquement échantillonnée, puisque le retard de propagation entre l'émetteur et le récepteur est généralement inconnu au récepteur. La synchronisation du symbole doit être dérivée du signal reçu afin de prélever synchroniquement les échantillons de la sortie de démodulateur [2].

2.2.1 Model mathématique

Nous développons un modèle mathématique pour le signal à l'entrée du récepteur, nous supposons que le canal retarde le signal, le bruit introduit par le canal est un bruit AWGN, le signal reçu peut être exprimé par [5] :

$$r(t) = s(t - \tau) + n(t) \quad (2.1)$$

Où :

$$s(t) = \text{Re}(s_1(t)e^{j2\pi f_c t}) \quad (2.2)$$

Tel que τ représente le retard du canal, $s_1(t)$ l'équivalent passe-bas du signal $s(t)$.

Le signal reçue peut être exprimé par :

$$r(t) = \text{Re}\{[s_1(t - \tau)e^{j\phi} + z(t)]e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.3)$$

Où $\phi = -2\pi f_c \tau$ représente la phase de la porteuse due au retard de propagation dans le canal, donc il peut être évident qu'il y a seulement un paramètre de signal à estimer, à savoir,

le retard de propagation, puisqu'on peut déterminer φ de la connaissance de τ et de f_c . Cependant ce n'est le cas, tout d'abord, l'oscillateur qui génère la porteuse pour la démodulation au niveau du récepteur est généralement n'est en phase avec celle de l'émetteur. En outre, les deux oscillateurs peuvent dériver lentement avec le temps, par conséquent, la phase de la porteuse ne dépend pas seulement du retard τ . Habituellement l'erreur d'estimation commise dans l'estimation du τ doit être une fraction relativement faible de T_0 , par exemple, $\pm 1\%$ de T_0 est suffisant pour l'application pratique. Cependant, ce niveau de précision est généralement insuffisant pour estimer la phase de la porteuse, par conséquent, une petite erreur d'estimation sur τ provoque une grande erreur sur la phase de la porteuse. En effet, nous devons estimer les paramètres φ et τ afin de démoduler et détecter avec cohérence le signal reçu. Par conséquent, nous pouvons exprimer le signal reçu par :

$$r(t) = s(t, \tau, \varphi) + n(t) \quad (2.4)$$

Où τ et φ représentent les paramètres du signal à estimer, pour simplifier la notation, on désigne par β le vecteur $\{ \tau, \varphi \}$.

2.2.2 Critères d'estimation des paramètres

Il y a deux critères qui sont largement appliqués à l'estimation des paramètres du signal [5] :

- Le critère du maximum de vraisemblance.
- Le maximum de probabilité à posteriori.

Dans le premier critère, le vecteur β est supposé comme variable aléatoire, caractérisé par la fonction de densité de probabilité à priori $p(\beta)$, par contre dans le second critère, le vecteur β est déterministe, mais inconnu, $r = [r_1, r_2, \dots, r_N]$ représente la projection de $r(t)$ dans une base orthonormé, $\{f_n(t)\}$ l'ensemble des fonctions de base, $p(r/\beta)$ est la fonction de densité de probabilité du variable aléatoire r , l'estimation au sens du maximum de vraisemblance de β maximise la fonction de densité de probabilité a posteriori $p(\beta/r)$ donnée par :

$$p(\beta/r) = \frac{P(r/\beta)P(\beta)}{P(r)} \quad (2.5)$$

$p(\beta)$ est supposé uniforme sur toute la gamme des valeurs des paramètres, donc la valeur de β qui maximise $p(r/\beta)$ maximise également $p(\beta/r)$. L'estimation de φ porte le nom de synchronisation de la porteuse, et l'estimation de τ est la synchronisation du symbole.

2.3 Synchronisation de la porteuse

On distingue deux cas qualitativement différents selon l'ordre de grandeur de l'erreur sur la porteuse : l'estimation de la fréquence et l'estimation de la phase [5].

2.3.1 Estimation de la fréquence

On estime la fréquence dans le cas d'un décalage fort, par exemple dans une communication par satellite, l'erreur sur la porteuse est liée au décalage Doppler, qui peut être grande vis à vis du largeur de bande du signal, il est alors nécessaire d'estimer et compenser ce décalage avant tout traitement en bande de base. On considère le cas extrême dans lequel le décalage est si important que le signal reçu sort de la bande passante du filtre de réception. Des systèmes capables d'estimer de grand écart fréquentiels existent : on peut par exemple estimer l'erreur de fréquence en mesurant la différence d'énergie entre deux bandes de part et d'autre de la porteuse et utiliser cette mesure pour asservir la démodulation [7].

2.3.2 Estimations de la phase

Nous concéderons que le décalage fréquentiel résiduel est suffisamment faible, donc on estime juste la phase de la porteuse. Les techniques utilisées pour réaliser la synchronisation de la phase sont [5]:

- Estimation au sens du maximum de vraisemblance MV.
- Estimations à l'aide de la boucle à verrouillage de phase PLL.
- Estimation au sens du maximum de vraisemblance DD (Decision Directed).
- Estimation au sens du maximum de vraisemblance NDD (No Decision Directed).

2.4 Estimation au sens du maximum de vraisemblance MV

La fonction de densité de probabilité, dans le cas d'un bruit blanc gaussien est donnée par l'expression (2.6) :

$$p(r/\beta) = \left(\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\right)^N \exp\left\{-\frac{\sum_1^N (r_n - s_n(\beta))^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (2.6)$$

Où

$$r_n = \int_0^T r(t) f_n(t) dt \quad (2.7)$$

$$s_n(\beta) = \int_0^T s(t, \beta) f_n(t) dt \quad (2.8)$$

Où $T = k T_0$, T_0 est la période du symbole, T représente l'intervalle d'observation.

Par substitution de (2.7) et (2.8) dans (2.6), on obtient l'expression :

$$p(r/\beta) = \left(\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\right)^N \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^T (r(t) - s(t, \beta))^2 dt\right\} \quad (2.9)$$

Pour la simplification, on suppose que l'échantillonnage se fait au bon moment, c'est à dire on pose $\tau = 0$, donc la fonction de vraisemblance est donnée par :

$$L(\varphi) = \exp\left[\underbrace{-\frac{1}{N_0} \int_0^T (r(t))^2 dt}_1 + \underbrace{\frac{2}{N_0} \int_0^T r(t)s(t, \varphi)}_2 - \underbrace{\frac{1}{N_0} \int_0^T (s(t, \varphi))^2 dt}_3\right] \quad (2.10)$$

A partir de cette fonction, on remarque que le premier terme et le dernier ne dépendent pas du paramètre de synchronisation φ , donc la fonction de vraisemblance devient :

$$L(\varphi) = c \exp\left\{\frac{2}{N_0} \int_0^T r(t)s(t, \varphi) dt\right\} \quad (2.11)$$

Où C : est une constante indépendante de φ .

La valeur de la phase qui correspond au maximum de la fonction de vraisemblance est obtenue quand la dérivée de la fonction égale à zéro. Pour simplifier les calculs on utilise la fonction de vraisemblance logarithmique. Donc l'équation (2.11) devient :

$$L_L(\varphi) = \frac{2}{N_0} \int_0^T r(t)s(t, \varphi) dt \quad (2.12)$$

$$\frac{dL_L(\varphi)}{d\varphi} = 0 \quad (2.13)$$

Pour une modulation PAM binaire, Le signal reçu est donné par :

$$r(t) = A \cos(2\pi fct + \varphi) + n(t) \quad (2.14)$$

L'équation (2.13) devient

$$\int_0^T r(t) \sin (2\pi f_c t + \hat{\varphi}) dt = 0 \tag{2.15}$$

D'où la phase estimée :

$$\hat{\varphi} = - \tan^{-1} \left[\frac{\int_0^T r(t) \sin (2\pi f_c t) dt}{\int_0^T r(t) \cos(2\pi f_c t) dt} \right] \tag{2.16}$$

Nous remarquons que la condition donnée par l'équation 2.14 implique d'utiliser la boucle PLL (voir figure : 2.2 et 2.3).

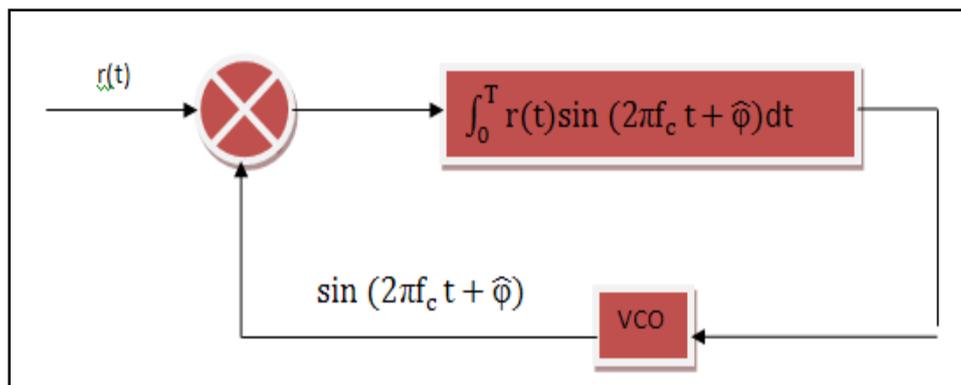


Fig. 2.2 : Estimation de la porteuse au sens du maximum de vraisemblance

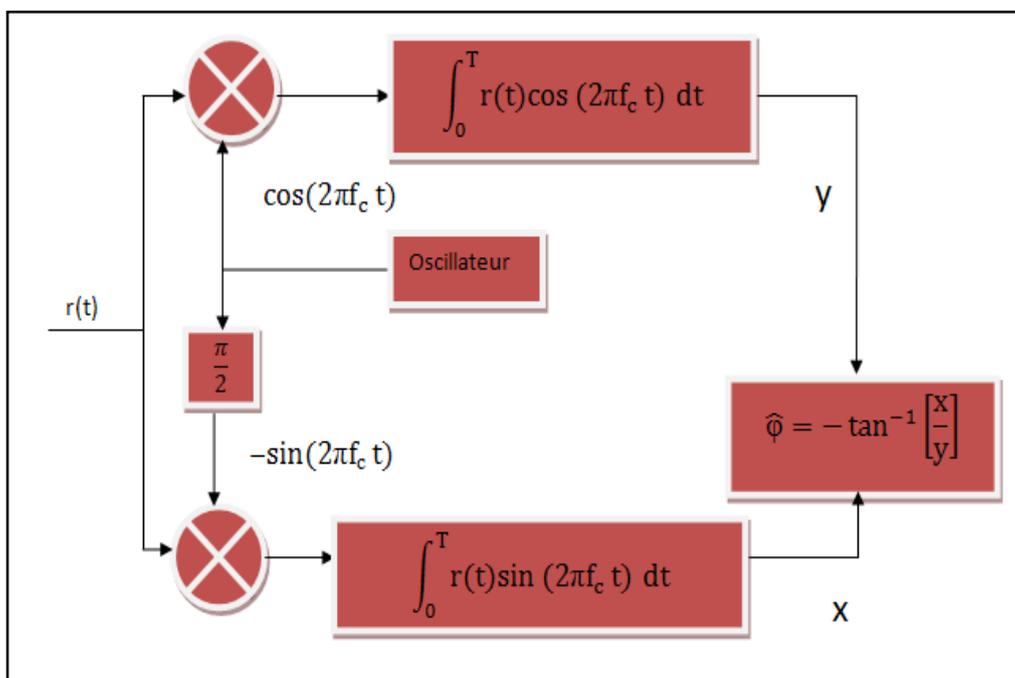


Fig.2.3 Estimation de la phase de la porteuse au sens du maximum de vraisemblance

2.5 Estimations a l'aide de la boucle PLL

Une boucle à verrouillage de phase est un système bouclé qui peut être décomposé en trois parties, un multiplieur, un filtre de boucle, et un oscillateur commandé par une par tension, (voir figure.2.4).

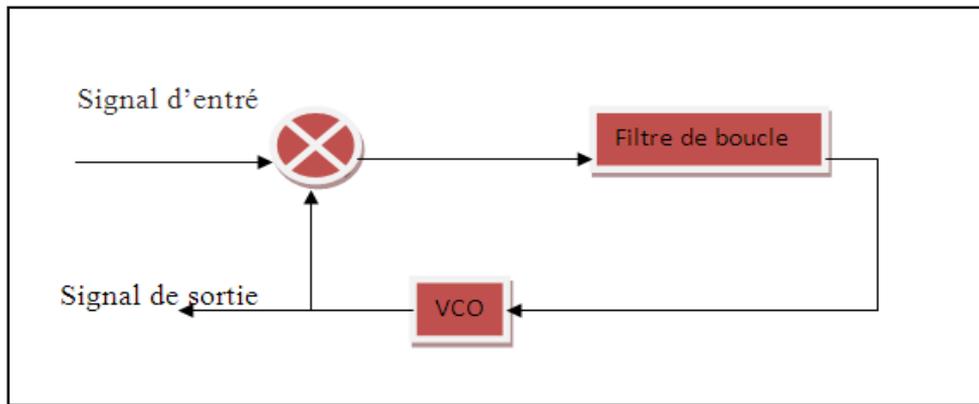


Fig. 2.4 la boucle à verrouillage de phase (PLL)

Si nous supposons que l'entrée du PLL est une sinusoïde $\cos(2\pi f_c t + \varphi)$, et la sortie de VCO est $\sin(2\pi f_c t + \hat{\varphi})$, où $\hat{\varphi}$ est l'estimé de φ , le produit des deux signaux est le signal $e(t)$ donné par :

$$\begin{aligned} e(t) &= \cos(2\pi f_c t + \varphi) \sin(2\pi f_c t + \hat{\varphi}) \\ &= \frac{1}{2} \sin(\hat{\varphi} - \varphi) + \frac{1}{2} \sin(4\pi f_c t + \varphi + \hat{\varphi}) \end{aligned} \quad (2.17)$$

Le filtre de boucle est un filtre passe-bas, qui conserve la composante basse fréquence $\frac{1}{2} \sin(\hat{\varphi} - \varphi)$, et élimine la composante à $2f_c$, ce filtre habituellement choisi pour avoir relativement une simple fonction de transfert $G(s)$ définie par :

$$G(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{1 + \tau_1 s} \quad (2.18)$$

Où τ_1 et τ_2 sont deux paramètres qui contrôlent la largeur de bande de la boucle ($\tau_1 > \tau_2$), un filtre d'ordre supérieure peut être utilisé, pour obtenir une meilleure réponse de la boucle, la sortie du filtre de boucle est la commande $v(t)$ du VCO, le VCO génère un signal sinusoïdal dont la phase instantanée est donnée par :

$$2\pi f_c t + \hat{\varphi} = 2\pi f_c t + K \int_{-\infty}^t v(\tau) d\tau \quad (2.19)$$

Où K est un gain constant en [rad/V], par conséquent :

$$\hat{\varphi}(t) = K \int_{-\infty}^t v(\tau) d\tau \quad (2.20)$$

En négligeant les termes à doubles fréquences de la multiplication du signal d'entrée avec la sortie de VCO, nous pouvons réduire la PPL en un System équivalent en boucle fermé (voir figure 2.5). La fonction $\sin(\hat{\varphi} - \varphi)$ est non-linéaire, dans les opérations normales, quand la boucle poursuit la phase de la porteuse entrant, l'erreur de phase $\hat{\varphi} - \varphi$ est faible, donc :

$$\sin(\hat{\varphi} - \varphi) = \hat{\varphi} - \varphi \quad (2.21)$$

Avec cette approximation, la PLL devient linéaire et caractérisée par la fonction de transfert en boucle ouverte suivante :

$$H(s) = \frac{KG(s)/s}{1+KG(s)/s} \quad (2.22)$$

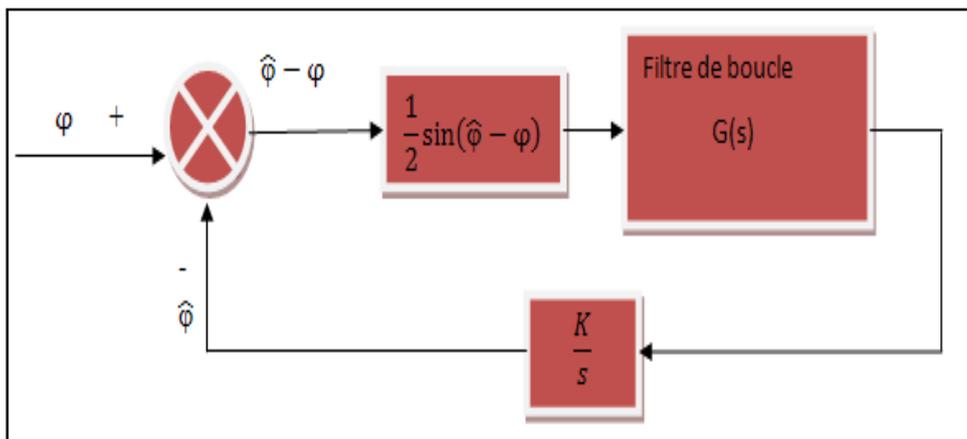


Fig. 2.5 : Model de la boucle à verrouillage de phase (PLL)

Lorsque le facteur $\frac{1}{2}$ est intégré dans k , par substitution de (2.18) dans (2.22), nous obtenons :

$$H(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{1 + (\tau_2 + \frac{1}{K})s + (\frac{\tau_1}{K})s^2} \quad (2.23)$$

Le système PLL linéaire est un système du second ordre, le paramètre τ_2 contrôle la position des zéro, tandis que K et τ_1 sont utilisés pour commander la position des pôles du système, il est usuel d'exprimer le dénominateur de $H(s)$ sous une forme standard :

$$D(s) = s^2 + 2\delta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (2.24)$$

Où δ est le facteur d'amortissement de la boucle et ω_n la pulsation propre de la boucle. En

termes de paramètre de boucle, $\omega_n = \sqrt{\frac{K}{\tau_1}}$ et $\delta = \frac{(\tau_2 + 1/K)\omega_n}{2}$.

La fonction de transfert $H(s)$ devient :

$$H(s) = \frac{\left(2\delta\omega_n - \frac{\omega_n^2}{K}\right)s + \omega_n^2}{s^2 + 2\delta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.25)$$

2.6 Estimation au sens du maximum de vraisemblance DD

Durant une phase dite d'apprentissage ou d'acquisition, on peut envoyer une séquence de symboles connus de récepteur. L'algorithme de synchronisation qui utilise la connaissance des symboles porte le nom data aided (DA) en anglais. Ensuite, les symboles sont estimés par la décision sur les données reçues, on parle d'algorithme de décision directe (Decision-Directed DD). Le mode DD doit être précédé d'une DA qui fournit une estimation suffisamment fiable de paramètre. Donc le symbole envoyé I_n est confondu avec le symbole détecté \bar{I}_n dans ce cas le signal $s(t, \varphi)$ est complètement connu sauf que la phase de la porteuse est inconnue.

