

Contribution à l'étude du problème de synchronisation de porteuse dans le contexte de la Radio Intelligente

Adel Metref

► **To cite this version:**

Adel Metref. Contribution à l'étude du problème de synchronisation de porteuse dans le contexte de la Radio Intelligente. Interface homme-machine [cs.HC]. Université Rennes 1, 2010. Français. <tel-00534856>

HAL Id: tel-00534856

<https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00534856>

Submitted on 10 Nov 2010

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



THÈSE / UNIVERSITÉ DE RENNES 1
sous le sceau de l'Université Européenne de Bretagne

pour le grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1
Mention : Traitement du Signal et Télécommunications

Ecole doctorale Matisse

présentée par

Adel Metref

préparée à l'unité de recherche
SCEE-SUPELEC/IETR UMR 6164
Institut d'Électronique et des Télécommunications de Rennes
Composante universitaire S.P.M

**Contribution à l'étude
du problème de Synchronisation de porteuse
dans le contexte de la
Radio Intelligente**

**Thèse soutenue à SUPELEC
le 12 Mars 2010**

devant le jury composé de :

Pascal SCALART

Professeur ENSSAT - Lanion / président

Marie-Laurt BOUCHERET

Professeur INP-ENSEEIH - Toulouse / rapporteur

Geneviève BAUDOIN

Professeur ESIEE - Paris / rapporteur

Christophe LAOT

Maître de conférence Télécom Bretagne - Brest / examinateur

Jacques PALICOT

Professeur Supélec - Rennes / directeur de thèse

Daniel LE GUENNEC

Professeur + Supélec - Rennes / co-directeur de thèse

Résumé

Bien que de nombreux travaux de recherche aient été menés au cours des deux dernières décennies pour résoudre le problème de la synchronisation de la porteuse, il constitue aujourd'hui une thématique de recherche d'une grande importance pour divers systèmes récents de la radiocommunication comme les technologies émergentes de la Radio Logicielle Restreinte (RLR) et de la Radio Intelligente (RI). En effet, les systèmes de la RLR sont multi-fonctionnels et flexibles, dans le sens où ils peuvent traiter une variété de standards et de services tout en offrant des solutions à faible coût. Quant à la technologie RI, c'est une vision futuriste d'une radio visant la conception de dispositifs sans fil dotés de capacités d'apprentissage, d'adaptation, et de reconfiguration. Dans ce contexte, les solutions existantes du problème de synchronisation doivent être adaptées à ces nouvelles générations de technologies radio en vue d'obtenir les meilleures performances.

Les algorithmes de synchronisation nécessitent une connaissance a priori de la constellation du signal reçu. Toutefois, l'une des principales caractéristiques des systèmes RI est leur capacité d'adaptation, qui permet la reconfiguration des paramètres radio (y compris la fréquence, le niveau de puissance, le type de modulation, la bande passante, les schémas de codage) en fonction de l'environnement radio, des besoins de l'utilisateur, des conditions réseau,.... Ainsi, il est intéressant de concevoir des solutions de synchronisation auto-configurables et capables de fonctionner sans connaissance préalable de la modulation.

De nombreuses contributions au problème de la synchronisation de phase de la porteuse ont été présentées dans cette thèse. Dans la première partie du travail, nous avons effectué une analyse théorique rigoureuse et complète du détecteur de phase DD. En se basant sur les résultats de cette étude, nous avons proposé une boucle de synchronisation optimisée pour la modulation 16-QAM ainsi qu'un nouveau détecteur de verrouillage de phase pour les modulations de type QAM. Par ailleurs, nous avons proposée une structure de synchronisation de phase adaptée aux applications de la RI, qui est capable de récupérer la phase de façon aveugle vis à vis du type de modulation du signal reçu. L'idée consiste à utiliser une mesure dite "fiabilité", extraite du détecteur de phase de la boucle de synchronisation et qui fournit une information sur la modulation du signal entrant. Enfin, nous avons discuté d'une vision SIMO du problème de synchronisation de phase, exploitant les possibilités offertes par une architecture de réception RLR.

Mots-clés : Synchronisation, Radio Intelligente, PLL, détecteur de phase, courbe en S.

Abstract

Although the extensive research works have been carried out over the last two decades to resolve the problem of carrier synchronization, it remains today an issue of paramount importance for many recent digital communication systems such as the emerging wireless technologies of Software Defined Radio (SDR) and Cognitive Radio (CR). Indeed, SDR systems are multi-functional and flexible such that they can handle a variety of standards and services while at the same time provide a low-cost power-efficient solution. As for CR technology, it is a future vision of a smart radio targeting the design of wireless devices with cognition capabilities such as learning, sensing, awareness and reasoning. This implies that the well-developed solutions of the synchronization problem should be adapted to this new generation of radio technology design to get the best performance.

In either the DD or NDA synchronisation approach, the modulation removal needs a priori knowledge of the transmitted signaling scheme. However, one of the main characteristics of CR systems is their adaptability, which allows the radio parameters (including frequency, power level, modulation scheme, bandwidth, coding schemes) to be instantaneously changed depending on the radio environment, user's situation, network condition, geolocation, and so on. Thus, it is interesting to design modulation-independent and self-reconfigurable synchronization solutions.

Several contributions to the problem of carrier phase synchronisation have been carried out in this thesis. In the first part of the work, we have performed a rigorous and complete theoretical analysis of the DD phase detector. Based on the results of this study, we have proposed an optimized carrier phase synchronizer for 16-QAM modulation and a new phase lock detector for general QAM modulations. Then, we have developed a blind-modulation carrier recovery loop suited to CR applications which is capable of handling different digital modulation schemes. The underlying idea is to use a measure called "reliability" extracted from the phase detector of the loop synchronization which provides information about the incoming signal modulation format. Finally, we have discussed a SIMO approach for phase carrier synchronization which exploits the capabilities offered by the SDR receiver architectures.

Keywords : Synchronization, Cognitive Radio, PLL, phase detector, S-curve.

Table des matières

Résumé	i
Abstract	iii
Table des matières	v
Liste des acronymes et abréviations	ix
Principales variables utilisées et notations mathématiques	xi
Introduction générale	1
1 Radio Intelligente et Radio Logicielle	7
1.1 Introduction	7
1.2 La Radio Intelligente	8
1.2.1 Historique et définition	8
1.2.2 Composants de l'architecture d'une radio intelligente	11
1.2.3 Gestion du spectre	13
1.2.3.1 Approche traditionnelle (actuelle)	13
1.2.3.2 Accès dynamique au spectre	14
1.2.4 Au-delà de la gestion du spectre	15
1.3 La Radio Logicielle	16
1.3.1 Historique et définition du concept	16
1.3.1.1 Radio logicielle idéale	18
1.3.1.2 Radio logicielle restreinte	19
1.3.2 Architectures d'une radio logicielle restreinte	20
1.3.2.1 Architecture matérielle	20
1.3.2.2 Architecture logicielle	23
1.4 Relation entre radio intelligente et radio logicielle	24
1.5 Synchronisation dans le contexte des technologies radio intelligente et radio logicielle	25
1.6 Conclusion	26
2 Synchronisation : Position et définition du problème	27
2.1 Introduction	27
2.2 Formulation du problème	28
2.3 Estimation au sens du maximum de vraisemblance	31

2.4	Classification des algorithmes	32
2.4.1	Le mode de synchronisation	32
2.4.1.1	Mode de synchronisation avec pilotes (Data Aided, DA)	32
2.4.1.2	Mode de synchronisation piloté par décision (Decision Directed, DD)	33
2.4.1.3	Mode de synchronisation aveugle (Non Data Aided, NDA)	35
2.4.2	La structure de synchronisation	35
2.4.2.1	Structures bouclées	35
2.4.2.2	Structures directes	35
2.5	Les solutions rencontrées dans la littérature	36
2.5.1	Récupération de l'erreur du rythme symbole	37
2.5.2	Récupération de l'erreur de fréquence porteuse	39
2.5.2.1	Erreur de fréquence faible $\Delta f T_s \ll 1$	39
2.5.2.2	Erreur de fréquence forte $\Delta f T_s \simeq 1$	42
2.5.3	Récupération de la phase de la porteuse	45
2.5.3.1	Structures directes (FF)	45
2.5.3.2	Structures bouclées (FB)	53
2.6	Conclusion	67
3	Analyse des détecteurs de phase de type DD pour les constellations M-QAM : théorie et simulation	69
3.1	Introduction	69
3.2	Les détecteurs de phases DD	71
3.3	Courbe en S du détecteur de phase	72
3.4	Gain du détecteur de phase	80
3.5	Variance du détecteur de phase	81
3.6	Comparaison des performances	87
3.6.1	Performances en mode d'acquisition	87
3.6.1.1	Réponse linéaire	87
3.6.1.2	Zone de capture	88
3.6.1.3	Faux points d'accrochage	88
3.6.1.4	Gain du détecteur de phase	90
3.6.2	Performance en mode de poursuite	90
3.6.3	Récapitulatif	92
3.7	Extension de la réponse linéaire du détecteur de phase	93
3.7.1	Le détecteur de phase piloté par décision modifiée MDD	100
3.7.1.1	Discontinuités de la courbe en S et décisions modifiées	100
3.7.1.2	Courbe en S du détecteur MDD	103
3.7.1.3	Variance du détecteur MDD	105
3.7.1.4	Performances du détecteur MDD	107
3.7.1.5	Réduction de la variance de l'erreur d'estimation de phase	119
3.8	Conclusion	128
4	Contribution à l'étude de la synchronisation de phase dans le contexte de la radio intelligente	129
4.1	Introduction	129
4.2	Présentation du contexte	130

4.3	Synchronisation de phase à l'aide d'un dispositif d'identification de constellation	131
4.4	Algorithme proposé	131
4.4.1	Utilisation d'une décision hiérarchique	133
4.4.1.1	Variance de l'erreur d'estimation de phase	140
4.4.2	Transmission avec changement de constellation	140
4.4.3	Réduction de la variance d'estimation à l'aide de la fiabilité du détecteur de phase	142
4.5	Conclusion	155
5	Synchronisation de phase dans le contexte de la radio logicielle	159
5.1	Introduction	159
5.2	Vision SIMO de la récupération de phase	160
5.2.1	Première Approche	160
5.2.1.1	Résultats de simulation	162
5.2.2	Seconde Approche	164
5.2.2.1	Résultats de simulation	165
5.3	Conclusion	166
	Conclusion générale et perspectives	169
	Annexe	173
A	Expression du gain pour chaque détecteur de phase	175
B	Dépassement (overshoot) d'une PLL numérique du second ordre	177
B.1	Réponse impulsionnelle du modèle linéaire équivalent	177
B.2	Expression du dépassement	178
C	Démarche d'évaluation des termes de la variance du détecteur MDD	181
	Table des figures	191
	Liste des tableaux	197
	Bibliographie	199

Liste des acronymes et abréviations

APSK	A mplitude and P hase S hift K eying
BPSK	B inary P hase S hift K eying
CRB	C ramér R ao B ound
DA	D ata A ided
DD	D ecision D irected
DDS	D irect D igital S ynthesis
DPDC	D étecteur de P hase piloté par D écision C lassique
DPDH	D étecteur de P hase piloté par D écision H iéarchique
DPLL	D igital P hase L ocked L oop
DSP	D igital de S ignal P rocessor
DVB-S2	D igital de V ideo B roadcasting- S atellite S econd G eneration
DVB-T	D igital de V ideo B roadcasting- T errestrial
ELD	E arly L ate D etector
EMV	E stimation au sens du M aximum de V raisemblance
EQM	E rrer Q uadratique M oyenne
ESA	E uropean S pace A gency
FA	F iltre A dapté
FAD	F iltre A dapté D érivé
FAD	F iltre A dapté D érivé
FCM	F uzzy C - M eans
FF	F eed F orward
FI	F réquence I ntermédiare
FPB	F iltre P asse B as
FPBa	F iltre P asse B ande
FPGA	F ield- P rogrammable G ate A rray
FSE	F ractionally S paced E qualization
LMS	L east M ean S quares
LR	L uise et R egiannini
MDD	M odified D ecision D irected
MMM	M in- M ax M edian
MCRB	M odified C ramér R ao B ound
MV	M aximum de V raisemblance
NCO	N umerical C ontrolled O scillator
NDA	N on- D ata A ided

ODE	Ordinary Differential Equation
OL	Oscillateur Local
OLN	Oscillateur Local Numérique
O&M	Order and Meyr
OQPSK	Offset Quadrature Phase Shift Keying
PHLL	PHasor Locked Loop
PLL	Phase Locked Loop
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RC	Reduced Constellation
RF	Radio Fréquence
SISO	Single Input Single Output
SIMO	Single Input Multiple Output
SNR	Single to Noise Ratio
SoC	System on Chip
TEB	Taux d'Erreur Binaire
VBLD	Variance Based Lock Detector
VCO	Voltage Controlled Oscillator
V&V	Viterbi and Viterbi
ZCD	Zero-Crossing Detector

Principales variables utilisées et notations mathématiques

d_k	Symbole de la modulation
y_i	Échantillon du signal à l'entrée du filtre adapté
$r(k)$	Échantillon du signal à l'entrée du filtre adapté
w_k	Échantillon du signal corrigé en phase
x_I	partie réelle de x
x_Q	partie imaginaire de x
$h(t)$	Convolution des réponses impulsionnelles des filtres d'émission et de réception
$n(t)$	Bruit blanc Gaussien
σ_n^2	Variance de $n(t)$ (puissance du bruit)
E_s	Énergie moyenne par symbole
E_b	Énergie moyenne par bit
N_0	Densité spectrale de puissance du bruit additif
T_s	Période symbole
f_s	Fréquence symbole
T_e	Période d'échantillonnage
f_e	Fréquence d'échantillonnage
Δf	Erreur de la fréquence de la porteuse
θ	Erreur de la phase de la porteuse
τ	Erreur sur l'instant d'échantillonnage
$L(\cdot)$	Fonction de vraisemblance
$\Lambda(\cdot)$	Fonction log-vraisemblance
$\tilde{\lambda}$	Vecteur des valeurs d'essai
$\hat{\lambda}_{MV}$	Estimé au sens du MV du vecteur λ
f_d	Erreur d'estimation de l'erreur de fréquence
φ	Erreur d'estimation de l'erreur de phase
L_0	Largeur de la fenêtre d'observation en nombre de symboles
$e(j)$	Détecteur d'erreur
$S(\varphi)$	Courbe en S du détecteur de phase
$\sigma^2(\varphi)$	Variance du détecteur de phase
$F(\varphi)$	Fiabilité du détecteur de phase
K_e	Gain du détecteur de phase
B_L	Bande passante équivalente de bruit

T_{ac}	Temps d'accrochage moyen
$H_N(z)$	Fonction de transfert de la boucle
$Var(\varphi)$	Variance de l'erreur d'estimation de phase
Δf^{max}	Limite supérieur de la zone de capture de la boucle(lock-in range)
Δf^{at}	Limite supérieur de la zone d'attraction de la boucle (pull-in range)
ξ	Facteur d'amortissement de la boucle
D	Dépassement (overshoot)
Γ_x	Densité spectrale de puissance du signal $x(k)$
$R(m)$	Estimée de la fonction d'autocorrelation
\Re	Partie réelle
\Im	Partie imaginaire
$()^*$	Complexe conjugué
$arg[\cdot]$	Argument du complexe
$sgn(\cdot)$	Fonction signe
$E_x[\cdot]$	Espérance mathématique relative à la variable x

Introduction générale

Motivation

L'histoire de la synchronisation remonte au 17ème siècle lorsque le célèbre scientifique polymathe et polytechnicien hollandais Christian Huygens (1629-1695) observa que deux horloges à balancier, dont il était l'inventeur, placées côte à côte sur un même support, convergeaient rapidement et parfaitement vers un mouvement identique en phase et en fréquence alors qu'elles oscillent dans des sens opposés. Pour qualifier ce phénomène insolite, Huygens parle de : "phénomène de sympathie des horloges" et ne mit pas longtemps à expliquer cette "sympathie", transmise par d'infimes vibrations imposées au support mural. Si le phénomène de synchronisation est connu depuis plus de trois siècles, ce n'est qu'avec l'arrivée de la radio et de l'électronique, au début des années 1920, qu'il devint un sujet d'étude à part entière. Aujourd'hui, la fonction de synchronisation que l'on retrouve un peu partout autour de nous, dans divers disciplines, joue un rôle essentiel, notamment pour les systèmes de communications où son échec peut avoir un impact immédiat sur les performances globales du système et peut même .

Dans un système de communication, la synchronisation consiste à estimer un ensemble de variables inconnues dit paramètres de référence dont dépend le signal reçu, puis à les corriger en vu de restituer les données émises. La précision d'estimation de ces paramètres de référence décide souvent de la qualité de service du système de transmission. Pour que le système fonctionne correctement, la synchronisation est nécessaire dans plusieurs niveaux du récepteur (détection des trames, translation du signal en bande de base, échantillonnage du signal).

L'évolution des technologies de traitement numérique du signal a fortement influencé les techniques de conception des systèmes de communication. Les solutions de conception numérique offrent des possibilités d'implanter des algorithmes de synchronisation complexes sur des composants de plus en plus miniaturisés, et à faible consommation d'énergie. De plus les systèmes de synchronisation numériques sont plus stables et facilement paramétrables comparés aux solutions analogiques.

De nombreux travaux de recherche ont été menés pour concevoir et optimiser des solutions de synchronisation numériques qui ont trouvé leur application dans diverses technologies et dispositifs de communication numérique. Cependant, ces dernières années ont vu l'émergence de nouvelles technologies de communication tels que la "Radio Inteligente" qui soulève de nouvelles problématiques et des contraintes pouvant remettre en

question les solutions de synchronisation conventionnelles.

La radio intelligente est un concept visant la réalisation de terminaux radio dotés de capacités d'intelligence, comme la flexibilité, la reconfigurabilité, l'apprentissage, et l'adaptation. C'est une approche dans laquelle une partie où l'ensemble des paramètres radio du dispositif (ou d'un réseau de terminaux) peuvent être adaptés en fonction des contraintes de transmission où des conditions d'utilisation en vue d'une performance globale meilleure et/ou une gestion plus efficace du spectre.

Cette nouvelle vision de la radio communication nécessite une technologie de mise on oeuvre qui serait en mesure de répondre aux enjeux du concept de la radio intelligente. Grâce aux progrès des technologies numériques auxquelles on assiste depuis ces dernières années, en particulier l'apparition des technologies "Radio Logicielle", les équipements et les systèmes sont en constante évolution vers plus de flexibilité et de reconfigurabilité, offrant ainsi le support de technologie idéale à la radio intelligente. En effet, la radio logicielle définit un ensemble de technologies matérielles et logicielles où certaines ou l'ensemble des fonctions radios sont mises en oeuvre grâce à des logiciels implantés sur des technologies de traitement programmables (FPGA, DSP, SoC).

Dans ce travail de recherche, nous proposons des contributions au problème de synchronisation de la phase de la porteuse, adaptés au contexte de la radio intelligente et exploitant le grand nombre d'échantillons disponibles dans un récepteur de type radio logicielle. On s'intéresse dans ce travail aux transmissions à modulation mono-porteuse dans un canal à BABG (Bruit Additif Blanc Gaussien).