On considère une modulation linéaire, le signal reçu est donné :

$$r(t) = e^{-j\varphi} \sum_n I_n g(t - nT_0) + Z(t) = s_1(t) e^{-j\varphi} + Z(t) \quad (2.26)$$

Où

$$Z(t) = n_c(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi) - n_s(t) \sin(2\pi f_c t + \varphi) \quad (2.27)$$

Tel que l'équivalent passe-bas $s_1(t)$ est connu si la séquence des symboles I_n est connue. La fonction de vraisemblance est donnée par :

$$L(\varphi) = \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T |r(t) - s(t, \varphi)|^2 dt \right\} \quad (2.28)$$

$$L(\varphi) = \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T |r(t)|^2 dt + 2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{N_0} \int_0^T r(t) s_1^*(t, \varphi) dt \right\} - \frac{1}{N_0} \int_0^T |s_1(t, \varphi)|^2 dt \right\} \quad (2.29)$$

$$L(\varphi) = \exp \left[2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{N_0} \int_0^T r(t) s_1^*(t) e^{j\varphi} dt \right\} \right] \quad (2.30)$$

Pour simplifier les calculs, on passe à la fonction de vraisemblance logarithmique :

$$L_L(\varphi) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{N_0} \int_0^T r(t) s_1^*(t) e^{j\varphi} dt \right\} \quad (2.31)$$

Par substitution de $s_1(t)$ dans (2.31), on obtient :

$$L_L(\varphi) = \operatorname{Re} \left\{ e^{j\varphi} \frac{1}{N_0} \sum_0^{K-1} I_n^* \int_{nT_0}^{(n+1)T_0} r(t) g^*(t - nT_0) dt \right\} \quad (2.32)$$

$$= \operatorname{Re} \left\{ e^{j\varphi} \frac{1}{N_0} \sum_0^{K-1} I_n^* Y_n \right\} \quad (2.33)$$

Où, par définition y_n est la sortie du filtre adapté :

$$y_n = \int_{nT_0}^{(n+1)T_0} r(t) g^*(t - nT_0) dt \quad (2.34)$$

$$L_L(\varphi) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{N_0} \sum_0^{K-1} I_n^* Y_n \right\} \cos(\varphi) - \operatorname{Im} \left\{ \frac{1}{N_0} \sum_0^{K-1} I_n^* Y_n \right\} \sin(\varphi) \quad (2.35)$$

Le développement de l'équation (2.35) donne la valeur de la phase estimée correspond au maximum de la fonction $L_L(\varphi)$, cette valeur est obtenue par annulation de première dérivée.

Alors $\hat{\varphi}$ est donnée par la formule :

$$\hat{\varphi}_{ML} = -\tan^{-1} \left[\operatorname{Im} \left\{ \frac{1}{N_0} \sum_0^{K-1} I_n^* Y_n \right\} / \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{N_0} \sum_0^{K-1} I_n^* Y_n \right\} \right] \quad (2.36)$$

Une décision rétroaction PLL pour le signal MPSK de la forme :

$$r_m(t) = A \cos(2\pi f_c t + \varphi + \theta_m) + n_c(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi) - n_s(t) \sin(2\pi f_c t + \varphi) \quad (2.37)$$

$$\text{Où} \quad \theta_m = \frac{2\pi}{M} (m - 1) \quad (2.38)$$

Et $m = 1, 2, \dots, M$.

Le signal reçu est multiplié par les porteuses en quadrature $\cos(2\pi f_c t + \hat{\varphi})$ et $\sin(2\pi f_c t + \hat{\varphi})$, les deux sorties des multiplicateurs sont retardés par la durée de symbole T_0 et multipliés par $\cos(\hat{\varphi}_m)$ et $\sin(\hat{\varphi}_m)$.

$$\begin{aligned} r(t) \cos(2\pi f_c t + \hat{\varphi}) \sin(\hat{\varphi}_m) &= \frac{1}{2} [A \cos(\hat{\varphi}_m) + n_c(t)] \sin(\hat{\varphi}_m) \cos(\Delta\varphi) \\ &\quad - \frac{1}{2} [A \sin(\hat{\varphi}_m) + n_s(t)] \sin(\hat{\varphi}_m) \sin(\Delta\varphi) \\ &\quad + \text{un terme de fréquence double} \end{aligned} \quad (2.39)$$

$$\begin{aligned} r(t) \sin(2\pi f_c t + \hat{\varphi}) \cos(\hat{\varphi}_m) &= -\frac{1}{2} [A \cos(\hat{\varphi}_m) + n_c(t)] \cos(\hat{\varphi}_m) \sin(\Delta\varphi) \\ &\quad - \frac{1}{2} [A \sin(\hat{\varphi}_m) + n_s(t)] \cos(\hat{\varphi}_m) \cos(\Delta\varphi) \\ &\quad + \text{un terme de fréquence double} \end{aligned} \quad (2.40)$$

$$S(t) = A \cos(2\pi f_c t) \quad , \quad 0 \leq t \leq T_0 \quad (2.42)$$

Où $A = \{+1, -1\}$ tel que les deux valeurs sont équiprobable :

$$p(A) = \frac{1}{2} [(\delta(A - 1) + \delta(A + 1))] \quad (2.43)$$

Puisque la séquence des symboles est aléatoire, on fait la moyenne, donc la fonction vraisemblance devient :

$$\begin{aligned} \bar{L}(\varphi) &= \int_{-\infty}^{+\infty} L(\varphi) p(A) dA \\ &= \frac{1}{2} \exp \left[\frac{2}{N_0} \int_0^{T_0} r(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi) dt \right] \\ &\quad + \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{2}{N_0} \int_0^{T_0} r(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi) dt \right] \\ &= \cosh \left[\frac{2}{N_0} \int_0^{T_0} r(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi) dt \right] \end{aligned} \quad (2.44)$$

La fonction de vraisemblance logarithmique :

$$\bar{L}_L(\varphi) = \ln \left\{ \cosh \left[\frac{2}{N_0} \int_0^{T_0} r(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi) dt \right] \right\} \quad (2.45)$$

Par annulation de la dérivée de $\bar{L}_L(\varphi)$, nous obtenons la phase estimée, malheureusement, il est non-linéaire, la non-linéarité augmente avec le nombre de niveau considéré, par conséquent, une solution exacte est difficile à obtenir, et les approximations sont possibles, en particulier,

$$\text{Incosh}x = \begin{cases} \frac{x^2}{2}, & |x| < 1 \\ |x|, & |x| > 1 \end{cases} \quad (2.46)$$

Nous pouvons simplifier le problème en supposant que les symboles sont des variables aléatoires continues, Alors A est un variable aléatoire gaussien, de densité de probabilité $p(A)$ donnée par :

$$p(A) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{A^2}{2}} \quad (2.47)$$

La moyenne de la fonction vraisemblance est :

$$\bar{L}(\varphi) = C \exp \left\{ \left[\frac{2}{N_0} \int_0^{T_0} r(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi) dt \right]^2 \right\} \quad (2.48)$$

$$\bar{L}_L(\varphi) = \left[\frac{2}{N_0} \int_0^{T_0} r(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi) dt \right]^2 \quad (2.49)$$

Nous pouvons obtenir l'estimation de vraisemblance de la phase en différenciant $\bar{L}_L(\varphi)$, ensuite, on annule cette différenciation.

Il est intéressant de noter que la fonction de vraisemblance est supposée quadratique dans le cas gaussienne, et qu'elle est approximativement quadratique, comme indiqué dans (2.46). Pour de petites valeurs de la corrélation croisée du $r(t)$ avec $s(t, \varphi)$. En d'autres termes, si la corrélation croisée pendant un intervalle simple est petite, le caractère gaussien pour la distribution des symboles de l'information rapporte une bonne approximation de la fonction de vraisemblance logarithmique.

En raison de ces résultats, nous pouvons employer l'approximation gaussienne sur tous les symboles dans l'intervalle d'observation $T = K T_0$. Spécifiquement, nous supposons que les K symboles sont statistiquement indépendants et identiquement distribués. En faisant la moyenne de la fonction de vraisemblance $L(\varphi)$, dont la fonction de densité de probabilité est gaussienne, pour chacun des symboles K dans l'intervalle $T = K T_0$, nous obtenons le résultat :

$$\bar{L}(\varphi) = C \exp \left\{ \sum_{n=0}^{K-1} \left[\frac{2}{N_0} \int_{nT_0}^{(n+1)T_0} r(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi) dt \right]^2 \right\} \quad (2.50)$$

$$\bar{L}_L(\varphi) = \left\{ \sum_{n=0}^{K-1} \left[\frac{2}{N_0} \int_{nT_0}^{(n+1)T_0} r(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi) dt \right]^2 \right\} \quad (2.51)$$

La condition pour l'estimation du maximum de vraisemblance est donnée par :

$$\sum_{n=0}^{K-1} \int_{nT_0}^{(n+1)T_0} r(t) \cos(2\pi f_c t + \hat{\varphi}) dt \int_{nT_0}^{(n+1)T_0} r(t) \sin(2\pi f_c t + \hat{\varphi}) dt = 0 \quad (2.52)$$

La boucle illustrée dans figure 2.7 ressemble à une boucle de Costas, qui est décrite ci-dessous. Nous notons que la multiplication des deux signaux des intégrateurs détruit le signe porté par les symboles. Dans une configuration de poursuite de boucle, ce filtre peut être mis en application comme filtre numérique passe-bas.

D'une façon semblable, on peut obtenir l'estimation de la phase pour une modulation QAM et M-PSK. Le point de départ est de faire la moyenne de la fonction de vraisemblance indiquée par l'équation (2.11).

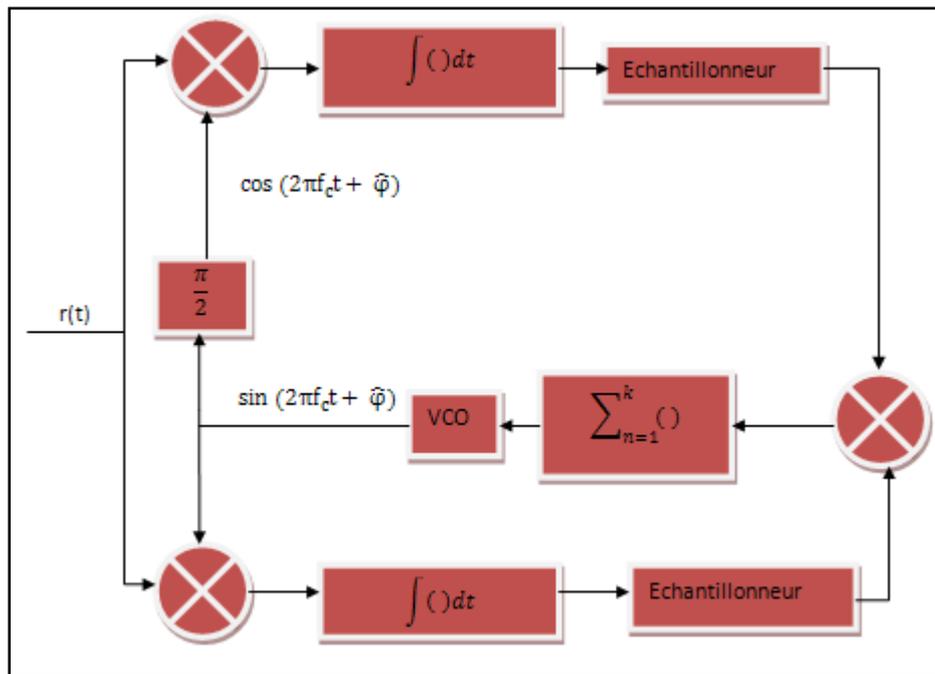


Fig. 2.7 : l'estimation de la phase de la porteuse pour un signal PAM.

Dans le contexte des télécommunications, le problème ne se pose naturellement pas directement puisque le signal est modulé. Dans un premier temps, il faut donc éliminer cette modulation, ensuite estimer la valeur de la phase de la porteuse à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase. Nous présentons deux méthodes permettant de supprimer la modulation :

- boucle à quadrature
- boucle de Costas.

2.7.1 Boucle à quadrature

Est une boucle qui est largement répandue dans la pratique pour établir la phase de la porteuse des signaux envoyés de double bande latérale avec porteuse supprimés tels que la PAM, on considère le problème d'estimation de la phase du porteuse d'un signal digitalement modulé PAM de la forme :

$$s(t) = A(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi) \quad (2.53)$$

Où $A(t)$ est l'information numérique. Noter que $E[s(t)] = E[A(t)] = 0$ quand les niveaux de signal sont symétrique environ zéro. En conséquence, la valeur moyenne de $s(t)$ ne produit aucun déphasage en toute fréquence. Une méthode pour régénérer la porteuse à partir du signal reçu est la mise au carré du signal $s(t)$, afin de produire la composante de fréquence à $2f_c$ et ensuite f_c . La modulation ayant été supprimée, une boucle à verrouillage de phase peut ensuite être utilisée pour restaurer la fréquence $2f_c$. En résumé une boucle à

quadrature permet de récupérer la porteuse d'un signal modulé. Cette méthode est illustrée dans le schéma fonctionnel montré dans la figure. 2.8.

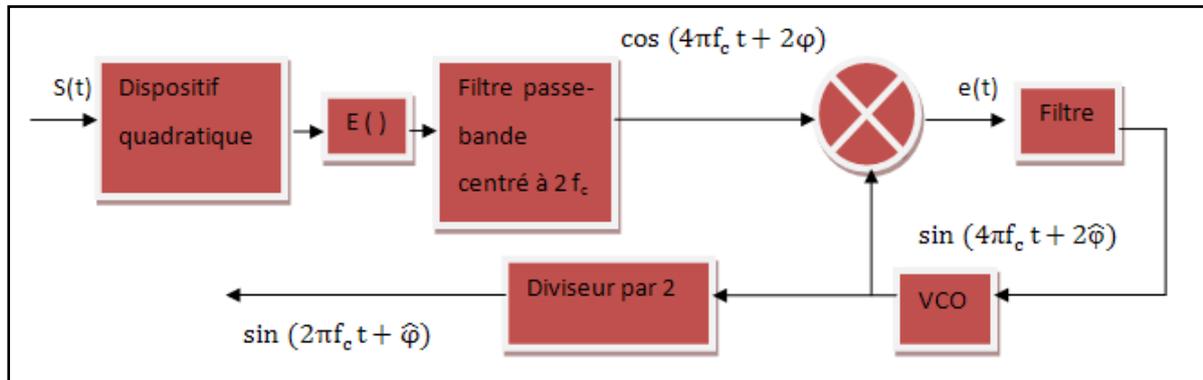


Fig. 2.8: Récupération de la porteuse par la boucle à quadrature

La sortie du dispositif quadratique est :

$$\begin{aligned} s^2(t) &= A^2(t)\cos^2(2\pi f_c t + \varphi) \\ &= \frac{1}{2}A^2(t) + \frac{1}{2}A^2(t)\cos(4\pi f_c t + 2\varphi) \end{aligned} \quad (2.54)$$

Puisque la modulation est un processus stochastique stationnaire, la valeur prévue de $s^2(t)$ est :

$$E[s^2(t)] = \frac{1}{2}E[A^2(t)] + \frac{1}{2}E[A^2(t)]\cos(4\pi f_c t + 2\varphi) \quad (2.55)$$

Si la sortie du dispositif quadratique est passé par le filtre passe-bandes accordées au terme de double fréquence dans la formule (2.55), la sortie du filtre est une sinusoïde avec la fréquence $2f_c$, la phase 2φ et d'amplitude $\frac{1}{2}E[A^2(t)]H(2f_c)$ où $H(2f_c)$ est le gain du filtre à $f = 2f_c$. Ainsi, le dispositif quadratique produit un composant périodique à partir du signal d'entrée $s(t)$. En effet, le carré de $s(t)$ a enlevé le signe de l'information contenue dans $A(t)$. La composante de filtrage à la fréquence $2f$ est alors employée pour conduire d'utiliser la PLL.

L'opération quadrature a pour effet d'augmenter le niveau de puissance de bruit à l'entrée du PLL et la variation de l'erreur de phase.

En présence de bruit, on remplace le signal $s(t)$ par $s(t) + n(t)$ où $s(t)$ est donné par (2.53) et $n(t)$ représente le processus gaussien additif passe-bande de bruit. Par la mise au carré de $s(t) + n(t)$, nous obtenons :

$$y(t) = s^2(t) + n^2(t) + 2s(t)n(t) \quad (2.56)$$

Où $s^2(t)$ est la composante désirée et les autres termes sont des bruits. On calcule la fonction d'autocorrélation et la densité spectrale de puissance pour les deux termes de bruits, on peut facilement prouver que les deux termes ont des puissances spectrales dans la bande de fréquence centré à $2f_c$. En conséquence, le filtre passe-bande avec la largeur de bande B_{bp} centrée à $2f_c$, qui produit les composantes désirées du signal sinusoïdal pour commander la PLL, passe également le bruit dû à ces deux termes.

Puisque la largeur de bande de la boucle est conçue pour être sensiblement plus petite que la largeur de bande B_{bp} du filtre passe-bande, tout le spectre de bruit à l'entrée du PLL peut être rapproché comme constante dans la largeur de bande de boucle.

En conclusion, nous observons que la fréquence de la sortie du VCO de la boucle à quadrature doit être divisée par 2 pour produire la porteuse pour la démodulation de signal. Il convient de noter que le diviseur de fréquence a une ambiguïté de phase de 180 degré relativement à la phase du signal reçu. Pour cette raison, les données binaires doivent être codées à l'aide d'un codeur différentiel avant la transmission et être décodées au récepteur.

2.7.2 La boucle de Costas

La boucle de Costas est une autre méthode pour établir la phase de la porteuse des signaux envoyés de double bande latérale avec porteuse supprimés. Cette méthode a été développée par Costas en 1956 (voire figure 2.9).

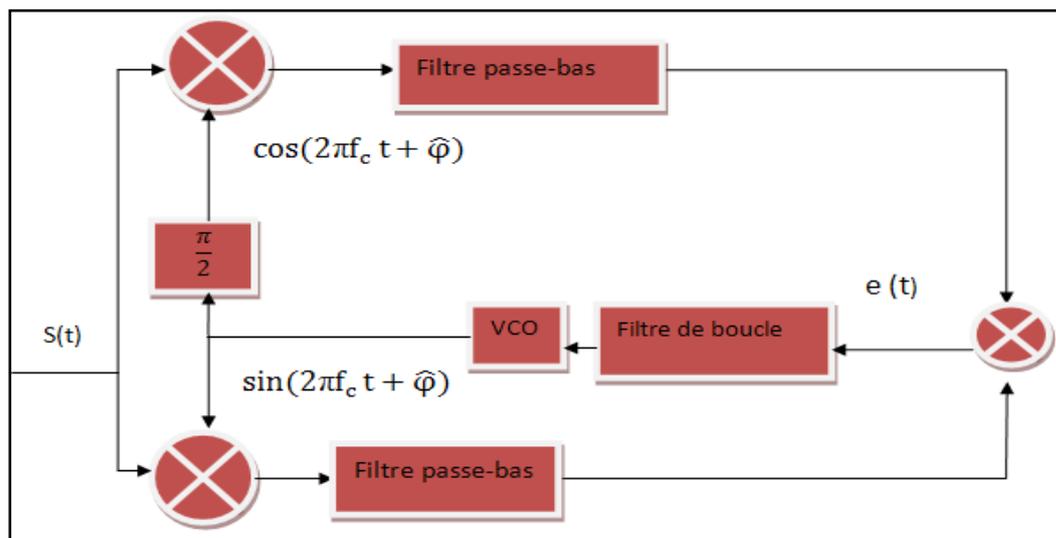


Fig.2.9 : boucle de Costas

Le signal reçu est multiplié par $\cos(2\pi f_c t + \hat{\varphi})$ et $\sin(2\pi f_c t + \hat{\varphi})$, qui sont des sorties de VCO, donc les deux produits sont :

$$\begin{aligned} y_c(t) &= [s(t) + n(t)] \cos(2\pi f_c t + \hat{\varphi}) \\ &= \frac{1}{2} [A(t) + n_c(t)] \cos(\Delta\varphi) + \frac{1}{2} n_s(t) \sin(\Delta\varphi) \end{aligned} \quad (2.57)$$

$$+ \text{un terme de fréquence double} \quad (2.58)$$

$$\begin{aligned} y_s(t) &= [s(t) + n(t)] \sin(2\pi f_c t + \hat{\varphi}) \\ &= \frac{1}{2} [A(t) + n_c(t)] \sin(\Delta\varphi) - \frac{1}{2} n_s(t) \cos(\Delta\varphi) \\ &+ \text{un terme de fréquence double} \end{aligned} \quad (2.59)$$

Où $\Delta\varphi = \hat{\varphi} - \varphi$ est l'erreur de la phase. Les termes de double fréquence sont éliminés par le filtre passe-bas.