Contributions et résumé des chapitres

Les principales contributions de la thèse sont dans les chapitres 3 à 5. Dans le chapitre 3 nous faisons une analyse exhaustive d'un ensemble de détecteurs de phase de type "decision-directed" (DD) qui nous permettra d'établir les expressions analytiques de leurs courbes en S pour les modulations QAM. Nous faisons également une écriture analytique complète de leurs variances qui, à notre connaissance, n'a jamais été effectuée dans la littérature. Dans le but d'améliorer les performances de la boucle de récupération de phase, nous proposons un détecteur de phase piloté par un nouveau schéma de décision pour la modulation 16-QAM. Nous établissons les expressions de sa courbe en S et de sa variance et nous montrons qu'il est possible d'obtenir un temps d'accrochage moyen 2 à 4.5 plus faible qu'avec un détecteur "classique". Nous présentons aussi un nouveau détecteur de verrouillage de phase dont le seuil de détection est peu sensible au rapport signal à bruit.

Dans le chapitre 4, nous présentons une boucle de récupération de la phase de la porteuse adaptée aux applications de la radio intelligente, capable de se synchroniser sans connaissance a priori du type de constellation du signal reçu. La boucle que nous proposons utilise une décision "hiérarchique" pour accrocher la phase, et une mesure appelée "fiabilité" du détecteur de phase pour identifier le type de constellation. Nous montrons que cette boucle permet de maintenir l'accrochage de la boucle dans différents scénarios de changement de constellation pendant la transmission. L'originalité de cette approche

réside dans l'utilisation de la fiabilité du détecteur de phase pour identifier les changements de constellations.

Dans le chapitre 5, nous proposons d'exploiter le nombre important d'échantillons disponibles à la sortie du convertisseur analogique-numérique d'une architecture de réception de type radio logicielle pour améliorer les performances de la synchronisation de phase. Nous présentons une vision SIMO du problème de synchronisation de la phase de la porteuse où nous discutons des ouvertures vers des idées dont les résultats préliminaires sont encourageants.

Ces contributions ont fait l'objet des publications et des présentations suivantes :

Revue internationale :

A. Metref, D. L. Guennec, J. Palicot, A carrier recovery loop for Cognitive Radio applications, submitted to CSSP Special Issue on Embedded Signal Processing Circuits and Systems for Cognitive Radio-based Wireless Communication Devices in January 2010.

A. Metref, D. L. Guennec, J. Palicot, Theoretical analysis of Decision-Directed phase detectors for QAM Constellations, submitted to Transactions on Communications, 2009.

Conférences internationales :

A. Metref, D. L. Guennec, J. Palicot, Optimized decision-directed carrier recovery loop for 16-QAM constellations, In IEEE Proc. GLOBECOM, Washington , USA, November 2007.

A. Metref, D. L. Guennec, J. Palicot, S-curve theoretical analysis of a classical and a hierarchical phase detector for QAM constellations, In IEEE Proc. ISSPIT, Cairo, Egypt, December 2007.

A. Metref, D. L. Guennec, J. Palicot, Hierarchical decision based carrier recovery in a Software Radio context", In IEEE Proc. WSR, Karlsruhe, Germany, March 2008.

A. Metref, D. L. Guennec, J. Palicot, Variance analysis of a hierarchical decision-directed phase detector for 16-QAM constellation, In Proc. URSI, Chicago, USA, August 2008.

A. Metref, D. L. Guennec, J. Palicot, A new digital modulation recognition technique using the phase detector reliability, submitted to AICT, Barcelona, Spain, May 2010.

Conférences nationales :

A. Metref, D. L. Guennec, J. Palicot, Analyse de la caractéristique de deux détecteurs de phase classique et hiérarchique pour les modulations QAM", In Proc. GRETSI, Troyes, France, September 2007.

Divers :

A. Metref, Optimisation d'une structure bouclée de récupération de porteuse à décision dirigée pour les constellations 16-QAM, Séminaire SCEE, Juin 2007, Supélec, Rennes.

A. Metref, Contributions au problème de la synchronisation de phase dans le contexte de la radio intelligente, Doctoriales de Bretagne 2008, Brest, 16-21 Novembre 2008.

Ce document est structuré autour de 5 chapitres. Leur contenu est rapidement résumé ci-dessous.

Le **chapitre 1** décrit brièvement le concept de la radio intelligente qui représente le contexte de l'étude ainsi que la technologie radio logicielle. Parmi les diverses applications de la radio intelligente, l'attention est portée particulièrement sur le problème de gestion du spectre qui est à l'origine de l'avènement du concept RI et qui montre clairement l'importance d'adaptation des algorithmes de synchronisation au contexte de la RI. La technologie de conception radio logicielle est également présentée comme "technologie habilitante" (enabling technology) pour la radio intelligente permettant essentiellement de réaliser les fonctions de cognition.

Le **chapitre 2** traite du problème de synchronisation dans les récepteurs numériques. Une première partie définit le problème général sous ses différents aspects et présente la solution basée sur le critère du maximum de vraisemblance communément utilisée pour résoudre ce problème. Puis, une classification et une synthèse des principales solutions de l'état de l'art sont effectuées. Une étude plus détaillée du problème de synchronisation de la phase de la porteuse et ses solutions auxquelles on s'intéresse dans cette thèse, est menée dans ce chapitre.

Le **chapitre 3** est consacré à l'étude des détecteurs de phase de type decision-directed pour les constellations QAM. Des expressions analytiques de la courbe en S et de la variance de ces différents détecteurs, sont établies et validées par simulation. Une analyse comparative des performances de ces détecteurs est aussi établie dans ce chapitre. Une optimisation des performances du détecteur retenu de cette analyse pour la modulation 16-QAM est proposée, elle est basée sur la définition d'un schéma de décision modifiée permettant d'augmenter la taille de la réponse linéaire du détecteur de phase.

Au **chapitre 4**, une nouvelle structure bouclée de synchronisation de phase, aveugle vis à vis du type de la constellation du signal reçu est présentée et analysée pour différents scénarios de changement de constellation en réception à différents niveaux de bruit. Cette structure utilise, pour identifier le changement de constellation, une caractéristique du détecteur de phase appelée "fiabilité" construite à partir de la courbe en S et la variance du détecteur de phase.

Le **chapitre 5** présente une proposition d'exploitation des possibilités offertes par une architecture de réception de type radio logicielle sous forme d'une vision SIMO du

problème de synchronisation de phase. Une discussion des améliorations que peut apporter une telle approche est brièvement exposée.

Chapitre 1

Radio Intelligente et Radio Logicielle

Sommaire

1.1	Introduction	7
1.2	La Radio Intelligente	8
1.2.1	Historique et définition	8
1.2.2	Composants de l'architecture d'une radio intelligente	11
1.2.3	Gestion du spectre	13
1.2.4	Au-delà de la gestion du spectre	15
1.3	La Radio Logicielle	16
1.3.1	Historique et définition du concept	16
1.3.2	Architectures d'une radio logicielle restreinte	20
1.4	Relation entre radio intelligente et radio logicielle	24
1.5	Synchronisation dans le contexte des technologies radio intelligente et radio logicielle	25
1.6	Conclusion	26

1.1 Introduction

Les dispositifs de communication sans fil comprennent trois modules principaux : la partie signal, le support matériel ainsi que les fonctionnalités. Ces trois entités principales, qui se complètent les unes les autres, ont évolué depuis l'invention de la transmission radio par Guglielmo Marconi. Les équipements de communication primitifs étaient dotés d'un simple module signal, un matériel composé de circuits analogiques et des fonctionnalités très limitées. Au cours du temps, chacune de ces entités a évolué de manière significative. Différentes méthodes de transmission du signal ont été inventés et utilisés et de nombreux standards et systèmes de communications sans fil ont été développés à travers le monde. De nos jours, la diversité des standards et des systèmes de communication soulève des questions de coexistence comme les possibilités d'interopérabilité et de connectivité globale cohérente. En parallèle, la technologie des composants matériels a également énormément évolué. L'une des principales étapes de ces progrès était le passage des circuits

analogiques aux circuits numériques, puis l'introduction de processeurs de traitement sophistiqués. Ceci a engendré récemment une mutation naturelle des technologies de conception vers une nouvelle approche dite "radio logicielle" (Software Radio) actuellement en cours de développement. La radio logicielle s'inscrivait initialement dans la perspective de proposer des systèmes multi-standards et multi-modes, elle était aussi envisagée comme solution prometteuse pour répondre aux questions d'interopérabilité et de connectivité globale cohérente.

En parallèle à tout cela, les fonctionnalités offertes par les dispositifs de communication sans fil sont de plus en plus nombreuses et sophistiquées. Par exemple, la technologie cellulaire a été développée au départ pour les communications vocales des utilisateurs de terminaux mobiles. Cependant, les téléphones cellulaires offrent aujourd'hui diverses fonctionnalités telles que l'accès à Internet, l'appareil photo numérique, le positionnement par GPS, les jeux, le lecteur de musique et l'assistance personnelle. La demande toujours accrue des utilisateurs et des fournisseurs de services a pour conséquence d'accroître en permanence les besoins en qualité de service. Cette tendance nécessite de doter les dispositifs de communication sans fil de fonctionnalités intelligentes, c'est ce qui a introduit le concept de technologie "radio intelligente" (Cognitive Radio).

La radio logicielle est la technologie la plus adéquate à la mise en oeuvre des radios intelligentes. Jusqu'à l'avènement du concept de la radio intelligente, la radio logicielle a surtout été proposé principalement dans le but de réaliser des systèmes de communication multi-modes et multi-standards. Toutefois, le rôle de la radio logicielle dans l'approche radio intelligente est essentiel, elle permet la réalisation des fonctions de cognition (e.g. perception sensorielle, capture d'information, prise de décision, etc.).

Dans ce chapitre, nous commençons par exposer brièvement l'historique et la définition du concept radio intelligente (1.1.1). Ensuite, nous décrirons de façon succincte les composantes d'une architecture radio intelligente (1.1.2). Un exemple d'application à l'origine de l'apparition du concept de la radio intelligente connu sous le nom de "gestion du spectre" est décrit dans le paragraphe (1.1.2).