Un signal d'erreur a été produit par multiplication de deux sorties de filtres passe-bas, donc :

$$\begin{aligned} e(t) &= \frac{1}{8} \{ [A(t) + n_c(t)]^2 - n_s^2(t) \} \sin(2\Delta\varphi) \\ &- \frac{1}{4} n_s(t) [A(t) + n_c(t)] \cos(2\Delta\varphi) \end{aligned} \quad (2.60)$$

Ce signal d'erreur est filtré par le filtre de boucle, dont la sortie est la tension de commande de VCO.

Nous notons que le signal d'erreur dans le filtre de boucle comprend le terme $A^2(t) \sin[2(\hat{\varphi} - \varphi)]$, plus les termes non désirés. Ces deux termes sont semblables aux deux termes de bruit à l'entrée du PLL pour la méthode de boucle à quadrature. En fait, si le filtre de boucle dans la boucle de Costas est identique au filtre utilisé dans la boucle à quadrature, donc les deux boucles sont équivalentes. Dans cette condition, la fonction de densité de probabilité de l'erreur de phase et la performance des deux boucles sont identiques.

Il est intéressant de noter que les filtres passe-bas utilisés pour rejeter les termes à fréquence doubles ce sont des filtres adaptés. Si les filtres adaptés sont utilisés comme des filtres passe-bas, leurs sorties pourraient être prélevées au débit binaire, à la fin de chaque intervalle de signal, et les échantillons de signal de temps discret pourraient être employés pour conduire la boucle. L'utilisation du filtre adapté donne comme conséquence, un faible petit bruit dans la boucle.

En conclusion, nous notons que, comme dans le PLL à quadrature, la sortie du VCO contient une ambiguïté de phase de 180^0 , rendant nécessaire le besoin de codage différentiel des données avant la transmission et un décodage différentiel après le démodulateur.

2.7.3 Estimation de la porteuse dans le cas d'un signal a phase multiple

Quand l'information numérique est transmise par l'intermédiaire de la modulation de M-PSK. Pour fournir la porteuse nécessaire à la démodulation. Le signal reçu de M-phase, peut s'écrire comme suite (voir figure 2.10) :

$$s(t) = A \cos \left(2\pi f_c t + \varphi + \frac{2\pi}{M} (m - 1) \right), m=1, 2, 3, \dots, M \quad (2.61)$$

Où $\frac{2\pi}{M} (m - 1)$ représente la composante de l'information qui inclut dans la phase du signal, le problème de la récupération de la porteuse, est d'extraire la composante de l'information à partir de la phase et aussi obtenir la porteuse non modulée $\cos(2\pi f_c t + \varphi)$. Le signal est passé par un dispositif qui calcule la puissance M . Il produit un certain nombre d'harmoniques de fréquence f_c , le filtre passe-bande sélectionne l'harmonique $\cos(2\pi M f_c t + M\varphi)$, Pour asservir la PLL.

Le terme $\frac{2\pi}{M} (m - 1)M = 2\pi(m - 1) = 0 \pmod{2\pi}$, pour $m=1, 2, 3, \dots, M$.

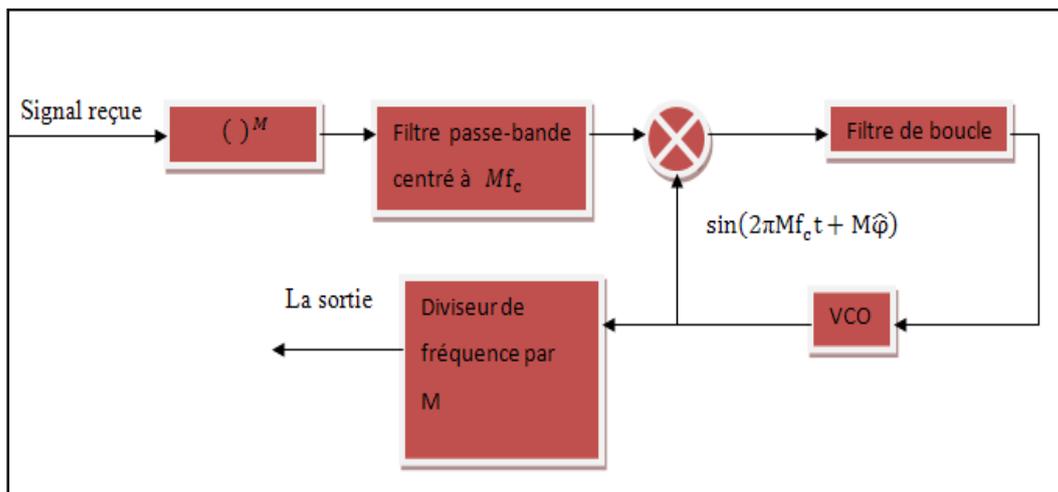


Fig.2.10 : Estimation de la phase dans le cas d'un signal à phase multiple

Ainsi, l'information est enlevée. La sortie de VCO est $\sin(2\pi M f_c t + M\hat{\varphi})$, donc cette sortie est divisée en fréquence par M pour obtenir le terme $\sin(2\pi f_c t + \hat{\varphi})$, et décalée par $\frac{\pi}{2}$ rad

pour générer $\cos(2\pi f_c t + \hat{\phi})$. Ces composantes alimentent le démodulateur, il y a une ambiguïté de phase dans ces sinusoïdes de référence de $360/M$, qui peut être surmontés par le codage différentiel des données à l'émissions et au décodage différentiel après démodulation à la réception.

2.8 Estimation du timing

Dans un système de communication numérique, la sortie de démodulateur doit être échantillonnée périodiquement au rythme du symbole, et aux instants précis $T_m = mT_0 + \tau$, où T_0 représente la période de symbole et τ le retard du canal, Pour exécuter ce prélèvement périodique, on est besoin d'un signal d'horloge au niveau du récepteur. Le processus qui permet d'extraire le signal d'horloge est appelée la synchronisation du symbole. Le récepteur doit connaître la fréquence d'échantillonnage $1/T_0$, et les instant d'échantillonnage pour échantillonnée la sortie du filtre adapté, Le choix de l'instant de prélèvement dans l'intervalle du symbole s'appelle la phase de synchronisation ou estimation de timing. Pour ce la on présente les différents méthodes [5] :

- ❖ Estimation au sens du maximum de vraisemblance DD (Decision Directed)
- ❖ Estimation au sens du maximum de vraisemblance NDD (No Decision Directed)
- ❖ Estimation du type Early-Late.

Dans quelques systèmes de communication, les horloges d'émetteur et du récepteur sont synchronisées à une horloge principale, qui fournit un signal d'horloge très précis, donc le récepteur doit estimer et compenser le retard du canal, cette méthode est utilisée par les systèmes de communication radio qui occupent la bande VLF (inférieure à 30 kHz), Une autre technique permet de récupérer la fréquence d'échantillonnage, l'astuce est de transmettre la fréquence d'horloge simultanément avec le signal informatif, à la réception, on extrait le signal d'horloge pour échantillonner, l'implémentation de cette approche est facile, parmi les inconvénients de cette méthode :

- Perte de la puissance, et une partie de la bande passante lors de la transmission de signale d'horloge.
- Cette méthode est fréquemment utilisée dans les systèmes de transmission téléphonique large bande.

2.9 Estimations DD du timing au sens du maximum de vraisemblance

Dans cette approche, on suppose que la séquence des symboles à la sortie de démodulateur soit connue, Pour obtenir l'estimateur du maximum de vraisemblance du retard τ , on modélise le signal reçu par l'expression suivant :

$$r(t) = s(t, \tau) + n(t) \quad (2.63)$$

Où

$$s(t, \tau) = \sum_n I_n g(t - nT_0 - \tau) \quad (2.64)$$

Dans ce cas, la fonction de vraisemblance logarithmique possède la forme :

$$L_L(\tau) = C_L \int_0^T r(t)s(t, \tau) dt \quad (2.65)$$

* On remplace (2.64) dans (2.65), on obtient :

$$L_L(\tau) = C_L \sum_n I_n \int_0^T r(t)g(t - nT_0 - \tau) dt \quad (2.66)$$

$$= C_L \sum_n I_n y_n(\tau) \quad (2.67)$$

Où $y_n(\tau)$ est défini par :

$$y_n(\tau) = \int_0^T r(t)g(t - nT_0 - \tau) dt \quad (2.68)$$

$\hat{\tau}$ Représente la solution de l'équation suivante:

$$L_L(\tau) = \sum_n I_n \frac{d}{d\tau} \int_0^T r(t)g(t - nT_0 - \tau) dt \quad (2.69)$$

$$= \sum_n I_n \frac{d}{d\tau} [y_n(\tau)] = 0 \quad (2.70)$$

La solution de l'équation (2.70) est implémentée dans la figure. 2.11, on observe une sommation dans la boucle, qui représente un filtre de boucle commandé par la longueur de la fenêtre glissante $g(t - nT_0 - \tau)$, le VCC (voltage controlled clock) ou VCO (voltage controlled oscillator) contrôle les instants d'échantillonnage.

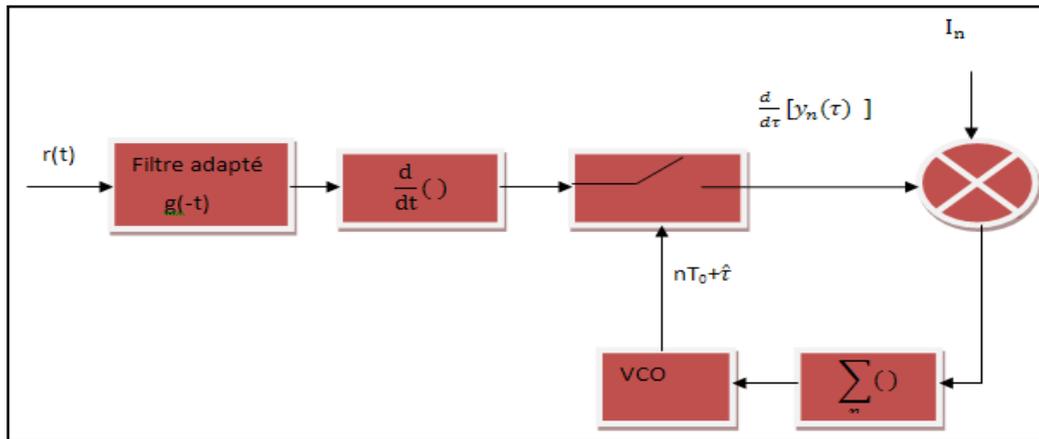


Fig. 2.11 : Estimation de timing par décision directe au sens du maximum de vraisemblance pour un signal PAM en bande de base

2.10 Estimations NDD du timing au sens du maximum de vraisemblance

L'estimation de timing par la méthode NDD peut être obtenue par la fonction de vraisemblance moyenne, on utilise la fonction densité de probabilité des symboles, puisque la séquence est inconnue, la valeur du τ qui annule la dérivé de la fonction représente l'estimateur du paramètre.

Dans le cas d'un signal binaire PAM en bande de base, où $I_n = \{-1, +1\}$ avec probabilité égal, la moyenne de la fonction de vraisemblance est donnée par :

$$\bar{L}_L(\tau) = \sum_n \ln \cosh C y_n(\tau) \quad (2.71)$$

$$\ln \cosh(x) = \frac{x^2}{2} \quad (2.72)$$

Pour x faible.

Donc, l'équation (2.71) devient :

$$\bar{L}_L(\tau) = \frac{1}{2} \sum_n C^2 y_n^2(\tau) \quad (2.73)$$

La dérivée de l'équation (2.73) par rapport à τ possède la forme suivante (voir figure 2.12):

$$\frac{d}{d\tau} \sum_n y_n^2(\tau) = 2 \sum_n y_n(\tau) \frac{d}{d\tau} y_n(\tau) = 0 \quad (2.74)$$

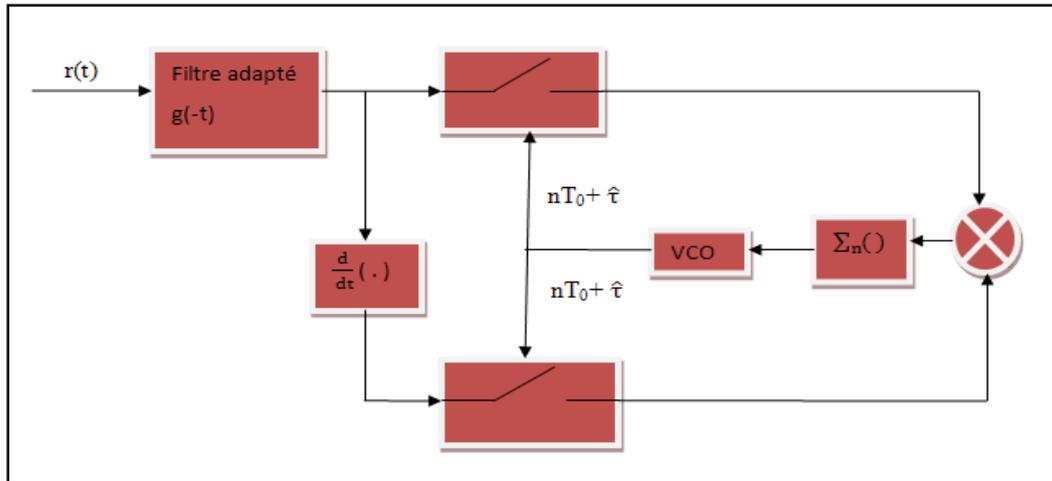


Fig. 2.12 : Estimation de timing par No Decision Directed ML pour un signal PAM en bande de base

2.11 Estimation du type Early-Late

C'est une méthode NDD pour estimer le timing, on exploite les propriétés de symétrie du signal à la sortie de filtre adapté, on suppose que l'impulsion $s(t)$ est rectangulaire, $0 \leq t \leq T_0$, la sortie de filtre adapté à $s(t)$ atteint la valeur maximale à l'instant $t = T_0$, qui représente la fonction d'autocorrélation de l'impulsion $s(t)$, l'instant approprié pour échantillonner la sortie du filtre adapté est $t = T_0$, c'est-à-dire le pic de la fonction.

En présence de bruit, l'identification du pic est en général difficile, au lieu de prendre l'échantillon du milieu, on prend un échantillon en avance à $t = (1 - \delta) * T_0$ ou en retard à $t = (1 + \delta) * T_0$ par rapport au milieu, $0 \leq \delta \leq 1$ les valeurs absolues de la fonction d'autocorrélation à l'instant $t = (1 - \delta) * T_0$ et $t = (1 + \delta) * T_0$ sont égaux.

L'instant d'échantillonnage optimal représenté la moitié entre $t = (1 - \delta) * T_0$ et $t = (1 + \delta) * T_0$.

La figure 2.16 illustre le diagramme block d'une Estimation du type Early-Late. Les corrélateurs sont utilisés à la place des filtres adaptés, les deux corrélateurs intègrent sur la période symbole T_0 , mais un corrélateur commence l'intégral en avance de δ , et l'autre en retard de δ , relative à l'instant optimum d'échantillonnage, le signal d'erreur formé par la différence entre les valeurs absolues des sorties des corrélateurs est passé à travers un filtre passe-bas, si le timing est décalé de l'instant optimum, la valeur moyenne de l'erreur sur le signal à la sortie du filtre est non nul, un signal d'horloge est retardé ou avancé selon le signe de l'erreur, cette dernière est utilisée pour commander le VCC (voltage controlled clock), l'oscillateur génère un signal d'horloge qui est utilisé pour l'échantillonnage et la

création de la forme d'onde du symbole, cette forme est identique à celle du filtre de transmission (voir figure 2.13 et 2.14).

On observe que le synchroniseur est basé sur un système en boucle fermée dont le largeur de la bande passante est comparé au taux du symbole $1/T_0$, la bande passante du système détermine la qualité de l'estimation de timing.

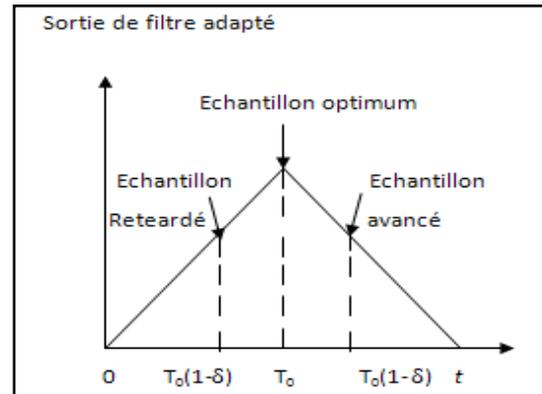
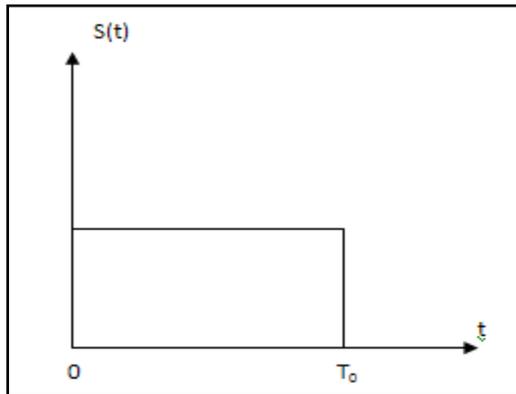


Fig. 2.13 L'impulsion de base

Fig. 2.14. La sortie du filtre adapté

Une implémentation de la méthode est donnée par la figure 2.15.

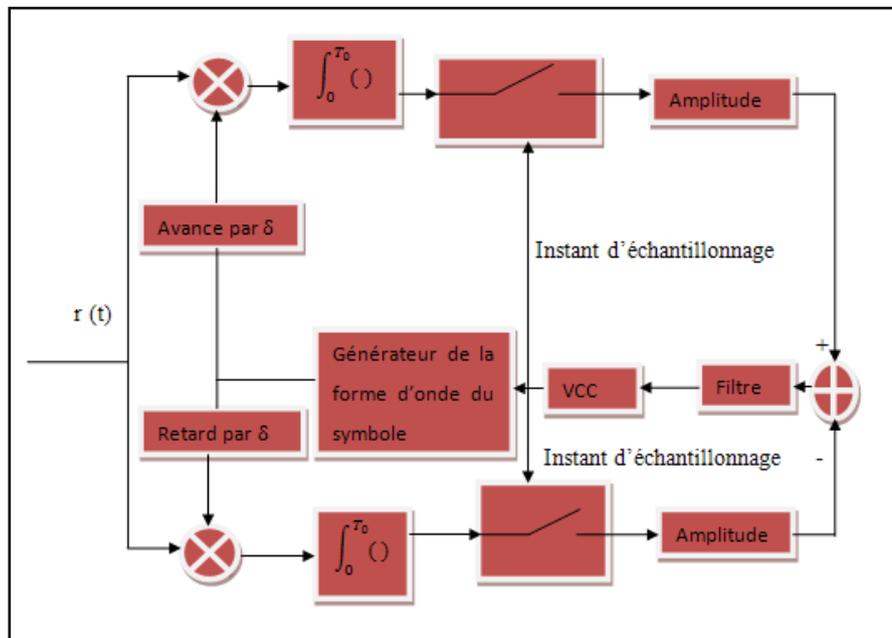


Fig. 2.15 Schéma block d'un Synchroniseur de symbole porte avance et retard

CONCLUSION

Ce chapitre a essayé d'esquisser les différentes formes que peut prendre le problème de la synchronisation. Son but est de comprendre des démarches types dans la conception d'un algorithme de synchronisation. Il faut à tout moment se demander de ce dont on dispose et avec quelles quantités on peut travailler.

Nous notons que la décision Feedback pour la boucle PLL diffère de la boucle de Costas seulement dans la manière d'enlever la modulation. Dans la boucle de Costas, on utilise deux signaux en quadrature. Dans le DFPLL, seulement un des signaux employés pour éliminer $A(t)$. D'autre part, la boucle à quadrature est semblable à la boucle de Costas en termes d'effet de bruit sur l'estimation de φ . En conséquence, le DFPLL est plus performant que la boucle de Costas et la boucle à quadrature, à condition que le démodulateur fonctionne aux taux d'erreur 10^{-2} où l'erreur de décision occasionnelle a un effet négligeable sur $\hat{\varphi}$. Des comparaisons quantitatives pour la variation de l'erreurs de phase dans une boucle de Costas à ceux dans un DFPLL avoir été fait par Lindsey et Simon (1973), ils démontrent que la variation du DFPLL est 4-10 fois plus petit pour des rapports signal/bruit par bit au-dessus de 0db.

La plupart des procédés de synchronisation utilisent les techniques DD et NDD, les deux techniques basées sur le critère MAP, on constate que la technique DD est meilleur que la technique NDD puisque elle utilise la décision à la réception, qui donne une estimation fiable des paramètres du signal.

Chapitre 3

Simulink Matlab Et Imperfections du canal

Dans ce chapitre, nous rappelons brièvement l'environnement Matlab, ses Toolbox, son simulink et ses blocs sets. Nous simulons les effets du canal sur le signal transmis.

3.1 Logiciel Matlab

MATLAB est une abréviation de MATrix LABoratory. Ecrit à l'origine, en Fortran, par Cleve Moler, MATLAB était destiné à faciliter l'accès au logiciel matriciel. La version actuelle, écrite en C par The Math Works Inc., existe en version "professionnelle" et en version "étudiant". Sa disponibilité est assurée sur plusieurs plates-formes : Sun, Bull, HP, IBM, compatibles PC, Macintosh, et plusieurs machines parallèles [8].

MATLAB est conforté par une multitude de boîtes à outils (toolboxes) spécifiques dans des domaines variés. Un autre atout de MATLAB, est sa portabilité; la même portion de code peut être utilisée sur différentes plates-formes sans la moindre de modification. En complément de MATLAB, l'outil additionnel SIMULINK est proposé pour la modélisation et la simulation de systèmes dynamiques en utilisant une représentation de type schémas-blocs. L'environnement MATLAB se présente sous la forme d'un espace de travail (Workspace) (voir figures 3.1 et 3.2).

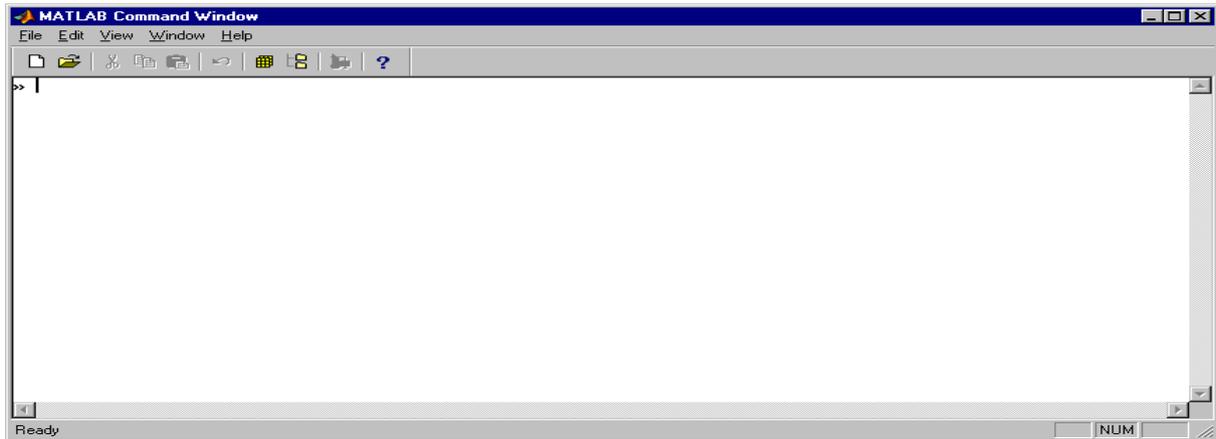


Fig.3.1 espace du travail de Matlab

Où un interpréteur de commande exécute des opérations et fonctions MATLAB. Les sources de celles-ci sont disponibles, écrites en “langage” MATLAB, voir en C ou en Fortran.

L'utilisateur peut à sa guise les modifier, mais en s'en inspirant, il peut surtout créer et rajouter ses propres fonctions.

MATLAB offre également plusieurs fonctions destinées à la résolution (numérique) d'équations différentielles linéaires ou non-linéaires par la méthode de Runge-Kutta (ode23 et ode45), l'intégration numérique, la recherche des solutions d'équations algébriques ou transcendantes, la création et manipulation de polynômes (poly, polyder, polyval, conv, deconv), la transformée de Fourier rapide (ffr, fft2, ifft). Des fonctions propres au traitement de données, comme min, max, mean, cumsum, sort, std, diff, ainsi que celles relatives à l'interpolation (polyfit, interp1) sont autant d'outils très pratiques pour l'ingénieur analysant un problème. L'interface graphique de MATLAB est sans conteste l'un des points forts du logiciel et facilite le tracé de courbes et l'obtention de graphiques 2D ou 3D de grande qualité. Le “langage” MATLAB contient un minimum de structures de programmation (structure itérative, structure conditionnelle, sous-routine) mais reste très rudimentaire.

L'avantage est qu'il est très simple et très rapide à programmer, offrant une grande tolérance (syntaxe simple, pas de définition de types, etc), ce qui permet un gain appréciable en temps de mise au point. L'ingénieur peut par ce moyen être plus efficace dans l'analyse d'un problème, en concentrant ses efforts sur celui-ci et non pas sur l'outil servant à le résoudre.

Les boîtes à outils (toolbox) dédiées à des domaines techniques spécifiques, sont :

- Le traitement du signal
- La régulation automatique
- L'identification
- Les réseaux de neurones
- La logique floue

➤ Le calcul symbolique

Et bien d'autres encore. Ces boîtes à outils sont simplement constituées d'un ensemble de fonctions spécialisées programmées à partir des fonctions de base de MATLAB, permettant par exemple la synthèse de filtres, le calcul de FFTs, la simulation d'algorithmes flous ou encore le calcul de réponse harmoniques.

Il existe deux modes de fonctionnement:

- Mode interactif: MATLAB exécute les instructions au fur et à mesure qu'elles sont données par l'utilisateur.
- Mode exécutif: MATLAB exécute ligne par ligne un "fichier M" (programme en langage MATLAB).

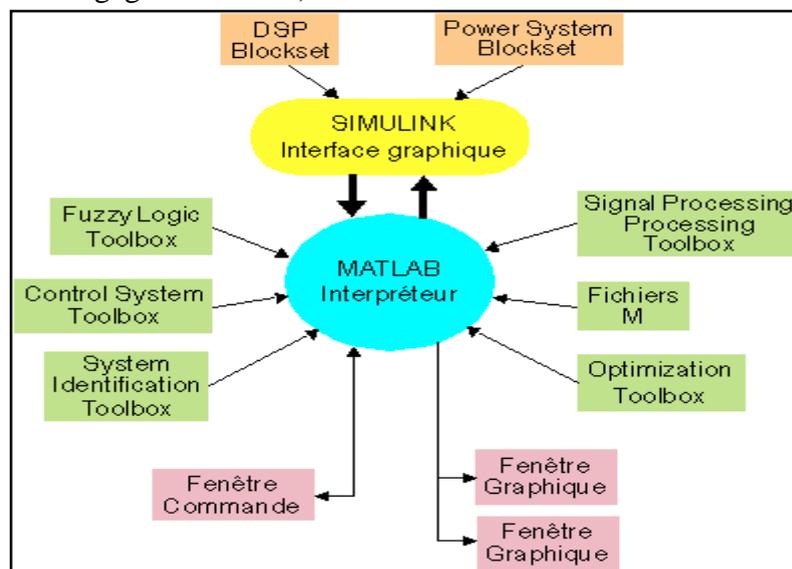


Fig.3.2 Environnement du Matlab

- **Fenêtre de Commande:** Dans cette fenêtre, l'utilisateur donne les instructions et MATLAB retourne les résultats.
- **Fenêtres Graphique:** MATLAB trace les graphiques dans ces fenêtres.
- **Fichiers M:** Ce sont des programmes en langage MATLAB (écrits par l'utilisateur).
- **Toolboxes:** Ce sont des collections de fichiers M développés pour des domaines d'application spécifiques (Signal Processing Toolbox, System Identification Toolbox, Control System Toolbox, u-Synthesis and Analysis Toolbox, Robust Control Toolbox, Optimization Toolbox, Neural Network Toolbox, Spline Toolbox, Chemometrics Toolbox, Fuzzy Logic Toolbox, etc.)
- **Simulink :** n'est rien d'autre qu'une boîte à outils de MATLAB permettant au moyen d'une interface graphique évoluée la construction rapide et aisée ainsi que la simulation de schémas fonctionnels complexes, contenant des systèmes linéaires, non linéaires voire non-stationnaires, y compris des opérateurs logiques, des outils mathématiques d'analyse, etc.

Incontestablement, MATLAB est un formidable outil pour l'ingénieur, y compris pour celui traitant des problèmes pratiques. Avec sa boîte à outils Simulink, il est maintenant une référence au niveau mondial, non seulement dans les universités et instituts de recherche, mais aussi dans le milieu industriel [9].

Les Blocksets sont des collections de blocs Simulink développés pour des domaines d'application spécifiques (DSP Blockset, Power System Blockset, etc.). Ces blocksets appelé Library comme montre la figure 3.3.

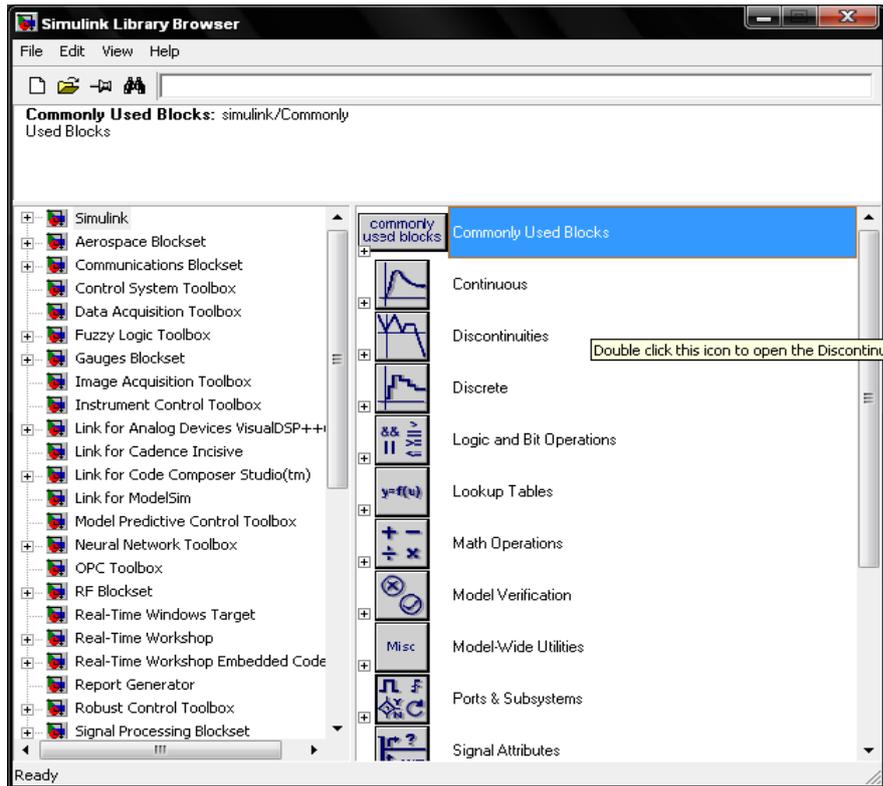


Fig.3.3 Les différents Library dans Simulink

Chaque Library contient des différents blocks, si on prend la bibliothèque Simulink comme indique la figure 3.4

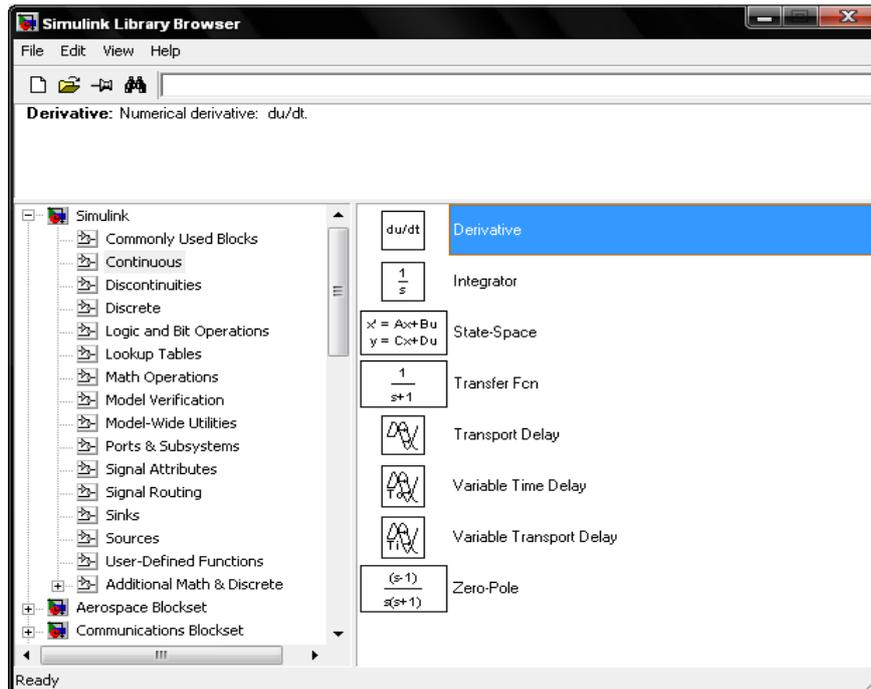


Fig.3.4 la bibliothèque de Simulink

3.2 BIBLIOTHEQUES

Pour notre travail on utilise les bibliothèques suivantes :

- simulink
- communication blockset
- signal Processing blockset

3.2.1 Bibliothèque Simulink

Cette bibliothèque contient des éléments générateurs de signaux tels que saut unité, sinusoïde, fichiers de points, variable MATLAB, bruit, séquences, le temps courant de la simulation (horloge), etc..., sans oublier le générateur de signal lui-même.

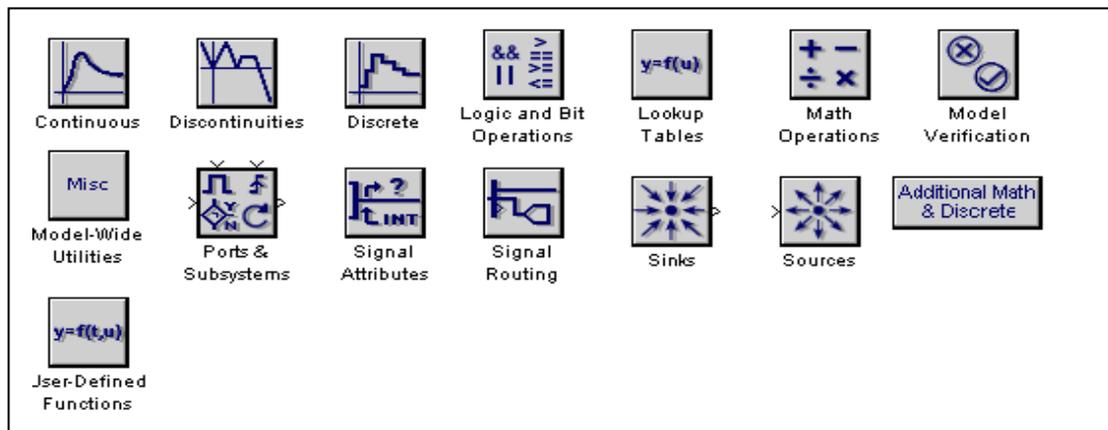


Fig.3.5 blocs de la bibliothèque Simulink

Cette fenêtre contient des collections de blocs que l'on peut ouvrir par double cliquer :

- Sources : Sources de signaux.
- Discrete : Blocs discrets.
- Sinks : Les blocs d'affichages.
- Math operations : Les opérations mathématiques.
- Signal routing : les blocs de branchement.
- Logic and bit opérations : Les opérations logiques
- Model verification : Vérification des modèles
- Continuous : Les systèmes linéaires à temps continus.
- Discontinuities : Les systèmes non-linéaires à temps discret.

3.2.2 Bibliothèque communication blockset

Cette bibliothèque contient les éléments d'un système de communication ; les sources les, types des canaux ...

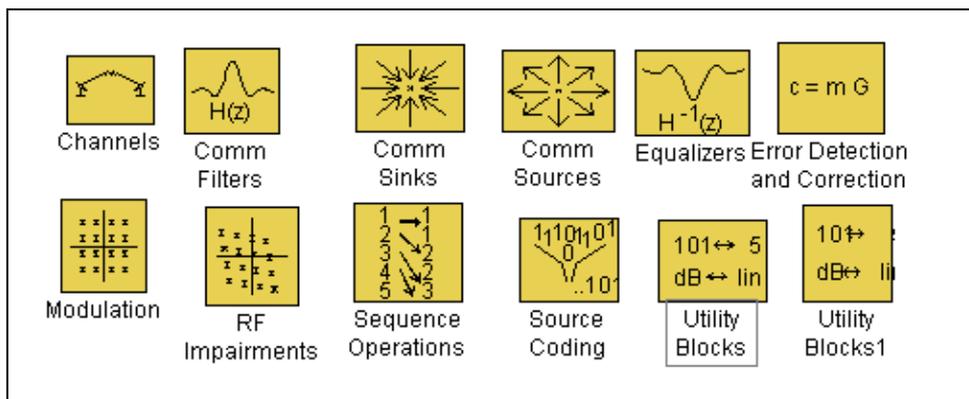


Fig.3.6 blocs de la bibliothèque communication blockset

Cette bibliothèque contient plusieurs blocs :

- Channels : Contient plusieurs types des canaux de communications.
- Comm Filter : Les filtres numériques et analogiques.
- Comm Sources : Les sources.
- Equalizer : les blocs d'égalisations.
- Error Detection and Correction : Détection et correction des erreurs.
- Modulation : Les blocs de modulation analogique et numérique.
- RF Impairments : Les effets dus au canal de transmission.
- UtilityBlocks : Les blocs utiles.
- Source Coding : Les différents types de codages.
- Sequence Operations : Les blocs de séquence d'opération.
- Utility Blocks1 : Les blocs utiles pour le traitement des signaux.

- Comm Sinks : Les blocs d'affichages.

3.2.3 Bibliothèque signal processing blockset

C'est une bibliothèque concerne les traitements des signaux ; les différents transformations, l'échantillonnage...