Dans le paragraphe (1.2.1), un aperçu de l'historique du concept de la radio logicielle est présenté, nous discuterons aussi dans cette section les subtilités entre la radio logicielle idéale (Ideal Software Radio) et la radio logicielle restreinte (Software Defined Radio). Nous nous intéresserons dans la section (1.2.2) aux architectures matérielles et logicielles de mise en oeuvre d'une radio logicielle restreinte. Nous établirons ensuite (1.3) la relation entre le concept de la radio intelligente et la radio logicielle restreinte considérée comme support d'implantation des radios intelligentes. Enfin, nous discuterons dans la dernière partie du chapitre des besoins de synchronisation dans un dispositif de réception, entre autres celle de la porteuse, dans les deux contextes de conception radio intelligente et radio logicielle.

1.2 La Radio Intelligente

1.2.1 Historique et définition

Le concept de radio intelligente a été créé par Mitola dans un article qu'il a co-écrit avec Maguire en 1999 [1]. Mitola et Maguire ont décrit la radio intelligente comme une

radio capable de comprendre le contexte dans lequel elle se trouve, et peut par conséquent adapter le processus de communication en accord avec cette compréhension. Il y a beaucoup de débats à propos de la définition exacte du concept de radio intelligente depuis l'introduction de l'expression "radio intelligente". Le concept de radio intelligente s'est développé sous différents angles et s'est étendu à divers champs d'application.

Dans le contexte des technologies radio actuelles, en quelques mots, la radio intelligente est une radio dotée d'une intelligence avancée. Les dernières décennies ont vu l'apparition de radios de plus en plus intelligentes, certains systèmes de radiocommunication actuels utilisent des radios capables d'adapter leur fonctionnement de différentes façons. A titre d'exemple, les systèmes WiMAX peuvent adapter les caractéristiques des signaux qu'ils transmettent afin de maintenir la qualité et la stabilité de la liaison. Ce type de fonctionnalité est invisible à l'utilisateur, mais le fait demeure que les systèmes de communication que nous utilisons aujourd'hui sont capables d'adapter et changer leur fonctionnement de différentes manières pour maintenir la connectivité face à des conditions et des circonstances qui varient constamment.

Dans l'exemple du WiMAX, l'adaptation est bien définie, elle peut être anticipée et survient sous des conditions simples et directes. En effet, dans un système WiMAX, la densité de la modulation du signal transmis peut varier en fonction des conditions de la liaison radio, plus particulièrement le rapport signal à bruit (Fig. 1.1). Près de la station de base la qualité du signal reçu est meilleure, le système utilise donc une modulation dense (64-QAM) qui est sensible au bruit mais garantit un débit de transmission élevé. Cependant, lorsque l'utilisateur s'éloigne de la station de base, la qualité du signal se dégrade de plus en plus, par conséquent, le système bascule sur des modulations moins denses (16-QAM ou 4-QAM) dont le débit est faible mais qui procurent à la liaison plus de robustesse face aux perturbations. L'adaptation de la modulation permet de sacrifier de la bande passante pour de la portée.

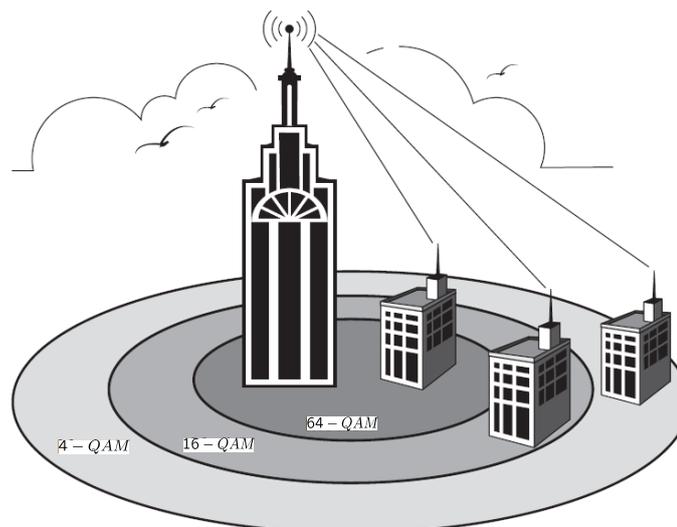


FIGURE 1.1 – Adaptation de la modulation dans un système WiMAX (extraite du chapitre 2 de [2])

La radio intelligente va plus loin que le simple comportement d'adaptation de l'exemple du WiMAX. Cela signifie essentiellement deux choses : d'une part, que le niveau d'adaptabilité dans une radio intelligente est considérablement élevé et s'applique à un éventail de paramètres de fonctionnement aussi large possible, e.g. fréquence de fonctionnement, puissance d'émission, type de modulation, le diagramme de rayonnement de l'antenne, consommation des batteries, utilisation des processeurs, etc. D'autre part, que l'adaptation elle-même peut se faire de deux façons distinctes : *planifiée* et *non planifiée*. Dans le second cas, l'adaptation se fait à travers les modes de fonctionnement de la reconnaissance radio, à savoir l'apprentissage à partir des situations répétitives et des expériences antérieures, et l'utilisation de mécanismes pour anticiper les futurs événements auxquels sera confronté l'équipement radio. Avec ceci à l'esprit, il devient possible de définir une radio intelligente.

Définitions :

Une radio intelligente est un dispositif doté d'au moins quatre entrées principales, à savoir une compréhension de l'environnement dans lequel il opère, une compréhension des besoins de communication de l'utilisateur(s), une compréhension des politiques réglementaires qui lui sont applicables ainsi qu'une compréhension de ses propres capacités. En d'autres termes, une radio intelligente est pleinement consciente du contexte dans lequel elle fonctionne. Une radio intelligente traite les entrées qu'elle reçoit et prend des décisions de façon autonome sur la façon de se configurer en adéquation avec le contexte de communication. Pour décider comment se configurer, le dispositif radio tente de faire correspondre les actions aux besoins tout en ayant conscience des contraintes ou des conflits (physiques, réglementaires, etc.) qui peuvent exister. Une radio intelligente est dotée de la capacité d'apprendre de ses actions et de faire contribuer cet apprentissage à toute future réaction. Une radio intelligente est constituée de composants logiciels et matériels qui lui confèrent la capacité d'assimiler une grande variété de configurations des paramètres de communication.

Cette définition, bien que perfectible, regroupe les éléments essentiels d'une radio intelligente. Actuellement des efforts sont investis pour aboutir à une définition ferme et précise. Ainsi, par exemple le SDR Forum ⁽¹⁾ et le groupe de travail P1900 de l'IEEE ont approuvé en Novembre 2007 ⁽²⁾ ces définitions :

- "(a) Une radio intelligente est une radio dans laquelle les systèmes de communications sont conscients de leur environnement et état interne, et peuvent prendre des décisions quant à leur mode de fonctionnement radio en se basant sur ces informations et objectifs prédéfinis. Les informations issues de l'environnement peuvent comprendre ou pas des informations de localisation relatives aux systèmes de communication".
- "(b) La radio intelligente (comme définie en (a)) utilise la radio logicielle restreinte, la radio adaptative ainsi que d'autres technologies pour ajuster automatiquement son fonctionnement afin d'atteindre les objectifs désirés".

(1). Le SDR Forum a été fondé en 1996 par Wayne Bonser de l'AFRL (Air Force Rome Labs) dans le but d'élaborer des normes industrielles du matériel et du logiciel des technologies SDR. Actuellement, le SDR Forum comprend de nombreux groupes de travail menant des travaux de recherche dans les applications de la radio intelligente et l'efficacité du spectre.

(2). http://www.sdrforum.org/pages/documentLibrary/documents/SDRF-06-R-0011-V1_0_0.pdf

1.2.2 Composants de l'architecture d'une radio intelligente

Mitola a défini l'architecture d'une radio intelligente par un ensemble cohérent de règles de conception par lequel un ensemble spécifique de composants réalise une série de fonctions de produits et de services [3].

L'architecture la plus simple d'une radio intelligente est l'ensemble minimaliste des composantes fonctionnelles de la Fig. 1.2 . Un élément fonctionnel est une boîte noire à laquelle des fonctions ont été attribuées, mais dont la mise en oeuvre des composants n'a pas été précisée. Ainsi, bien que les applications de ces composants soient susceptibles d'être principalement de type logiciel, les détails de ces composants logiciels restent à préciser.

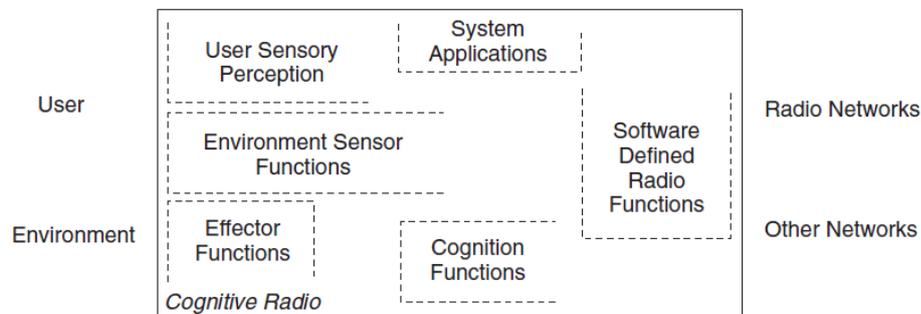


FIGURE 1.2 – Architecture simple d'une radio intelligente (extraite du chapitre 5 de [4])

Six composantes fonctionnelles constituent l'architecture (minimaliste) d'une radio intelligente :

- L'interface de perception sensorielle de l'utilisateur comprend les fonctions de capture (sensing) et de perception, visuelles et acoustiques.
- Les capteurs de l'environnement local (position, température, accélération, etc.)
- Les applications système (les services médias indépendants comme un jeu en réseau).
- Les fonctions de la radio logicielle restreinte (SDR) (comprenant la détection RF et les applications radio de la SDR).
- Les fonctions de cognition (contrôle, planification, apprentissage).
- Les fonctions effectrices locales (synthèse de parole, texte, graphiques, affichages multi-médias).