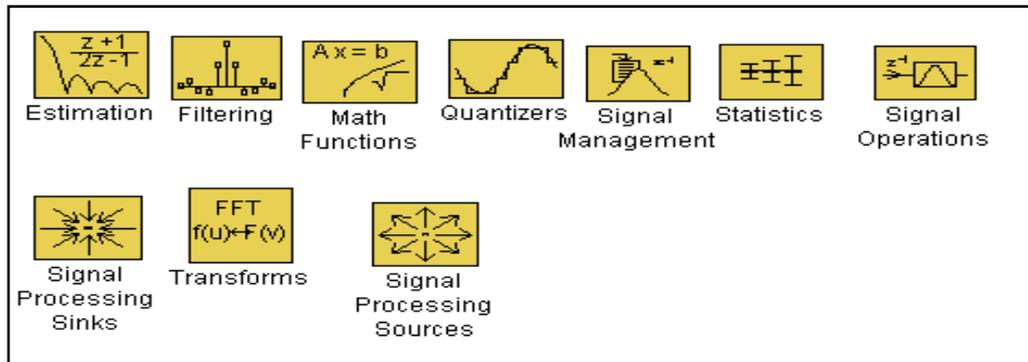


Fig.3.7 blocs de la bibliothèque communication blockset

Cette bibliothèque contient les blocs suivants :

- Estimation : Les blocs d'estimations.
- Filtering : Les filtres.
- Math Functions : Les fonctions mathématiques.
- Quantizers : Les blocs de quantifications.
- Transforms : Les transformations sur les signaux.
- Statistics : Les méthodes et les fonctions statistiques.
- Signal Processing Sinks : Les blocs de sortie de sortie pour l'affichage
- Signal Processing Sources : Les sources des signaux.
- Signal Operations : Les opérations sur les signaux.
- Signal Management : La gestion des signaux.

3.3 Imperfections du canal

Les Caractéristiques du canal jouent un rôle important dans l'étude des systèmes de communication, en choisissant, et en concevant la modulation convenable. Elles sont étudiées pour différents canaux afin de savoir leur exécution dans ces canaux. Les modulations sont choisies ou conçues selon les caractéristiques du canal [10].

Un canal de communication souffre de ses imperfections. Les problèmes engendrés par ces imperfections sur le signal informatif sont:

- La distorsion du signal en phase ou en amplitude ou les deux à la fois.
- Les effets du bruit.
- Les multi-trajets.

La bibliothèque d'imperfection RF contient des blocs modélisant ces imperfections. Les modèles de simulations utilisées font usage de ces composants

3.3.1 Les types d'imperfections RF modélisés par des blocs

Les blocs dans la bibliothèque d'imperfection RF peuvent simuler les types d'imperfection du canal suivants:

- Non-linéarité et déséquilibres des composantes I/Q.
- décalages Phase/fréquence et bruit de phase.
- Le bruit thermique du récepteur et les pertes dans l'espace libre.

1) Bloc de non-linéarité et de déséquilibre des composantes I/Q

- Le bloc de non-linéarité sans mémoire modélise la déformation dans des amplificateurs non linéaires.
- Le bloc de déséquilibre des composantes I/Q provoque un déséquilibre entre la composante en phase et en quadrature du signal.

Ces blocs appliquent une distorsion de phase et d'amplitude sur le signal.

2) Bloc de décalages Phase/fréquence et bruit de phase

La bibliothèque d'imperfection RF contient deux blocs qui simulent le décalage phase/fréquence et bruit de la phase d'un signal:

- Le bloc de décalage phase/ fréquence applique un décalage dans la phase et la fréquence d'un signal.
- Le bloc de bruit de phase applique un bruit dans la phase d'un signal.

Le bloc de décalage de phase/ fréquence et le bloc de bruit de phase modifient seulement la phase et la fréquence du signal

3) Bloc de bruit thermique de récepteur et la déperdition de l'espace libre

La bibliothèque d'imperfection RF contient également deux blocs qui simulent l'effet du bruit thermique et l'atténuation de signal à cause de la distance entre l'émetteur et le récepteur :

- Le bloc de bruit thermique du récepteur simule les effets de bruit thermique sur un signal complexe en bande de base.
- Le bloc de la déperdition de l'espace libre simule la perte de puissance de signal due à la distance.

3.4 Simulation des imperfections du canal

Cette section présente des blocs générant des constellations montrant les effets de distorsion du canal sur le signal transmis. Nous avons fait usage de la modulation 16-QAM pour illustrer ces imperfections. Les différents blocs utilisés sont :

- Bloc sans mémoire de non-linéarité
- Bloc de déséquilibre d'I/Q
- Bloc de décalage de phase/ fréquence
- Bloc de bruit de phase

Le modèle de simulation est représenté sur la figure 3.8.

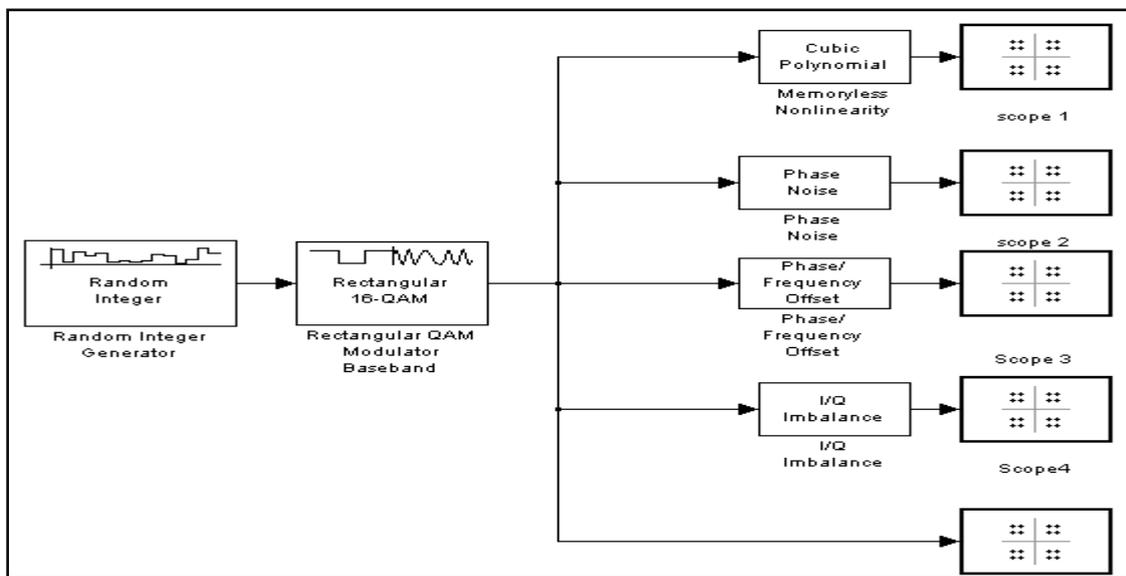


Fig.3.8 bloc de simulink

❖ La constellation habituelle 16-QAM sans déformation est affichée dans la figure 3.9.

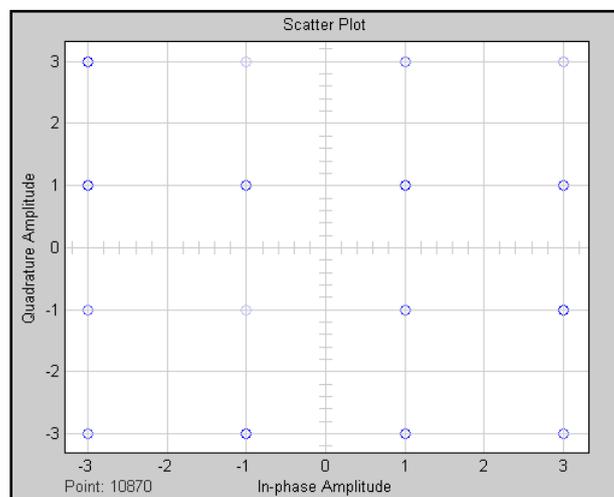


Fig.3.9 constellation de référence (scope 5)

❖ Le bloc de non-linéarité sans mémoire applique une déformation non linéaire au signal d'entrée. Le bloc fournit plusieurs méthodes générant des non-linéarités, que nous spécifions par le paramètre de configuration de la méthode. Les paramètres de configurations de la méthode sont :

- Polynôme cubique
- Tangente hyperbolique
- Modèle de Saleh
- Modèle de Ghorbani
- Mode de Rapp

Nous utilisons dans notre exemple le modèle de Ghobani. La figure 3.10 montre la constellation pour le modèle figure 3.8.

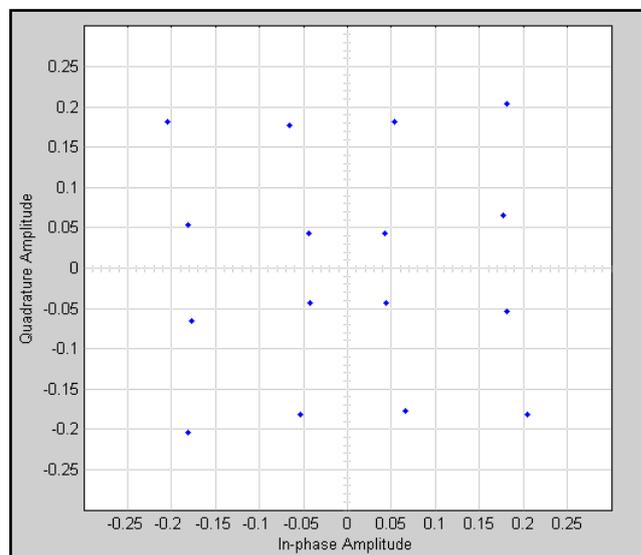


Fig. 3.10 constellation du bloc non linéaire (scope 1)

❖ Le bloc de déséquilibre des composantes I/Q crée un modèle complexe de bande de base des imperfections du signal provoqué par des déséquilibres entre les composantes en phase et en quadrature.

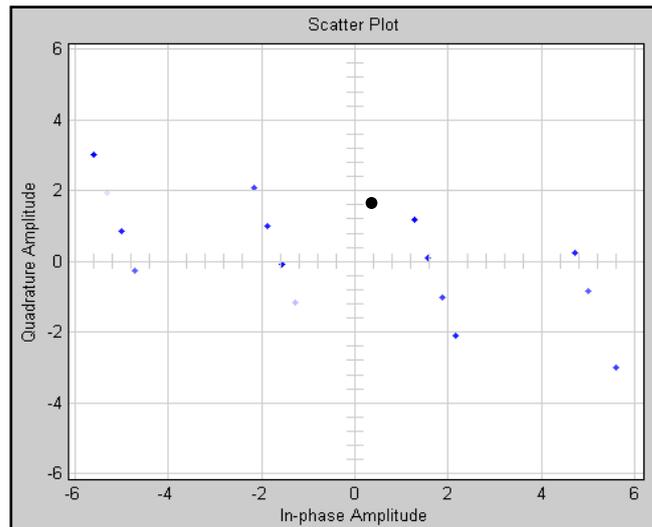


Fig. 3.11 constellation du bloc déséquilibré (scope 4)

❖ Le bloc de décalage phase/fréquence applique les décalages en phase et en fréquence au signal entrant. Il contient deux paramètres :

- Décalage de phase
- Décalage de fréquence

La figure 3.12 montre l'effet de décalage de phase de 30 degrés par rapport à la référence.

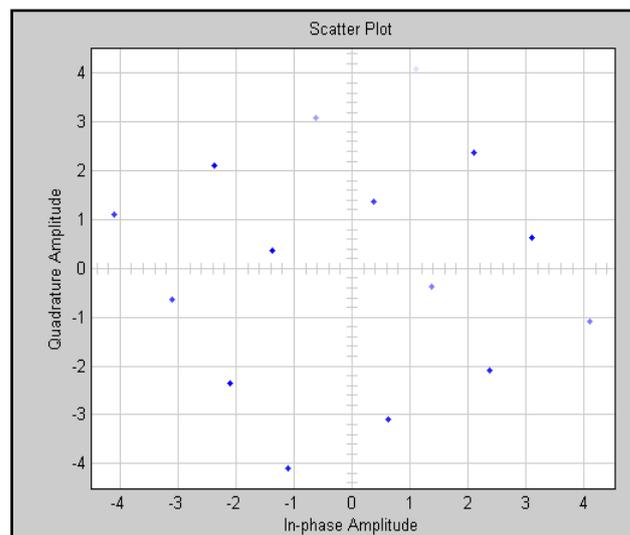


Fig. 3.12 constellation du bloc de décalage (scope 3)

❖ Le bruit de phase ajoute une erreur aléatoire à la phase du signal, de sorte que les points dans la constellation soient étendus dans une configuration radiale autour du point de constellation de référence (figure 3.13).

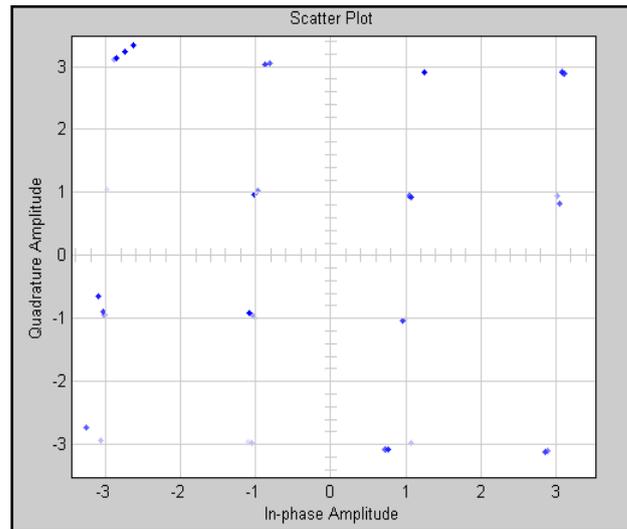


Fig. 3.13 constellation du bloc de bruit (scope 2)

Nous avons présenté, dans ce chapitre, un rappel sur le logiciel Matlab en particulier son simulink et ses bibliothèques afin de les utiliser pour implémenter les modèles de synchronisation dans le chapitre 4. Nous avons montré les effets des imperfections du canal sur les déformations du signal transmis à travers ce canal.

Chapitre 4

SIMULATION ET RESULTATS

Afin d'interpréter l'information correctement, un récepteur de transmission doit être synchronisé avec l'émetteur correspondant. Ceci peut être réalisé dans l'analogique et les domaines numériques. Un récepteur numérique doit échantillonner le signal à un instant approprié au cours de la période de symbole, et doit estimer la phase de la porteuse. Alternativement, les composants analogiques tels que les oscillateurs commandés en tension (VCO) et les boucles à verrouillage de phase (PLL) peuvent permettre à un récepteur d'ajuster son comportement basé sur les paramètres des signaux entrants ou des signaux désirés. Cette bibliothèque met en application plusieurs algorithmes pour la récupération de la phase de synchronisation et la récupération de phase de la porteuse. Il inclut également quelques composants plus élémentaires que vous pouvez employer pour construire votre propre PLLs.

4.1 Récupération du symbole

Tous les récepteurs digitaux doivent être synchronisés aux transitions digitales entrantes de symbole afin de réaliser la démodulation. Nous considérerons plusieurs types de base de conceptions des synchroniseurs de symbole ou de données. La synchronisation du symbole contient deux classes une suppose que rien ne soit connu au sujet de données, cette classe des synchroniseurs s'appelle NDD, et l'autre classe des synchroniseurs de symbole qui utilisent des informations connues sur le flux de données s'appelle DD. Cette connaissance peut être obtenue en rétroagissant des décisions sur la réception de données [11].

Il y a plusieurs algorithmes implémentés dans le simulink Matlab, nous intéressent aux méthodes avec modulations linéaires, contient les blocs qui mettent en application de divers algorithmes pour déterminer le meilleur instant au cours d'une période de symbole, pour échantillonner le signal à la réception. Parmi ces méthodes, qui sont des méthodes numériques :

Algorithme	Bloc	Technique (structure)
La méthode de quadrature	Récupération quadrature	feedforward
La méthode de porte Early-Late	Porte Early-Late	feedback
La méthode de Gardner	Gardner	feedback
La méthode de Mueller Muller	Mueller Muller	Feedback

Tab.4.1 les différents blocs et méthodes

Il existe deux structures fondamentales pour la récupération du timing de symbole :

- Structure feedforward
- Structure feedback

1) **structure feedforward**

C'est une structure est caractérisé par :

- Le signal d'entrée est typiquement la sortie d'un filtre adapté.
- L'estimateur de synchronisation donne une évaluation de la phase d'entrée de signal.
- Le correcteur de synchronisation est un échantillonneur ça sortie est la valeur du signal d'entrée estimer. Il peut aussi interpoler entre les points du signal d'entrée.

Ces caractéristiques schématisées dans la figure 4.1.

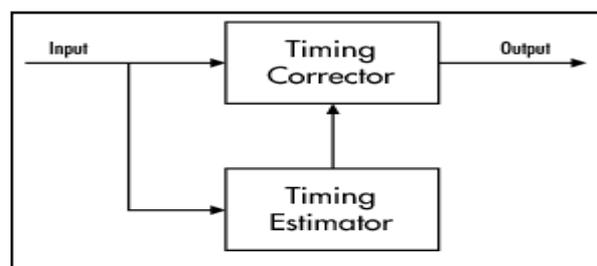


Fig.4.1 structure feedforward

2) Structure feedback

C'est une structure caractérisé par :

- Le signal d'entrée est typiquement la sortie d'un filtre adapté.
- L'interpolateur produit des échantillons supplémentaires basés sur les besoins du détecteur d'erreur de synchronisation.
- Le détecteur d'erreur de synchronisation produit un signal d'erreur de synchronisation pour chaque symbole. L'algorithme utilisé pour la détection des erreurs de synchronisation dépend du bloc de bibliothèque.
- Le filtre de boucle met à jour l'évaluation de phase pour le symbole actuel utilisé le signal d'erreur de synchronisation et l'évaluation de la phase du symbole précédent.
- Le contrôleur emploie les évaluations de phase pour déterminer les instants d'interpolation pour que l'interpolateur utilise dans le prochain cycle.

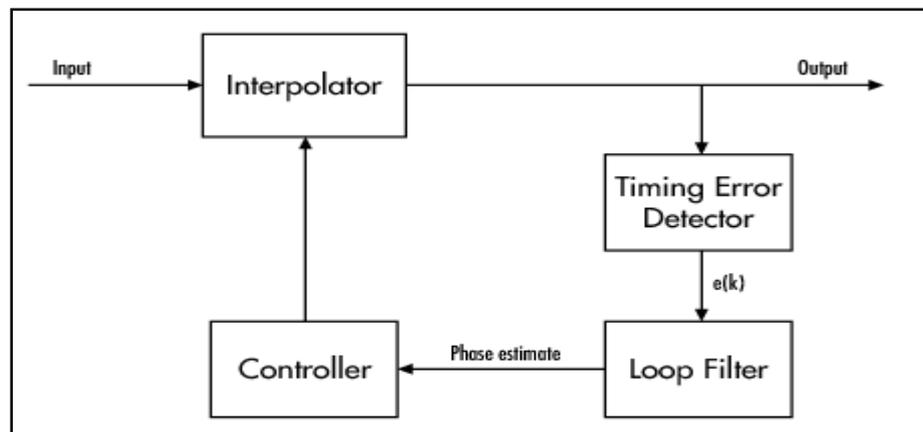


Fig.4.2 structure feedback

En utilisant une méthode de feedback pour chronométrer la récupération de phase de synchronisation, dans Simulink, vous pouvez relancer le procédé d'évaluation de phase à différents points pendant la simulation.

4.2 Méthodes de récupération utilisées

Selon le système, une ou plusieurs méthodes de récupération appliquées dans cette bibliothèque pourraient être utilisées. Si on utilise une méthode qui n'est pas appropriée au système, les résultats ne pourraient pas être précis. Ces méthodes sont implémentées par des blocs :

- Bloc de récupération de synchronisation quadrature.

- Bloc de récupération de synchronisation de porte Early-Late.
- Bloc de récupération de synchronisation de Gardner.
- Bloc de récupération de synchronisation de Mueller-Mulle

4.2.1 Bloc de récupération de synchronisation quadrature

Ce bloc convient aux systèmes qui emploient les types de modulation linéaires en bande de base tels que la modulation d'impulsion en amplitude PAM, la modulation de phase PSK, et la modulation d'amplitude quadrature QAM. Le bloc suppose que le décalage de phase est constant pour tous les symboles dans une trame.

4.2.2 Bloc de récupération de synchronisation de porte Early-Late

Ce bloc convient aux systèmes qui utilisent la modulation linéaire, tel que la modulation d'impulsion en amplitude (PAM), modulation en phase (PSK), ou à la modulation d'amplitude en quadrature (QAM).

4.2.3 Bloc de récupération de synchronisation de Gardner

Ce bloc convenable aux systèmes de bande de base et systèmes de porteur modulés. Plus spécifiquement, ce bloc convient aux systèmes qui utilisent la modulation linéaire avec les impulsions de Nyquist qui ont une largeur de bande excessive, approximativement entre 40% et 100%. Les exemples des systèmes appropriés sont ceux qui utilisent la modulation d'impulsion d'amplitude (PAM), la modulation de phase (PSK), ou la modulation d'amplitude en quadrature (QAM), et qui forment le signal utilisant les filtres RAISED COSINE dont le facteur de rolloff est entre 0.4 et 1.

La méthode de porte Early-Late est assimilée à la méthode de Gardner. Quelques différences entre les deux méthodes sont comme suit :

- Dans le cas idéal (c'est-à-dire, quand l'évaluation de phase est zéro et le signal de puissance d'entrée a des impulsions symétriques de Nyquist), le détecteur d'erreur de synchronisation pour la méthode de porte d'early-late exige les échantillons qui enjambent un intervalle de symbole, plutôt que deux intervalles de symbole comme dans la méthode de Gardner.

- Comparé à la méthode de Gardner, la méthode de porte Early-Late a un bruit propre plus élevé et n'exécute pas ainsi comme la méthode de Gardner dans les systèmes avec des valeurs élevées de SNR (rapport signal sur bruit).

4.2.4 Bloc de récupération de synchronisation de Mueller-Mulle

Ce bloc convient aux systèmes qui utilisent un type linéaire binaire de modulation, tel que la modulation binaire d'introduction de déphasage (BPSK), ou la modulation d'amplitude binaire de phase (BPAM). La condition binaire surgit parce que l'algorithme emploie un détecteur de signe (c'est-à-dire, un 1 quantificateur de bit) pour arriver aux décisions. Quand le signal de puissance d'entrée a des impulsions de Nyquist (par exemple, utilisant un filtre augmenté de cosinus), cette méthode de reprise de synchronisation n'a aucun bruit propre. En présence du bruit, l'exécution de cette méthode de reprise de synchronisation s'améliore pendant que le facteur excessif de la largeur de bande de l'impulsion diminue, faisant à la méthode un bon candidat pour la signalisation à bande étroite.

4.3 Modèle implémenté

On peut modéliser une chaîne de communication par un ensemble de blocs comme la montre la figure 4.3. Le modèle se compose des éléments suivants :

- 1) L'émetteur contient :
 - Source : bloc qui produit des nombres entiers uniformément distribués dans l'intervalle $[0, M-1]$, où M est la taille d'alphabet.
 - Modulateur : pour moduler le signal (AM, PM)
 - Un filtre
- 2) Le canal contient :
 - Canal AWGN
 - Un bloc de retard fractionnaire : retarder le signal a la sortie du canal

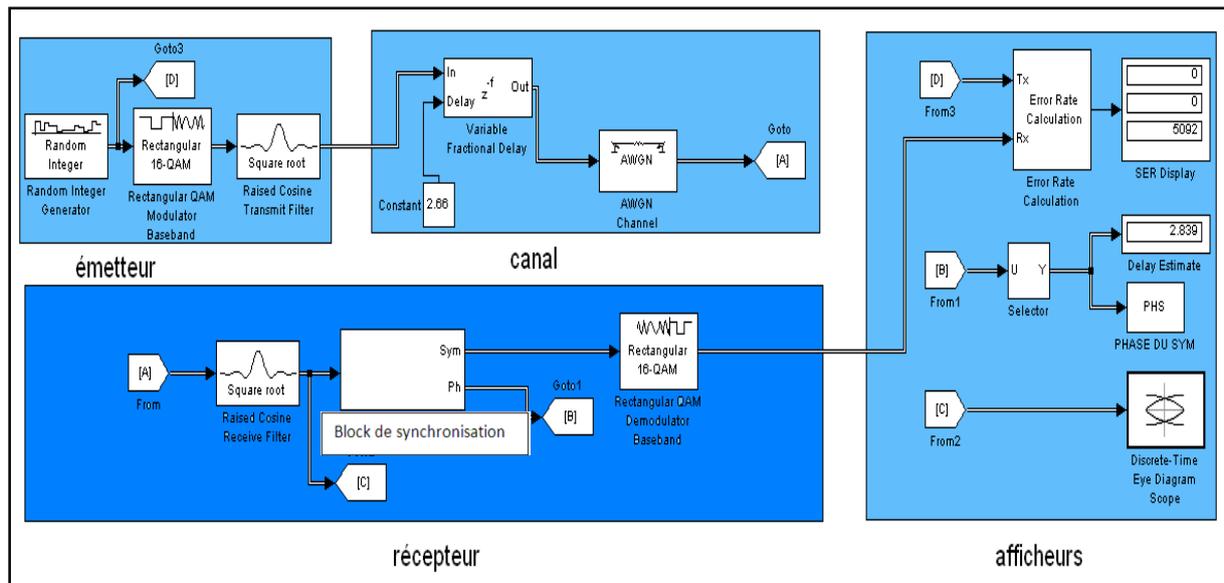


Fig.4.3 récupération de la phase de la synchronisation

3) Le récepteur contient :

- Bloc synchroniseur : il va estimer le retard introduit dans le canal
- Démodulateur
- Un filtre de réception et de transmission pour réaliser la condition de Nyquist

4) Blocs d’Affichages contient :

- Le diagramme de l’œil
- La valeur estimée du retard
- La variation de la valeur estimée (PHS)
- La valeur de l’erreur par l’intermédiaire de trois numéros : le SER calculé, le nombre d’erreurs observées, et le nombre de symboles traités.

Ce modèle est appliqué pour toutes les méthodes, on change juste le bloc de synchronisation.

4.4 Résultats et interprétations

On distingue, deux cas concernant le retard introduit :

- Le retard introduit constant pour tous les symboles envoyés.
- Le retard introduit variable pour les symboles envoyés.

4.4.1 Retard introduit constant

- L'exécution du modèle sans introduire le retard, nous donne le diagramme en œil représenté par la figure 4.4(a). On constate que les instants optimaux d'échantillonnage se situent aux instants 5ms et 15 ms.

On introduit un retard constant 2.66 ms dans le bloc de retard fractionnaire. Après avoir exécuté la simulation. Le diagramme en œil devient (voir figure 4.4(b)). Nous observons que les instants d'échantillonnage se décalent à 8.325 ms et 18.325ms respectivement. Ces instants sont indiqués par les ouvertures maximales des yeux du diagramme.

- Ces instants d'échantillonnage peuvent être retrouvés par des méthodes analytiques en utilisant la formule exprimée par la relation [11] :

$$t_d = \frac{\tau}{N} * (T_0) \quad (4.1)$$

Où τ représente le retard introduit dans le bloc retard fractionnaire, N le nombre d'échantillons par symbole, T la période de symbole. Pour notre cas :

$\tau = 2.66\text{ms}$, $N=8$ échantillons par symbole et $T_0=10$ ms, ce qui donne un retard

$t_d = 3.325$ ms. Les ouvertures du signal retardé se situent donc à $(5+3.325)$ ms et à $(15+3.325)$ ms.

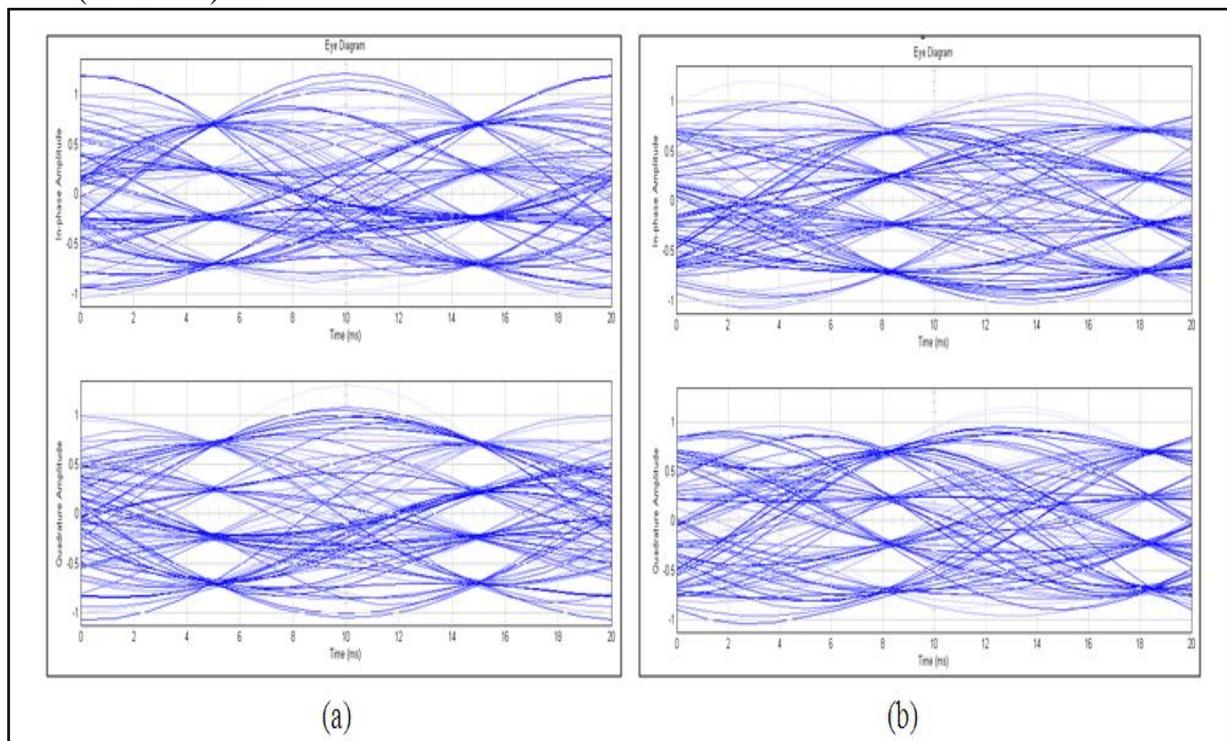


Fig.4.4 Diagramme de l'œil. (a) avant d'introduire le retard, (b) après d'introduire le retard

- Dans notre modèle le bloc PHS nous renseigne sur la variation de la valeur estimé du retard τ et la moyenne estimée de ce paramètre. la figure 4.5 donne la variation du τ estimé et ça valeur moyenne pour les différentes méthodes (section 4.2). L'analyse de ces figures permet l'évaluation de τ et sa valeur moyenne pour chaque méthode.

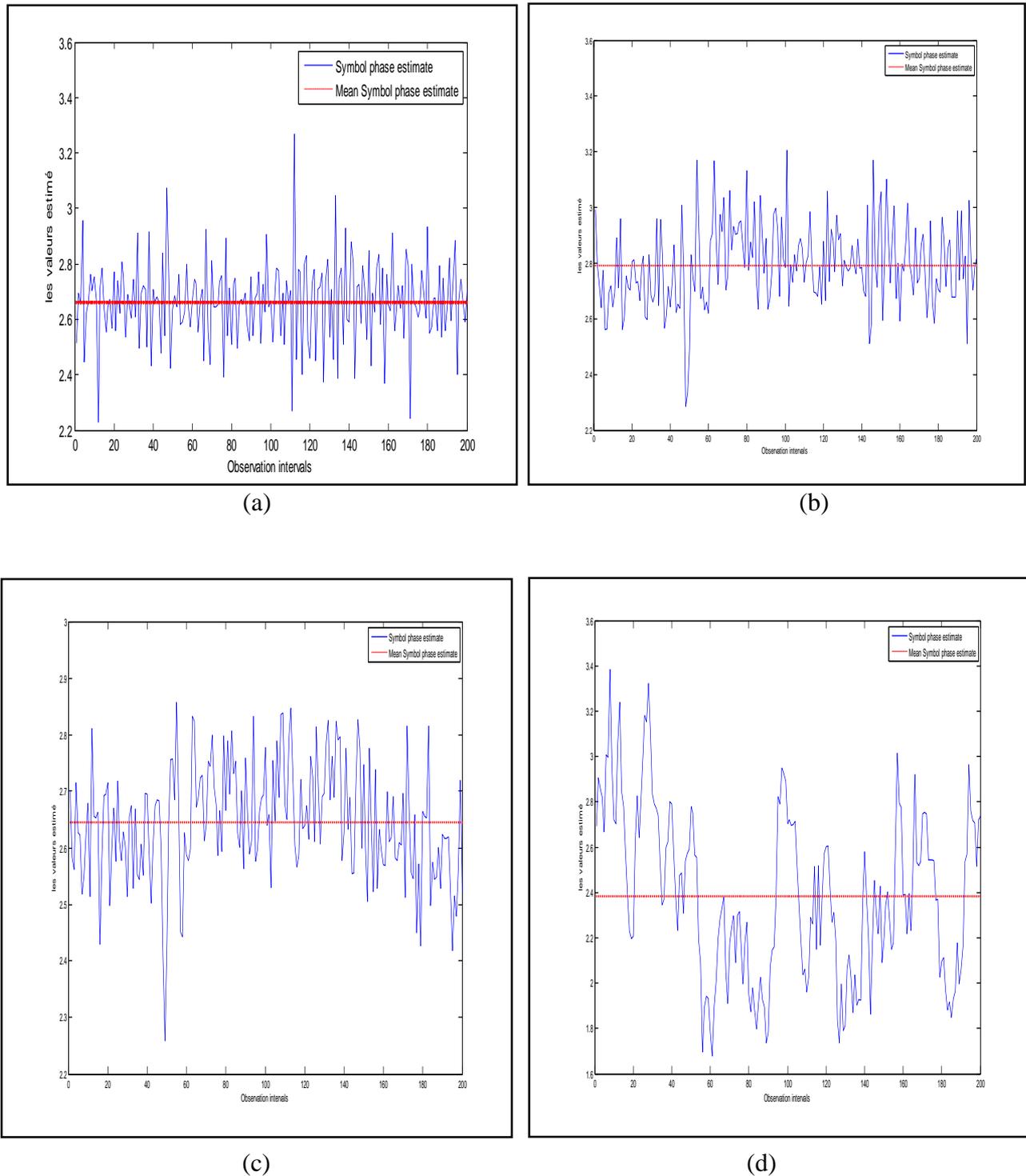


Fig.4.5 La valeur estimée du retard et ça moyenne. (a) méthode quadrature, (b) méthode porte Early-Late, (c) méthode de Gardner, (d) méthode de Mueller Muller.

- Le bloc SER, de notre modèle, affiche la valeur du taux d'erreur TEB, le nombre des symboles erronés, et le nombre de symboles transmis (figure 4.6). Le TEB est donné par [11] :

$$TEB = \frac{\text{nombre des symboles faux}}{\text{nombre des symboles transmis}} \quad (4.2)$$

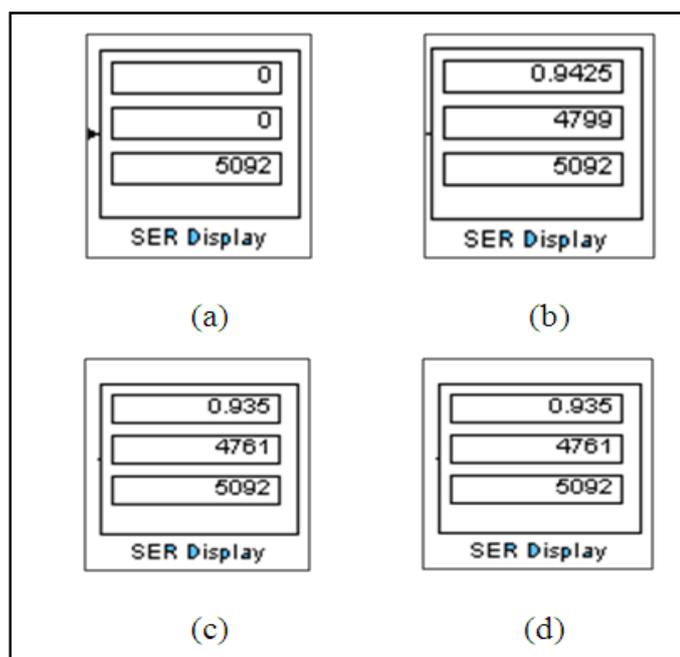


Fig.4.6 indicateur de l'erreur. (a) méthode quadrature, (b) méthode porte Early-Late, (c) méthode de Gardner, (d) méthode de Mueller Muller.

Nous pouvons résumer le résultat obtenu pour chaque méthode concernant la variation du taux, sa valeur moyenne, taux d'erreur, les symboles erronés et les symboles transmis (voire figure 4.5 et 4.6).

méthode	Retard introduit	La valeur moyenne estimé	Nombre de symbole erroné	Nombre de symbole envoyé	TEB
Quadrature	2.66	2.66	0	5092	0
Early-Late	2.66	2.8	4799	5092	0.9425
Gardner	2.66	2.7	4761	5092	0.935
Mueller Muller	2.66	2.4	4761	5092	0.935

Tab.4.2 les différents résultats pour chaque méthode

- **Interprétations des résultats**

- Le diagramme en œil est le même pour toutes les méthodes utilisées, car il est positionné à la sortie du canal avant le bloc de synchronisation.
- D'après le tableau 4.2, la méthode quadratique nous offre les meilleures performances et cela est dû à son algorithme travaillant sur des trames au lieu de symbole par symbole.
- Dans la méthode quadrature, le signal de sortie est la valeur quadratique du signal d'entrée. Si l'erreur est petite, par conséquent la valeur de l'erreur devienne encore plus petite.
- les autres méthodes ont des performances mauvaises par rapport à la méthode quadrature avec un taux d'erreur presque constante. Cela est dû à la structure de la méthode, car ces méthodes ont des structures feedback comparativement à la structure feedforward. Dans la structure feedback, la valeur estimée corrige le retard du symbole suivant au lieu du symbole actuel.

On constate que pour un retard constant, la méthode en quadrature utilisant une structure feedforward donne des meilleures performances par rapport aux autres méthodes utilisant des structures feedback.

4.4.2 Retard introduit variable

Nous remplaçons le bloc retard fractionnaire constant par un bloc de retard variable.

Le modèle générale implémenté dans cette partie est mentionné dans la figure 4.14. Il se compose de :

- Un générateur aléatoire (source d'information) qui génère des amplitudes uniformément distribués entre 0 et $M-1$, où M est la taille de l'alphabet utilisé.
- Un modulateur en bande de base M -PSK suivi d'un filtre de transmission.
- Un canal équivalant à un canal AWGN plus un bloc de retard fractionnaire variable introduisant des retards aléatoires.
- Un filtre de réception, suivie d'un bloc de récupération de la phase de synchronisation.
- le bloc d'affichage se compose des sous blocs : bloc de calcul d'erreur, bloc scatter et d'autres blocs d'affichages numériques voir figure 4.7.