La Fig. 1.3 illustre le cycle de cognition ainsi appelé par Mitola et Maguire [1] qui synthétise les fonctions de cognition de l'architecture d'une radio intelligente.

L'observation (observe) consiste en la compréhension de l'environnement radio, des besoins des utilisateurs, des contraintes existantes. L'orientation (orient) fait référence à la façon de déterminer s'il y a besoin d'une action urgente ou si une planification à long terme est plutôt nécessaire. La planification (plan) consiste en la prise de décisions à long terme. Le processus de décision (decision) se sert des observations pour produire une action ou un ensemble d'actions (act). L'apprentissage quant à lui dépend des phases d'observation, de décision, d'action et de planification. L'apprentissage initial est réalisé à travers les phases

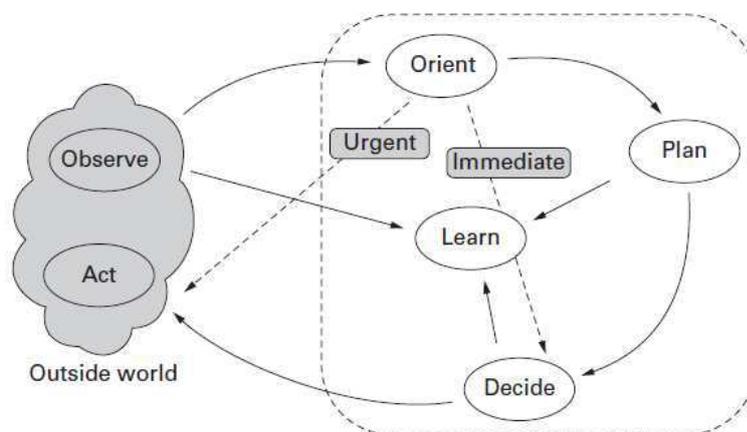


FIGURE 1.3 – Le cycle de cognition de Mitola et Maguire [1]

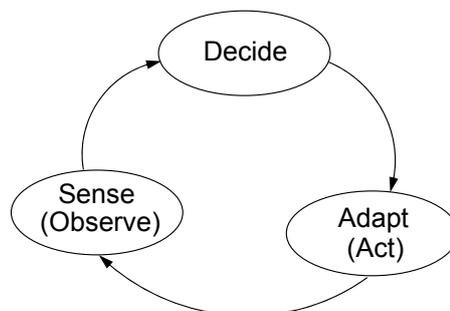


FIGURE 1.4 – Le cycle de cognition simplifiée

d'observation et d'action dans lesquelles toutes les perceptions sensorielles ainsi que les actions sont continuellement comparées à l'ensemble des expériences antérieures.

Il est possible de simplifier le schéma de la Fig. 1.3 sans perte de généralité si l'on intègre à "decide" tout ce qui sous entend une notion d'intelligence, comme "orient", "plan", "learn" (Fig. 1.4) [5].

La fonction "sense" a pour rôle de fournir des informations sur l'environnement interne et externe de la radio. Des capteurs de tous niveaux de l'environnement (utilisateurs, réseaux, matériel,...) sont utilisés pour collecter ces informations. Les capteurs sont donc un élément clef de la radio intelligente puisque sans informations il n'est pas possible de s'adapter [6].

Le spectre est l'élément vital de la communication RF⁽³⁾. La capacité de trouver et d'utiliser les ressources spectrales constitue désormais un enjeu financier majeur. Par conséquent, la recherche internationale en la matière se développe à un rythme phénoménal, d'ailleurs, dans la majorité des travaux menés dans ce sens, la radio intelligente se réduit à l'amélioration des pratiques d'usage du spectre [7].

(3). Citation du livre "Radio Cognitive Technologies" , chapitre 5, par P. Marshall, BA. Fette, Edition Newnes 2006.

1.2.3 Gestion du spectre

D'un point de vue historique, les applications qui sont à l'origine de la naissance du concept radio intelligente ont été présentées dans le contexte de la gestion du spectre, en particulier celui de l'accès dynamique au spectre.

En gros, la gestion du spectre signifie le processus d'organiser la façon dont le spectre est exploité et par qui?. L'objectif principal de la gestion du spectre consiste à obtenir un taux maximum de l'exploitation globale du spectre radio et ceci en autorisant l'accès aux utilisateurs efficaces autant que possible tout en garantissant que les interférences entre différents utilisateurs restent gérables [8]. Le rôle important que jouera la radio intelligente à travers les nouvelles politiques de gestion dynamique du spectre conduira à terme à rendre obsolètes des notions aussi fondamentales en radio que celles d'allocation statique des ressources spectrales [5].

1.2.3.1 Approche traditionnelle (actuelle)

D'un point de vue historique, l'approche adoptée par les organismes de gestion du spectre à travers le monde a été très prescriptive. En règle générale, ces organismes se chargent de définir la bande de fréquence adéquate, spécifier les services qui devraient être fournis dans la bande, déterminer les technologies qui sont autorisées dans la prestation des services, décider de qui est en mesure de fournir les services et qui est en mesure de les utiliser. C'est ce qu'on appelle "l'approche administrative" de gestion du spectre ou aussi l'approche "commande et contrôle".

Dans cette approche, le spectre radio est alloué à un service particulier (e.g service radio mobile terrestre, radiodiffusion, etc) pour des groupes d'utilisateurs et/ou des fournisseurs, la bande allouée au service est répartie en sous-bandes (e.g utilisateurs commerciaux, des services de sécurité publique, etc), la sous-bande peut aussi être assignée (accès exclusif à un canal de fréquence, autorisé ou pas). Cette organisation du spectre est décidée par les organismes gouvernementaux selon un processus administratif, c-à-d, par l'établissement et l'application de réglementations gouvernementales. A cause de la concurrence entre différents usages du spectre et à cause des usagers des ressources spectrales rares, la FCC⁽⁴⁾ doit décider des usages et des usagers qui servent au mieux l'intérêt public en prenant en compte les besoins et les avantages de ce dernier ainsi que les considérations techniques et les limitations des équipements.

La compréhension de la réglementation actuelle de la gestion du spectre n'est pas le but ici, nous voulons juste souligner le fait que la centralisation des décisions, à la fois techniques et économiques concernant l'utilisation du spectre est un élément clé de l'approche administrative de gestion du spectre. Un bon aperçu des problèmes de gestion du spectre est présenté dans [9].

Les défauts de cette politique de gestion du spectre, notamment la rigidité excessive, les délais de traitement, le gaspillage du spectre et les coûts élevés de normalisation, se sont fait sentir avec la prolifération des systèmes et des applications radio qui ont entraîné une demande incessante des ressources spectrales devenues de plus en plus rares. La conséquence étant un problème sérieux de pénurie et de sous-exploitation du spectre poussant les organismes de régulation et de gestion du spectre à reviser leur politique en

(4). Federal Communications Commission, organisme de régulation et de gestion du spectre aux États-Unies

y introduisant plus de flexibilité. Une nouvelle approche est alors proposée pour répondre à ce problème : L'accès dynamique au spectre radio [10].

1.2.3.2 Accès dynamique au spectre

La Fig. 1.5 montre un exemple de mesure de l'utilisation de la bande 1400 MHz-1520 MHz du spectre dans un endroit particulier du centre ville de Dublin en avril 2007. Les mesures étaient prises par la compagnie "Shared Spectrum Company" à partir de 18h et durant 40 heures. La figure montre l'existence de parties non utilisées pour une longue période. La Fig. 1.5 où le taux d'occupation du spectre est d'à peine 10% est à l'image de l'utilisation réelle du spectre. Comme on peut le constater sur la figure, l'aspect temporel

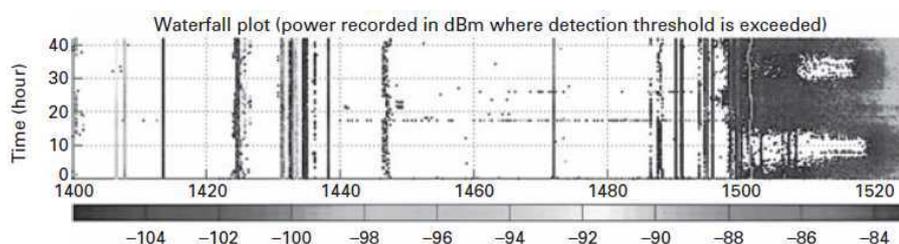


FIGURE 1.5 – Mesure d'occupation du spectre de la Shared Spectrum Company, Dublin, Avril 2007 (extraite du chapitre 2 de [2])

de la transmission radio est clairement observé, en particulier dans l'intervalle 1500 MHz-1520 MHz où l'on constate une partie significative inoccupée du spectre au cours de deux intervalles de temps (des "espaces blancs") qui correspondent en fait aux deux nuits sur laquelle les mesures ont été prises. Bien que toutes les fréquences dans la bande de la figure ci-dessus ont été allouées à des services particuliers, elles ne sont pas entièrement occupées. Par conséquent, des opportunités supplémentaires d'accès au spectre via ces espaces existent mais il faudrait que la politique actuelle autorise ce genre d'accès.

L'accès dynamique au spectre signifie, qu'au lieu de se donner une gamme de fréquences statique où la radio opère, on pourrait plutôt l'autoriser à utiliser tout ce spectre inutilisé ou "l'espace blanc" (white space) qu'elle trouve libre. L'approche dynamique permet donc l'utilisation des ressources mal exploitées qui seraient autrement gaspillées. Une telle ouverture du spectre permet également d'ouvrir les barrières à de nouvelles propositions puisque cette approche signifie plus de spectre disponible à l'utilisation.

Dans l'ensemble, la vision de l'accès dynamique au spectre est centrée autour du concept de partage du spectre entre utilisateurs autorisés et non autorisés. Dans ce cas, les détenteurs de licences du spectre sont appelés utilisateurs primaires. Ces utilisateurs autorisés (licenciés) ont un accès prioritaire à la bande dont ils possèdent la licence. Les utilisateurs secondaires doivent quant à eux, s'assurer tout d'abord qu'elle n'est pas utilisée par un utilisateur primaire. Si elle est libre, ils peuvent alors y accéder et l'utiliser tant qu'elle n'est pas réclamée par un utilisateur primaire. Les utilisateurs secondaires doivent cesser d'émettre lorsque l'utilisateur primaire demande sa bande. Pour que cela fonctionne, l'utilisateur secondaire doit être capable de détecter l'espace blanc, de se configurer pour transmettre dans cet espace blanc, de détecter le retour de l'utilisateur primaire et ensuite cesser de transmettre et chercher un autre espace blanc. Il est clair que cela

rentre bien dans la définition de la radio intelligente que nous avons cité précédemment. L'utilisateur secondaire a besoin d'intelligence à la fois pour détecter les espaces blancs et pour gérer son "accès différé" et transmettre dans l'espace blanc tout en veillant à ne pas créer d'interférence avec les utilisateurs primaires. Cette approche de partage du spectre où les utilisateurs détenteurs de licences sont prioritaires, est appelée "approche à accès différé" (spectrum overlay approach). Une autre approche de partage connue sous le nom "d'approche à accès simultané" (spectrum underlay approach) existe. Dans cette dernière, les utilisateurs secondaires accèdent aux ressources spectrales partagées au même moment que les utilisateurs primaires tout en respectant des contraintes sévères en terme de puissance d'émission. Pour ce faire, les utilisateurs secondaires doivent étaler leur spectre sur une large bande pour que ce soit vu comme du bruit blanc vis à vis des utilisateurs primaires. Aucune détection des utilisateurs primaires n'est donc effectuée puisque on considère qu'ils transmettent continuellement. Cette approche est plus adaptée aux transmissions à courte portée, haut débit et faible puissance.

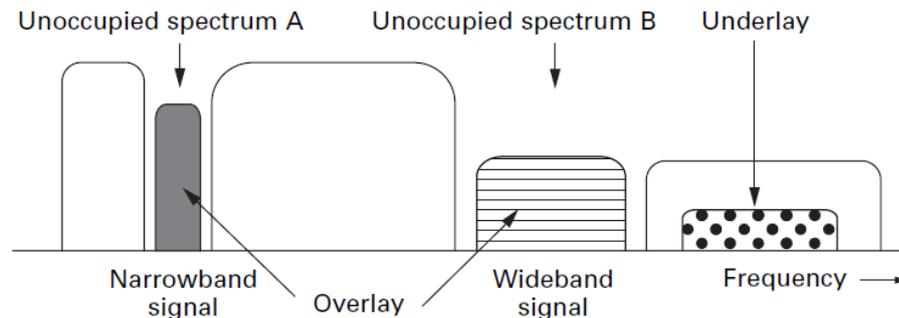


FIGURE 1.6 – Accès dynamique au spectre radio (extrait du chapitre 2 de [2])

Notons que l'approche à accès différé a été introduite la première fois par Mitola [11] sous le terme de "spectrum pooling". Aujourd'hui, elle est plus connue sous le nom "d'accès opportuniste au spectre radio". Notons aussi que l'approche d'accès opportuniste est plus avantageuse, car moins contraignante et répond à la fois au problème de pénurie des fréquences et à celui de la sous-exploitation du spectre.

D'autres techniques d'accès dynamique au spectre peuvent être rencontrées dans la littérature, à savoir la technique d'usage exclusif dynamique qui, par rapport à l'approche actuelle (administrative), améliore l'efficacité d'usage du spectre en y introduisant plus de flexibilité sans pour autant éliminer les espaces blancs observés dans la sous-occupation du spectre. On cite aussi la technique du spectre commun qui propose un accès ouvert au spectre inspiré de la bande ISM (Industriel, Scientifique et Medical) dont l'accès est sans licence.

1.2.4 Au-delà de la gestion du spectre

En dehors de la gestion du spectre, la radio intelligente est susceptible de jouer un rôle plus générale dans la conception des systèmes de radio communication.

- En effet, la radio peut intervenir en particulier au niveau de la configuration et de la gestion des systèmes et au niveau de l'utilisateur. Du point de vue configuration et gestion

des systèmes, la radio intelligente, ou peut-être plus exactement un réseau de radios intelligentes, peut être considéré comme un système "auto-organisé". Le réseau peut comprendre le contexte de l'environnement où il se trouve, il peut de façon autonome, se configurer en réponse à un certain ensemble de besoins ou d'exigences. Cette auto-configuration s'étend sur de nombreux paramètres du réseau tels que la puissance, le diagramme de rayonnement de l'antenne, les algorithmes de routage, les techniques de codage, les techniques de filtrage, etc.

D'un point de vue utilisateur, les aspects d'auto-configuration se manifestent également à travers la personnalisation de l'expérience de l'utilisateur. La personnalisation est l'adaptation des services et des applications afin de répondre à des besoins spécifiques de l'utilisateur. Une radio intelligente peut, par exemple, prendre en charge la reconnaissance de la position de l'utilisateur, sa langue maternelle, ses préférences personnelles, et peut apprendre les routines et les habitudes de voyage de l'utilisateur, et utiliser cette information dans le processus de personnalisation.

- En outre, la prise en compte de l'environnement globale est une vision plus générale de la radio intelligente proposée par Palicot [12], et adoptée par l'équipe SCEE de SUPELEC dans ses travaux de recherche, celle ci est totalement compatible avec la vision de Mitola basé sur une optimisation centralisée. Palicot a cité [12] : "la radio intelligente est une vue décentralisée associée à une optimisation locale des besoins et des ressources par opposition à une vue centralisée et statique, basée sur le pire scénario des besoins (comme c'est le cas aujourd'hui)".

Le lecteur désirant plus de détails au sujet de la radio intelligente pourra consulter les références [2], [10], [4], [13].

1.3 La Radio Logicielle

1.3.1 Historique et définition du concept

La radio logicielle n'est pas véritablement une nouvelle technologie, mais plutôt une évolution logique et une convergence des radios numériques et des technologies logicielles pré-existantes. Le concept de la radio logicielle est né de la recherche militaire américaine, comme le montre la Fig. 1.7, les origines de la conception radio logicielle remontent aux années 1987, quand la "Air Force Rome Labs" (AFRL) a financé le développement de la première radio programmable (aboutie en 1992) comme une étape d'évolution au-delà de l'architecture intégrée de communications, de navigation, et d'identification (ICNIA) [14]. ICNIA était un programme initié en 1970 dans le but d'introduire les premières radio VHF multi-modes dans l'armée américaine. Au début des années 1990, l'AFRL et la "Defense Advanced Research Projects Agency" (DARPA) ont uni leurs forces pour financer le programme SPEAKEasy qui devait englober un ensemble de familles de radios militaires dans un seul équipement [15]. Les technologies du programme Speakeasy ont ensuite évoluées en 1998 vers le programme "Joint Tactical Radio System" (JTRS) financé par le Joint Program Office (JPO) de l'US Department of Defense (DoD) [16]. En 1998 l'US Navy s'est doté du Digital Modular Radio (DMR) devenu une radio logicielle restreinte multi-modes à quatre canaux RF full-duplex dans la bande 2 MHz-2 GHz [16]. Ces initiatives de la communauté militaire américaine ont donné naissance en 1996 au Modular Multi-

function Information Transfer Systems (MMITS) forum, aujourd'hui connu sous le nom de Software Defined Radio (SDR) forum et ciblant clairement des applications civiles.

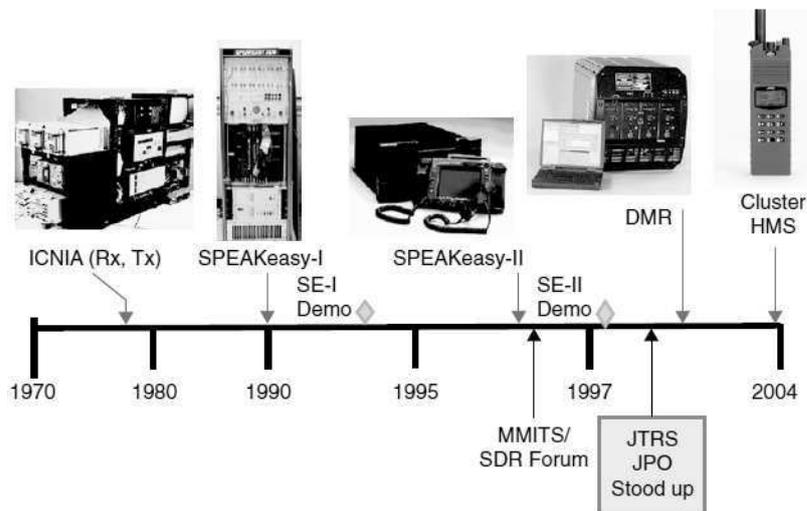


FIGURE 1.7 – Evolution de la conception radio logicielle (extraite du chapitre 1 de [16])

C'est grâce aux travaux de Joseph Mitola que le terme "Radio logicielle" (Software Radio) est apparu en 1991 pour définir une classe de radio reprogrammable et reconfigurable. J. Mitola a ensuite publié le premier article sur le sujet en 1992 [17].

La radio logicielle est une radio dans laquelle les fonctions typiques de l'interface radio généralement réalisées en matériel, telles que la fréquence porteuse, la largeur de bande du signal, la modulation et l'accès au réseau sont réalisés sous forme logicielle. La radio logicielle moderne intègre également l'implantation logicielle des procédés de cryptographie, codage correcteur d'erreur, codage source de la voix, de la vidéo ou des données.