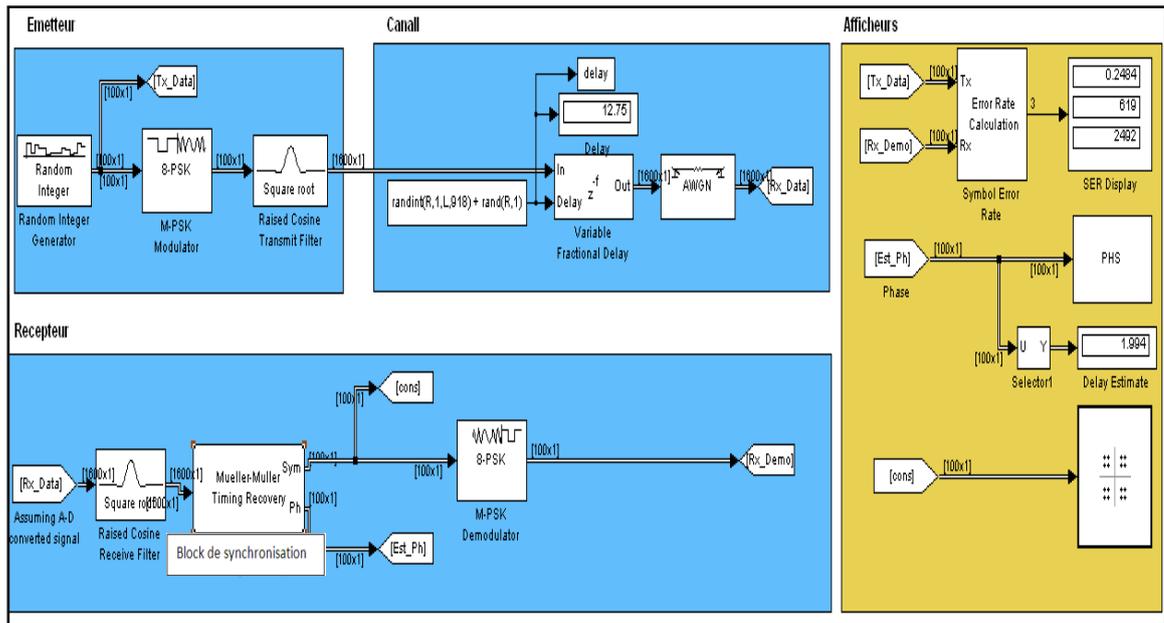


Fig.4.7 Modèle de récupération de la phase de la synchronisation avec retard variable.

Résultats

L'exécution du modèle implémenté, après avoir configuré le bloc variable fractional delay, pour la même période de simulation, permet d'évaluer le taux d'erreur et la variation du retard durant la transmission des symboles. La figure 4.8 représente les résultats de la simulation concernons le retard introduit et sa valeur estimée pour les différentes méthodes utilisées. Le bloc PHS affiche la variation du retard actuel et la variation instantanée du retard estimé pour les différents symboles transmis. La courbe en bleu représente la variation de retard introduit, et celle en rouge la valeur estimée (voire figure4.8).

L'indicateur de l'erreur, comme le montre la figure 4.9, indique le taux d'erreur TEB, le nombre des symboles erronés et le nombre des symboles transmis.

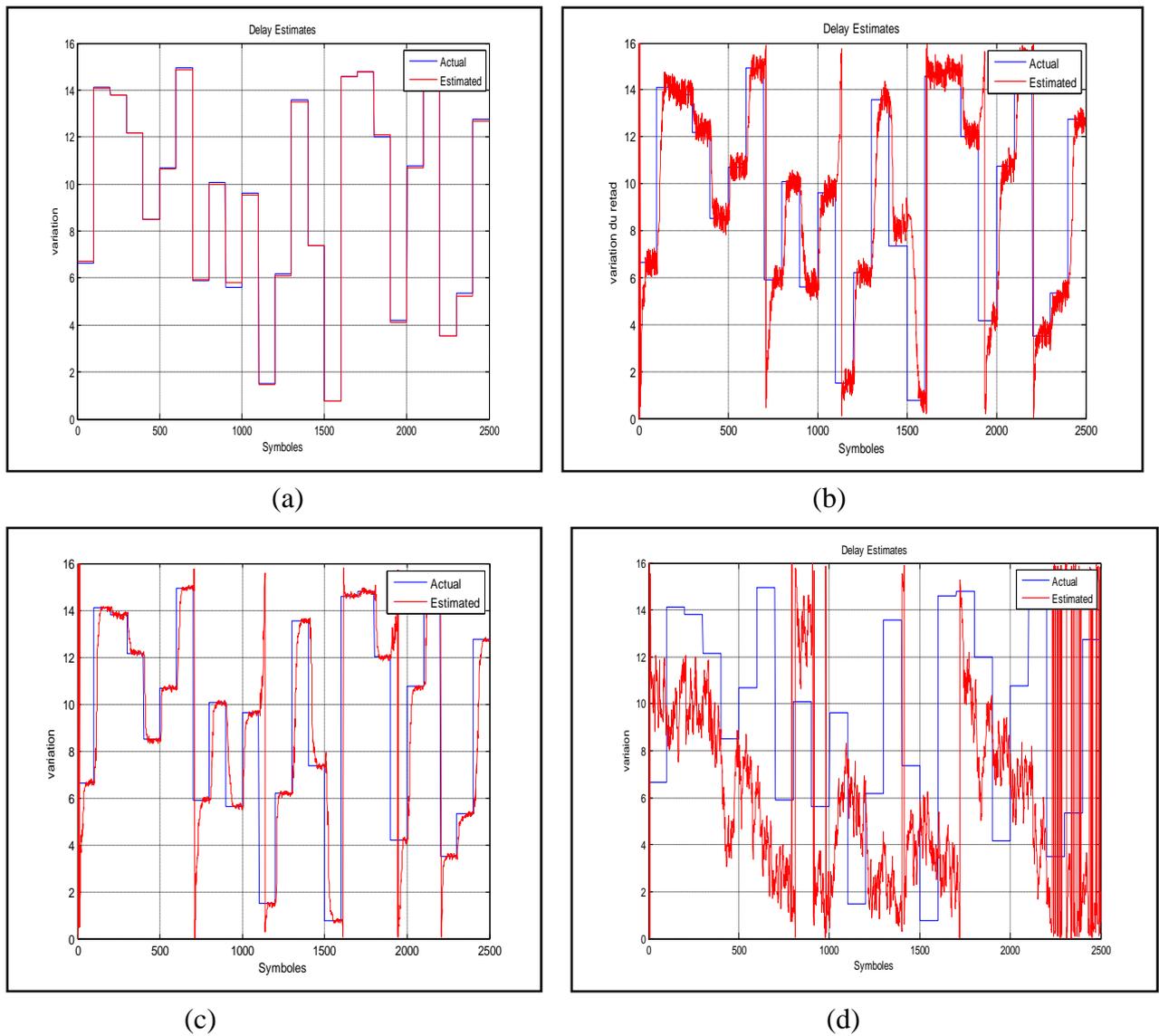


Fig.4.8 le retard introduit et sa valeur estimée. (a) méthode quadrature, (b) méthode porte Early-Late, (c) méthode de Gardner, (d) méthode de Mueller Muller

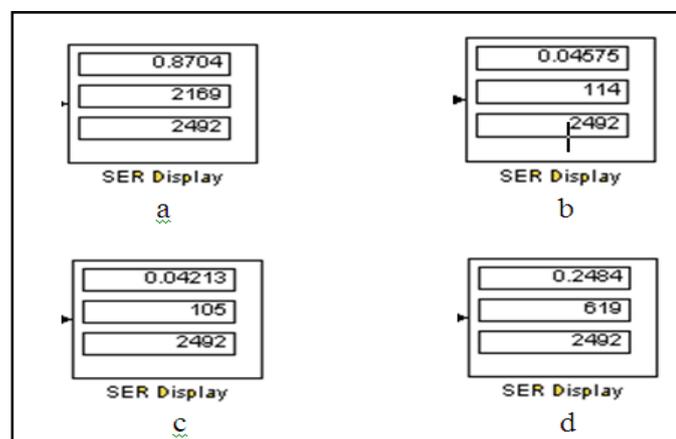


Fig.4.9 l'indicateur de l'erreur. (a) méthode quadrature, (b) méthode porte Early-Late, (c) méthode de Gardner, (d) méthode de Mueller Muller

Interprétations

En analysant les résultats obtenues (voir figures 4.8 et 4.9) lors de la simulation, nous constatons :

- Dans les quatre méthodes utilisées lors de cette simulation, le retard estimé suit la variation du retard actuel.
- Comme on peut le voir sur la figure 4.8, les meilleures performances sont offertes par la méthode de Gardner grâce à son algorithme utilisant la structure feedback. Cette structure basée sur la formule suivante [11]:

$$\tau_{k+1} = \tau_k + g * e(k) \quad (4.3)$$

Où τ_{k+1} le retard estimé du symbole actuel, τ_k le retard estimé du symbole précédent, g le gain de filtre et $e(k)$ le signal timing erreur détecté par le bloc timing error detector. Cette relation montre la dépendance entre les retards estimés.

- Les résultats obtenus par la méthode quadrature, pour un retard variable, sont moins performants. Cette méthode utilise une structure feedforward. Dans cette dernière suppose que le retard est constant sur une trame se composant de plusieurs symboles consécutifs. Par conséquent la variation du retard actuel ne sera pas prise en considération durant la trame. Donc cette structure fournit une erreur plus importante comparativement avec la structure feedback (voire figure 4.9).

On remarque que pour un retard variable, les méthodes utilisant une structure feedback donnent des meilleures performances par rapport aux autres méthodes utilisant des structures feedforward.

4.5 Récupération de la phase de la porteuse

La bibliothèque de récupération de la phase de la porteuse contient les blocs qui mettent en application des algorithmes digitaux pour déterminer la phase de la porteuse d'un signal numérique en bande de base. Les blocs supposent que la fréquence porteuse et le retard sont connus et fixe. Typiquement, on place un bloc de récupération de la phase de la porteuse avant un démodulateur, et après qu'un bloc de récupération de retard.

Les algorithmes implémentés sont tous des méthodes digitales de récupération plutôt que des méthodes analogiques conventionnelles. La bibliothèque du simulink concernant la récupération de la phase de la porteuse contient des blocs utilisant les algorithmes suivants :

- méthode de 2P-Puissance (2P-power), appropriée aux signaux modulés CPM, MSK, CPFSK et GMSK, p est un paramètre utilisé pour déterminer l'indice de modulation.
- méthode de M-puissance, appropriée aux signaux modulés M-PSK.

Les méthodes décrites dans le simulink sont des méthodes NDD qui suppose absence de la phase d'apprentissage et considère les symboles aléatoires. Ces méthodes ont une structure feedforward. Ils supposent également que la phase de synchronisation et la fréquence de la porteuse sont déjà connues. Ils considèrent que la phase de la porteuse à estimer est constante dans l'intervalle d'observation.

4.6 Model implémenté

La chaîne de communication est modélisée par un ensemble de blocs comme le montre la figure 4.10. Le modèle est constitué des blocs suivants :

- Emetteur : contenant les éléments suivants :
 - Source : bloc qui génère des nombres entiers uniformément distribués dans l'intervalle $[0, M-1]$, où M est la taille d'alphabet.
 - Modulateur : pour moduler le signal (AM, PM)
 - Un filtre d'émission Raised Cosine Transmit Filter pour éliminer l'interférence entre symbole, assure la condition de nyquist.
- Canal équivalent : contenant :
 - Canal AWGN.
 - Un bloc de retard fractionnaire : pour retarder le signal à la sortie du canal
 - Un bloc de déphasage : pour déphaser le signal à la sortie du canal.

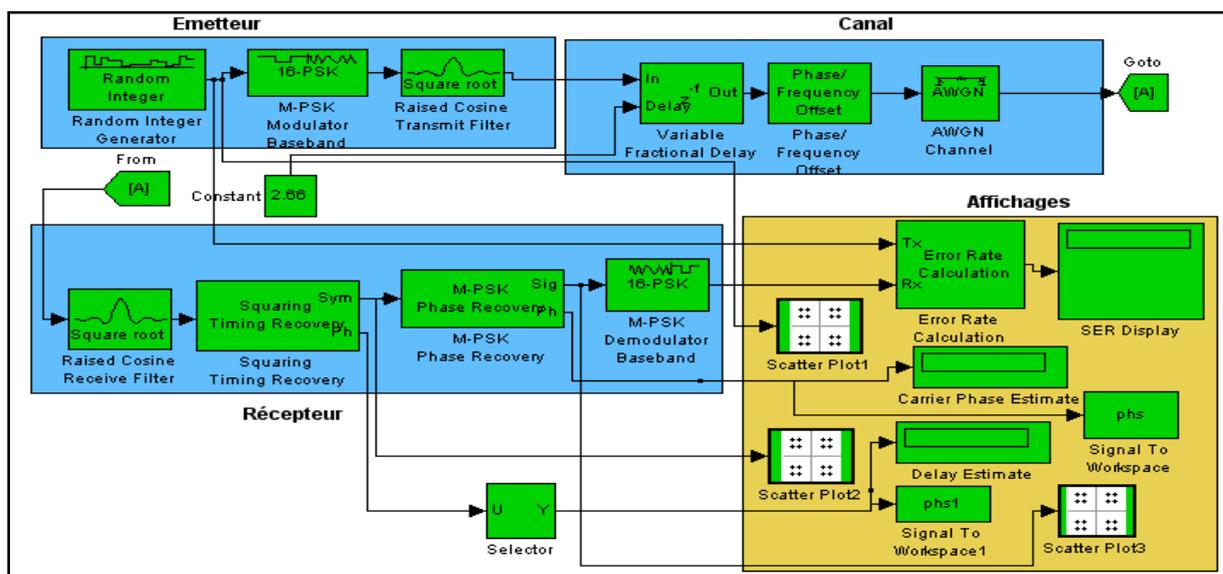


Fig.4.10 Récupération de la phase de la porteuse

- c) Récepteur : se composant de :
- Démodulateur : pour démoduler le signal.
 - Un filtre de réception Raised Cosine Receive Filter pour éliminer l'interférence entre symbole, assure la condition de nyquist.
 - Squaring Timing Recovery: assure l'estimation du retard.
 - M-PSK Phase Recovery : récupération de la phase de la porteuse.
- d) Bloc d’Affichage : comprend :
- Bloc pour calculer l’erreur.
 - Bloc qui affiche la valeur de l’erreur.
 - scatter plot1 : constellation du signal émis.
 - scatter plot2 : constellation du signal reçu avant le bloc M-PSK phase recovery.
 - scatter plot3 : constellation du signal reçu après le bloc M-PSK phase recovery.
- c) les blocs Goto et From assure la connexion entre les blocs AWGN Channel et Raised Cosine Receive Filter

4.7 Résultats

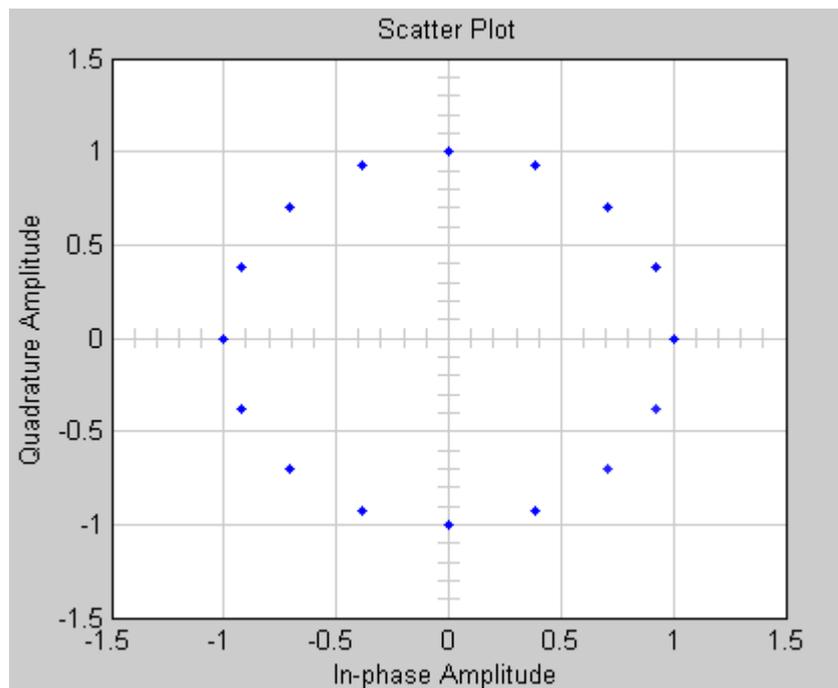
L'exécution du modèle de référence avec déphasage nul et un retard (2.66 ms) dans le bloc variable fractional delay, nous donne les trois constellations représentées par : figure 4.11.a avant le canal, figure 4.11.b avant le bloc M-PSK phase recovery et figure 4.11 c après le bloc M-PSK phase recovery. En analysant les constellations (figure 4.11 a, b et c), on constate que les trois constellations sont identiques relativement à la position des symboles dans l'espace des signaux. Mais on observe dans la figure 4.11 b et c des tâches sur la constellation provoquées par la phase de bruit AWGN introduit par le canal. La constellation de la figure 4.11 a représente les signaux émis non bruités.

On introduit un déphasage constant de 10 degré dans le bloc phase/frequency offset, Après avoir exécuté la simulation. On obtient les constellations représentées par la figure 4.12. Nous observons que l'effet de déphase se traduit par une rotation de la constellation (figure 4.12.b). Par contre la constellation (figure 4.12.c) reste inchangée a cause de la correction réalisé par le bloc correcteur M-PSK phase recovery.

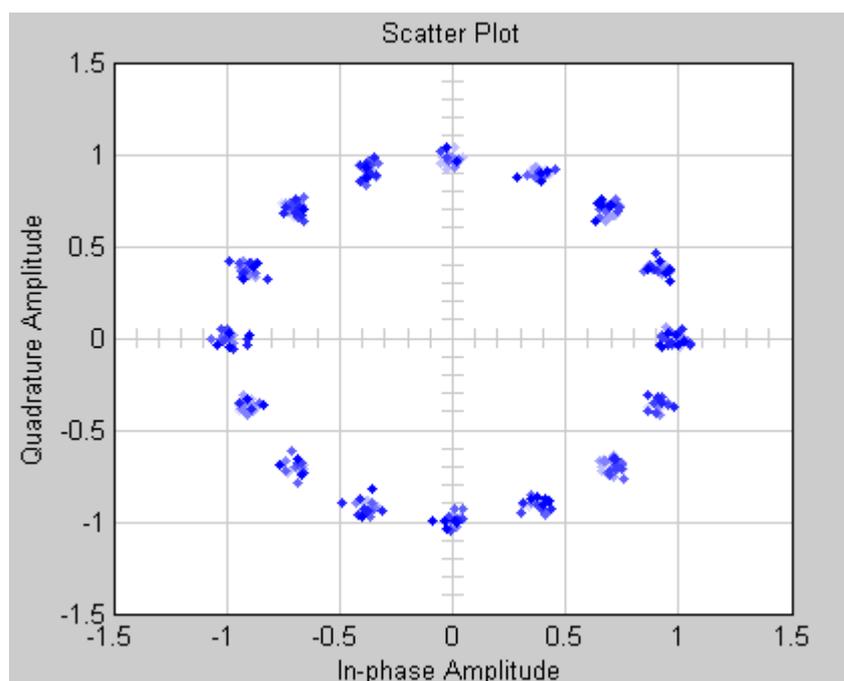
Dans notre modèle le bloc PHS nous renseigne sur la variation de la valeur estimée du retard τ et sa valeur moyenne (figure 4.13). Le PHS1 nous informe sur la variation de la phase estimée φ et ça valeur moyenne (voir figure 4.14). On observe à partir des figures 4.13 et 4.14 que :

- la valeur moyenne du retard estimé est égale à la valeur introduite 2.66 ms (voir figure 4.13),
- la valeur moyenne de la phase estimée est égale à la valeur introduite 10 degrés (voir figure 4.14).