De nos jours, la situation du marché des télécommunications est caractérisée par la prolifération permanente des réseaux de communication sans fil offrant aux utilisateurs plusieurs services par le biais de divers standards de radio communication. Dans ce paysage très diversifié, nous assistons à une démarche croissante de la part des consommateurs de terminaux multi-standards, capables de répondre à leurs besoins tels que la téléphonie partout dans le monde, l'accès aux réseaux de données, le positionnement par satellite ou la transmission vidéo. Ce terminal "à tout faire" pourrait devenir une réalité grâce à la radio logicielle. Cette technologie permet également d'envisager la réalisation de terminaux et d'infrastructure de stations de base radio capables de supporter, en utilisant le même matériel, un fonctionnement multi-services et reconfigurable à distance par simple téléchargement en cours d'exploitation, via l'interface air, du logiciel approprié [18]. Dans un équipement radio logicielle la combinaison des différents systèmes radio doit être réalisée, non pas par simple juxtaposition ou commutation de type velcro coûteuse en consommation, en ressources et en exécution, mais par une réelle inter-opération ou tout au moins

une factorisation des ressources de traitement radio [5].

Le concept de radio logicielle permet à l'utilisateur de bénéficier du téléchargement de services, de fonctionnalités et d'applications (nouvelles, personnalisées, spécifiques du réseau). Du fait de sa flexibilité, le terminal assure une continuité du service en cas de changement de norme de transmission. Il permet aussi au fournisseur de services d'offrir de nouveaux services et de nouvelles fonctionnalités « à la volée ». Le concept de radio logicielle doit également être considéré comme une manière de rendre les usagers, les fournisseurs de services et les fabricants plus indépendants des normes. Ainsi, avec cette solution, les interfaces radio peuvent, en principe, être adaptées aux besoins d'un service particulier pour un usager particulier dans un environnement donné à un instant donné [19].

1.3.1.1 Radio logicielle idéale

Comparée à une conception radio classique où toutes les fonctions du front-end RF (sélection du canal, suppression de l'interférence, amplification et transposition en bande de base) sont réalisées en traitement analogique exécuté par matériel, la conception radio

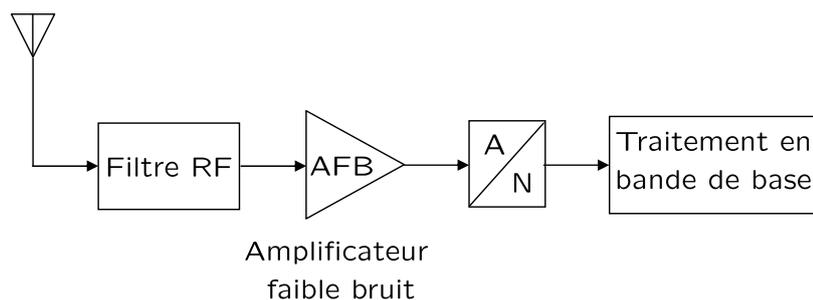


FIGURE 1.8 – Radio logicielle idéale

logicielle échantillonne le signal RF large bande directement après filtrage et amplification faible bruit (Fig. 1.8). Par la suite, le module de traitement en bande de base procède aux opérations de transposition en fréquence, d'amplification, de sélection du canal et de démodulation, en traitement numérique exécuté par logiciel.

Aujourd'hui, et même pour un avenir proche, le concept de radio logicielle idéale est irréalisable avec les moyens technologiques actuels. En particulier, des antennes large bande sont nécessaires pour ce type de conception, en plus, l'échantillonnage du signal large bande nécessite des convertisseurs analogiques-numériques large bande très performants (une large dynamique en amplitude et en fréquence) qui ne sont pas actuellement disponibles. Ces difficultés technologiques parmi d'autres (capacité mémoire, consommation, linéarité des amplificateurs, reprogrammation en temps réel,...) montrent le besoin de faire un compromis entre la radio logicielle idéale et la technologie disponible en établissant une frontière, fluctuant et évoluant en fonction des progrès technologiques. On parle alors de Radio logicielle restreinte.

1.3.1.2 Radio logicielle restreinte

Pour concilier l'objectif de flexibilité et les limitations technologiques, la conversion analogique numérique est effectuée à une fréquence intermédiaire (FI) (voir en bande de base). Le signal doit préalablement passer par un étage de traitement analogique comprenant moins de fonctions comparé au front-end RF classique et qui permet de restreindre la largeur de bande radiofréquence (Fig. 1.9). Il faut donc envisager de partager le plus possible des fonctions du traitement analogique, de les réutiliser, si possible, par contrôle logiciel et de transférer quelques unes vers le traitement numérique.

Suivant les contraintes de performances et de consommation, les ressources matérielles de la partie numérique peuvent contenir des cibles différentes : ASIC, FPGA, DSP, GPP, SoC ou leur combinaison (Fig. 1.9). L'utilisation de ces technologies permet d'offrir de nouvelles fonctionnalités et capacités qui pourraient être ajoutées aux systèmes existants, sans changer de matériel.

L'expression "radio logicielle restreinte" est aujourd'hui associée à un grand nombre de

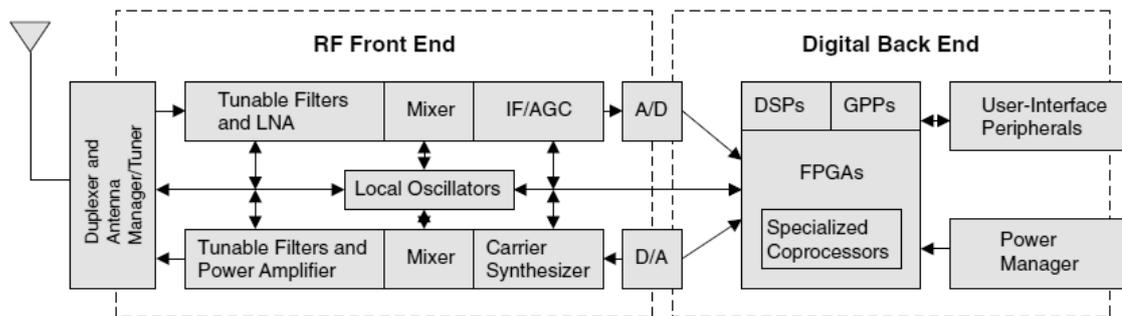


FIGURE 1.9 – Schéma de base d'un modem de type radio logicielle restreinte. A/D = analog to digital ; AGC = automatic gain control ; D/A = digital to analog ; DSP = digital signal processor ; FPGA = field-programmable gate array ; GPP = general-purpose processor ; IF = intermediate frequency ; LNA = low-noise amplifier ; RF = radio frequency. (extraite du chapitre 1 de [16])

technologies différentes. De nombreuses interprétations de ce qui est considéré comme radio logicielle restreinte existent. En collaboration avec le groupe de travail P1900.1 de l'IEEE, le SDR Forum a travaillé pour établir une définition de la radio logicielle restreinte qui garantit une cohérence et une vision claire de la technologie et ses avantages associés. La définition adoptée est la suivante : "c'est une radio dans laquelle certains ou l'ensemble des fonctions de la couche physique sont définis sous forme logicielle".

Selon cette définition, une technologie radio logicielle doit être programmable et reconfigurable, ceci exclut la radio numérique souvent dénommée radio logicielle restreinte par abus de langage. De même, toute radio multi-standards n'est pas nécessairement une radio logicielle. En effet, un simple empilement des interfaces radio mono-bande de type Velcro, dont l'architecture est non reprogrammable, coûteuse en termes de ressources et de consommation en plus d'être encombrante, n'est pas vraiment considéré comme technologie radio logicielle restreinte.

C'est à la fin des années 90 que la technologie radio logicielle restreinte a véritablement commencé à apparaître avec l'utilisation des DSP en bande de base. Tirant profit des progrès technologiques, la conception des systèmes radio tente depuis d'évoluer vers une radio logicielle idéale. Lorsque les conjectures de la loi de Moore et les dispositifs RF et IF de plus en plus large bande le permettent, la technologie de conception des systèmes radio se déplace vers le haut et vers la droite dans l'espace de conception radio logicielle (Fig. 1.10). Dans cet espace défini par un axe représentant la bande passante d'accès numérique⁽⁵⁾ (digital access bandwidth) et un axe correspondant à la programmabilité des technologies, certaines réalisations issues de projets de recherche américains sont représentées. Notons que le projet COTS (point B) est une conception de type radio numérique et le projet "SWR Cell Site" (point C) est de type Velcro [15].