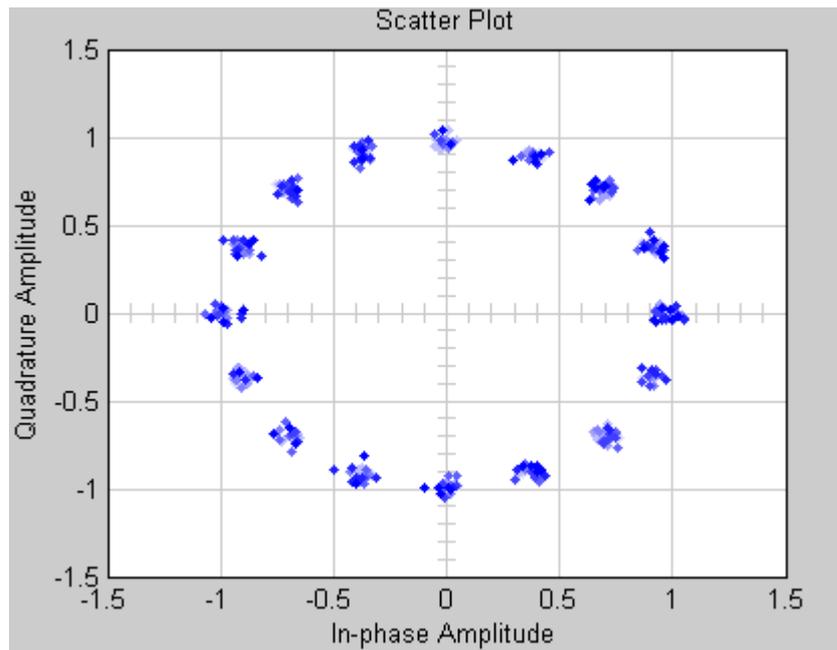
Le bloc SER Display affiche le taux d'erreur par bit, le nombre de symbole erroné et le nombre de symbole transmis. Ce bloc indique que $TEB = 0$.



(a)

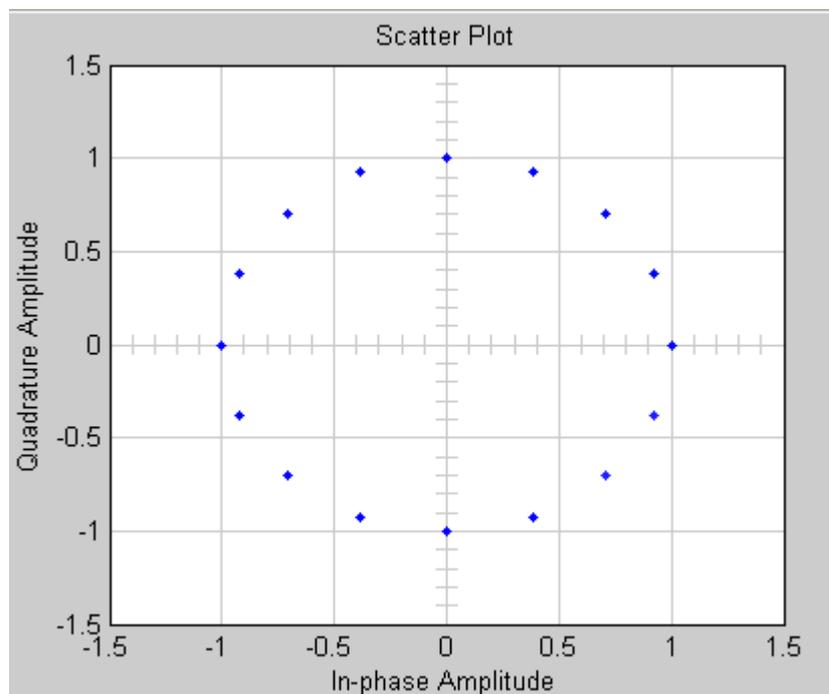


(b)

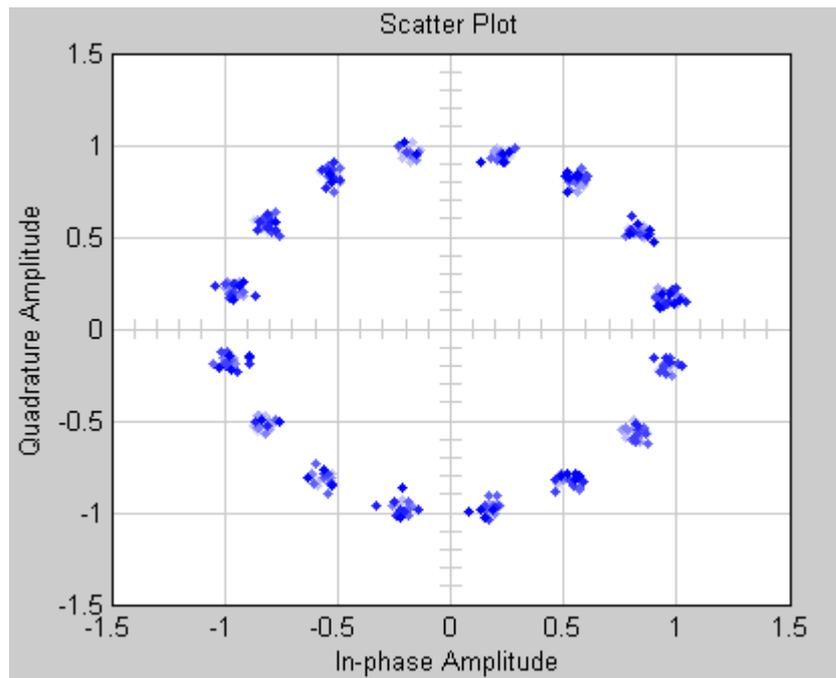


(c)

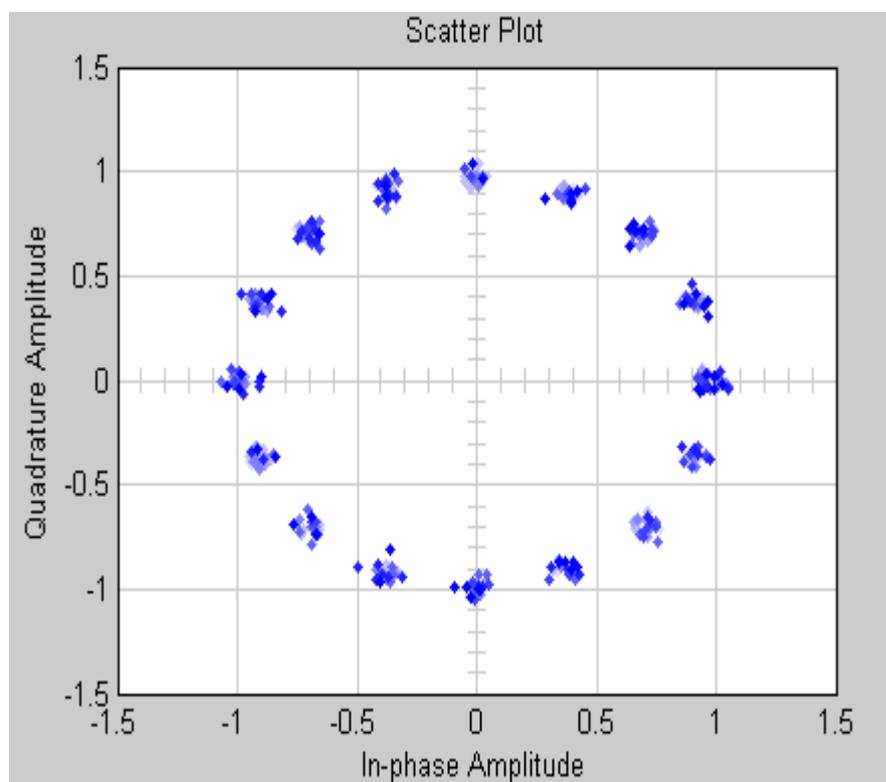
Fig. 4.11 : Les constellations avec déphasage nul (a) avant le bloc M-PSK phase recovery, (b) après le bloc M-PSK Phase Recovery, (c) à l'entrée du canal.



(a)



(b)



(c)

Fig. 4.12 Les constellations avec déphasage (d) avant le bloc M-PSK phase recovery, (e) après le bloc M-PSK phase recovery, (f) à l'entrée du canal.

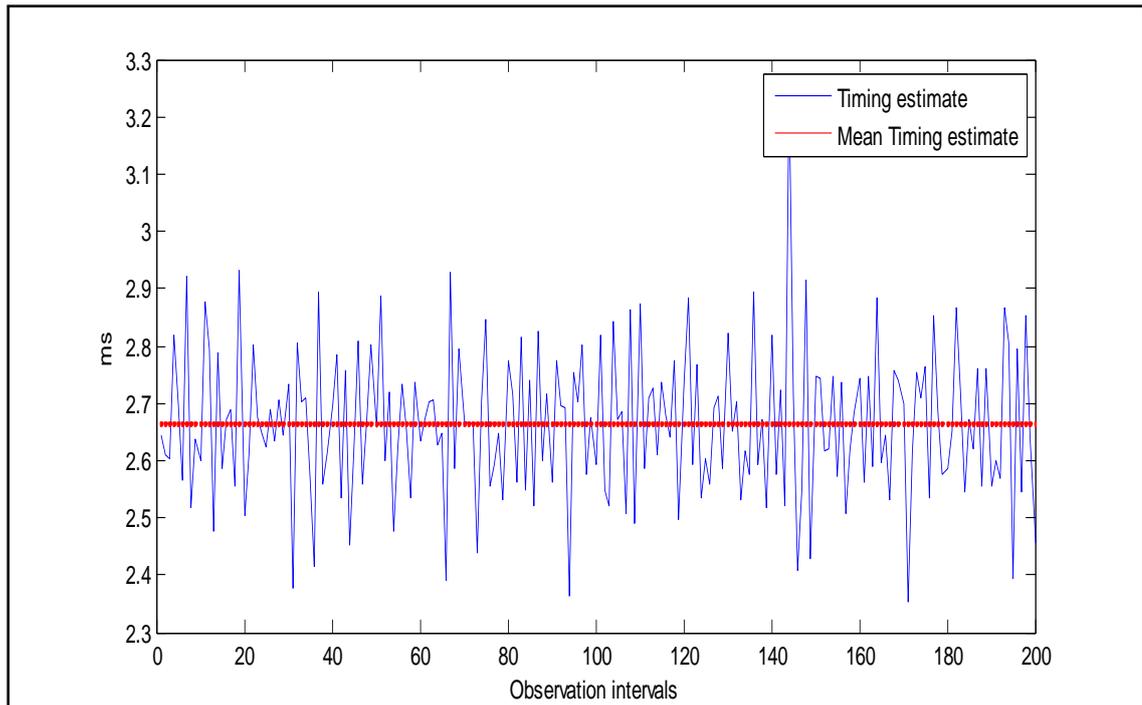


Fig. 4.13 : le retard estime te ça valeur moyenne

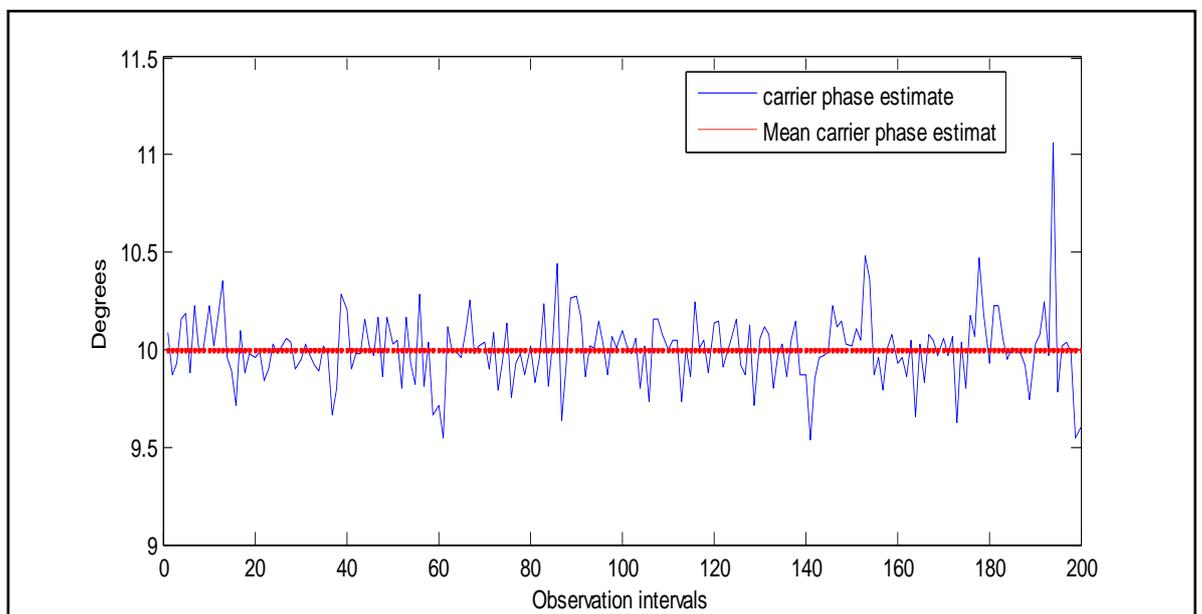


Fig.4.14 : La phase estimée et ça valeur moyenne

Interprétation

- La phase estimée instantané est variable à cause de l'algorithme qui suppose que les symboles sont aléatoires. la formule utilisée est donné par [11] :

$$\frac{1}{M} \arg\left\{\sum_{k=1}^L (x(k))^M\right\} \quad (4.4)$$

Où M la taille de la constellation, L le nombre de symbole observé et $x(k)$ le symbole observé d'indice k .

- Le bloc M-PSK phase recovery est basé sur un algorithme utilisant la méthode M-power. Cette méthode suppose que la fréquence porteuse est connue a priori. La phase à estimer est constante sur tout l'intervalle d'observation qui se compose d'une suite de symboles d'entrée. Pour chaque symbole, l'algorithme estime la phase, puis corrige le symbole actuel. L'hypothèse faite par l'algorithme est relativement vraie du fait que la phase introduite est constante sur tout l'intervalle d'observation, par conséquent, il y aura une bonne estimation.

La méthode utilisée pour la récupération de la phase est une méthode M-power. Elle utilise la structure feedforward appropriée au cas où la phase introduite est constante. Elle offre des meilleures performances pour l'estimation de la phase.

Conclusion

Nous avons présentés dans ce chapitre les différentes méthodes implémentées dans le simulink MATLAB pour la récupération du timing et de la phase de la porteuse. Nous avons exploité les différentes bibliothèques disponibles dans les blocs sets. Nous avons réalisés les deux modèles cités précédemment pour les récupérations du timing et la phase de la porteuse. Nous avons obtenu des résultats concernant ces deux paramètres. Nous avons considéré, pour le cas de la récupération du timing, la fréquence de la porteuse connue et fixe et la phase introduite nulle. Nous avons traité le cas où le retard introduit est fixe puis le cas où ce retard est variable. Nous avons constaté que la structure feedforward donne de meilleures performances pour le premier cas, tandis que la structure feedback offre des meilleurs résultats pour le second. Pour la récupération de la phase, nous avons supposé que la fréquence de la porteuse connue et fixe et que le retard est parfaitement récupéré. Nous avons appliqué la structure feedforward. Cette structure offre des meilleurs résultats.

Conclusion générale

Au cours de notre travail, nous avons traité le problème de synchronisation dans les systèmes de communications numériques monoporteuses. Nous avons estimé la phase de la porteuse non modulé, les instants optimaux d'échantillonnages. Nous avons exploité les différentes bibliothèques disponibles dans les blocs sets du Simulink MATLAB afin de réaliser des modèles de synchronisation, de la phase de la porteuse et du timing.

Pour la récupération du timing, nous avons considéré la fréquence de la porteuse connue et fixe et la phase introduite nulle. Nous avons traité le cas où le retard introduit est fixe puis le cas où ce retard est variable. Les résultats obtenus par la simulation permettent de conclure dans ces hypothèses que la structure feedforward donne de meilleures performances pour un retard constant, tandis que la structure feedback offre des meilleurs résultats pour un retard variable.

Pour la récupération de la phase de la porteuse, nous avons supposé que la fréquence de la porteuse connue et fixe, le retard est parfaitement récupéré et la phase de la porteuse introduite dans le bloc Phase/ Frequency Offset est constante sur tous l'intervalle d'observation. Dans ces hypothèses, la structure feedforward offre des meilleurs résultats.

Notre travail était limité aux systèmes de communications monoporteuses. Il peut être considéré une introduction à la synchronisation dans les systèmes plus complexes multiporteuses à hauts débits tels que la technique OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

Bibliographies

[1] P. KADIONIK « Bases de transmissions numériques », ENSEIRB (bordeaux).

[2] P. Sobieski - L. Vandendorpe ELEC 2880, « Signaux de communications ».

[3] D. POMMIER, J. VEILLARD et A. GLAVIEUX « Etude théorique et expérimentale d'une modulation simplifiée par déplacement de fréquence d'indice 1/2 phase continue »

[4] Randy H. Katz « Digital Modulation », CS Division University of California, Berkeley, 1996.

[5] John G. PROAKIS, « Digital communications », USA, McGraw-Hill 1989.

[6] Cours, BS2EL - Physique appliquée.

[7] J. M. brossier, « Radiocommunication numérique », Tome 1 Dunod, paris 2002.

[8] Hoang Le-Huy Professeur Département de génie électrique et de génie informatique Université Laval Québec, CANADA, Septembre 1998.

[9] Help Simulink.

[10] Help Simulink RF impairment.

[11] Help Simulink Synchronization.

[12] Gardner, F.M., « Charge-pump Phase-lock Loops », IEEE Trans. on Communications, Vol. 28, November 1980, pp. 1849–1858.

[11] Gardner, F.M., « Phase Accuracy of Charge Pump PLLs », IEEE Trans. on Communications, Vol. 30, October 1982, pp. 2362–2363.

[13] Gupta, S.C., « Phase Locked Loops », Proceedings of the IEEE, Vol. 63, February 1975, pp. 291–306.

[14] Lindsay, W.C. and C.M. Chie, « A Survey on Digital Phase-Locked Loops », Proceedings of the IEEE, Vol. 69, April 1981, pp. 410–431.

[15] Mengali, Umberto, and Aldo N. D'Andrea, « Synchronization Techniques for Digital Receivers », New York, Plenum Press, 1997.

[16] Meyr, Heinrich, and Gerd Ascheid, « Synchronization in Digital Communications », Vol.1, New York, John Wiley & Sons, 1990.

[17] Moeneclaey, Marc, and Geert de Jonghe, « ML-Oriented NDA Carrier Synchronization for General Rotationally Symmetric Signal Constellations », IEEE Transactions on Communications, Vol. 42, No.8, Aug. 1994, pp. 2531–2533.