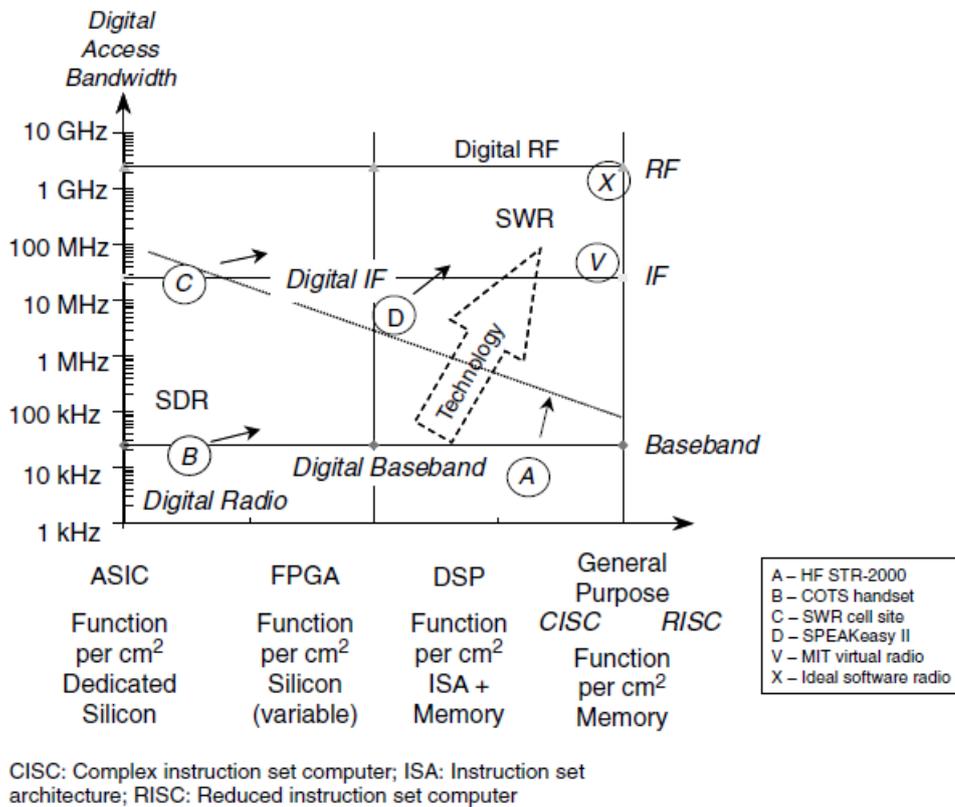


FIGURE 1.10 – Evolution des approches de conception radio vers la radio logicielle idéale (extraite du chapitre 1 de [16])

1.3.2 Architectures d'une radio logicielle restreinte

1.3.2.1 Architecture matérielle

La particularité de la radio logicielle est de positionner la flexibilité en première priorité. Par conséquent, l'architecture matérielle des équipements radio logicielle restreinte

(5). la bande passante d'accès numérique correspond à la moitié de la fréquence d'échantillonnage des convertisseurs analogique-numérique/numérique-analogique

utilise le plus souvent des ressources matérielles de type "general-purpose" à faible coût et à faible consommation qui permettent la programmation et la configuration logicielle des fonctionnalités.

Dans une architecture radio logicielle restreinte, un minimum de circuits analogiques comprenant l'antenne, le filtrage RF (ou IF), la transposition de fréquence, l'étage d'amplification et enfin l'étage de conversion de données est nécessaire pour le traitement du signal large bande avant échantillonnage. La partie numérique effectuera alors, la démodulation et le décodage de l'information. Ces traitements numériques sont le plus souvent réalisés par des architectures hétérogènes, composées à la fois de processeurs (DSP, GPP), de FPGA et d'ASIC, afin de bénéficier des qualités de chaque famille en termes de traitements [5].

Dans la littérature on trouve principalement 3 types d'architecture radio logicielle restreinte qui sont décrites dans ce paragraphe.

a) La conversion directe L'architecture du récepteur à conversion directe présentée sur la Fig. 1.11 réalise directement une transposition en bande de base dans le domaine analogique en multipliant le signal RF par un OL à la valeur de la porteuse du canal à démoduler.

Comparée à une architecture conventionnelle super-hétérodyne, cette architecture n'a pas

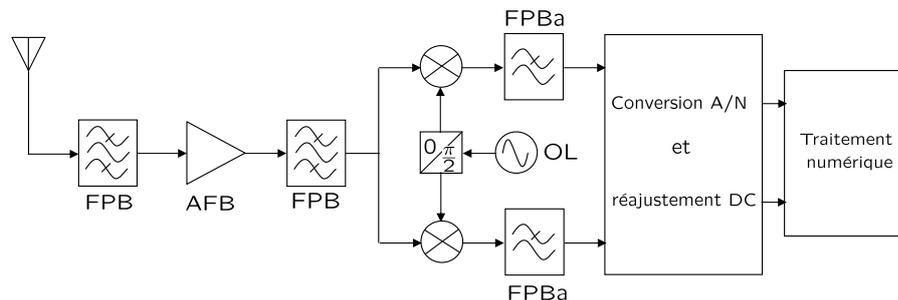


FIGURE 1.11 – Radio logicielle restreinte avec conversion directe [20]. FPB : Filtre Passe Bande; FPBa : Filtre Passe Bas; AFB : Amplificateur Faible Bruit; OL : Oscillateur Local; A/N : Analogique/Numérique

besoin d'une transposition en fréquence FI. Cependant, elle présente des inconvénients : un problème de tension de décalage (DC-offset) résultant de la réjection de l'OL dans l'entrée du mélangeur et une sensibilité aux émetteurs puissants dans les canaux adjacents qui saturent les mélangeurs [20]. De plus, dans un contexte multi-standards, il est nécessaire que l'OL soit capable de transposer toutes les fréquences porteuses correspondant aux différents standards. Aussi, il est difficile de réaliser un déphaseur de $\frac{\pi}{2}$ à fréquence élevée. Cette architecture est particulièrement intéressante pour les mobiles et est déjà utilisée dans certains récepteurs DECT [20].

b) FI basse fréquence L'idée dans cette architecture consiste à réaliser une transposition de fréquence la plus basse possible. Dans ce cas de figure, la transposition en bande de base est réalisée en numérique et un seul convertisseur A/N est utilisé comme illustré

sur la Fig. 1.12.

Cette architecture représente un compromis par rapport à la radio logicielle idéale, la

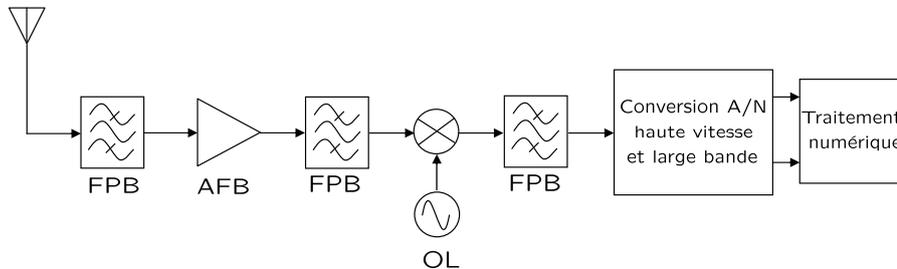


FIGURE 1.12 – Radio logicielle restreinte avec FI basse fréquence [20]

bande de fréquence ramenée en FI doit être supérieure à la bande passante du ou des canaux (station de base) à démoduler [20].

L'inconvénient majeur des architectures avec FI basse fréquence par rapport à la future radio logicielle réside dans le besoin d'une transposition de *fréquence réalisée en circuits analogiques.

c) Le sous-échantillonnage Le principe de cette architecture est d'utiliser le repliement des spectres induit par l'échantillonnage pour transposer la bande de fréquence à traiter en bande de base. La fréquence d'échantillonnage doit être supérieure à deux fois

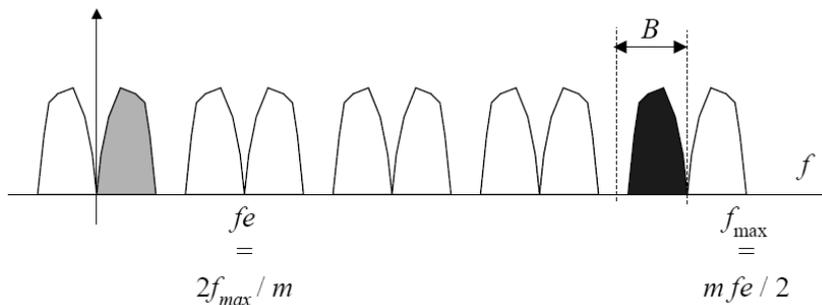


FIGURE 1.13 – Effet du sous échantillonnage [20]. f_e : fréquence d'échantillonnage ; f_{max} : fréquence maximale RF (ou FI) ; B : bande passante à numériser ;

la bande passante à numériser et égale à un sous multiple de la fréquence maximale RF (ou FI) (Fig. 1.13). Dans ce cas, un filtrage RF (ou FI) sélectif est nécessaire pour isoler la bande sans chevauchement avec les canaux adjacents.

Le principal avantage de cette architecture est l'absence des transpositions de fréquence mais les contraintes sur le convertisseur A/N demeurent très fortes. De plus, le sous-échantillonnage ($f_e < 2f_{max}$) entraîne aussi une dégradation du rapport signal à bruit.

Remarque :

Les architectures matérielles que nous avons décrites ci-dessus sont orientées côté réception au niveau du terminal, mais il faut savoir que l'ensemble des problèmes de la radio

logicielle concerne l'émission et la réception aussi bien des terminaux que des stations de base.

1.3.2.2 Architecture logicielle

Dans une conception radio logicielle restreinte, il est nécessaire d'identifier les niveaux d'abstraction qui répartissent naturellement les modules matériels et logiciels de la conception en plates-formes radio, intergiciel⁽⁶⁾ (middleware) et services de communications. La partie logicielle d'une conception radio logicielle restreinte est répartie en couches comme le montre la Fig. 1.14. Le niveau d'abstraction "radio infrastructure" est responsable de la gestion du transfert des données à travers le matériel multiprocesseurs distribués de la plate-forme radio ainsi que l'allocation des ressources matérielles à différentes applications. Au niveau d'abstraction "radio applications", les processus ainsi distribués coopèrent pour former des applications de l'interface radio. Au plus haut niveau d'abstraction, des logiciels applicatifs fournissent des services de communications pour les utilisateurs. Ces logiciels peuvent être téléchargés en temps réel par la voie radio (over the air downloads). La couche "radio applications" peut inclure des protocoles élaborés de l'interface radio, et peut utiliser des protocoles d'échange de données filaire standard tels que TCP/IP.

Le DoD US définit un framework d'architecture logicielle baptisé Software Communica-

Communications Services	<i>Applications and related services</i> (e.g., over-the-air downloads)
Radio Applications	<i>Air interfaces ("waveforms")</i> State machines, modulators, interleaving, multiplexing, FEC, control and information flows
Radio Infrastructure	Data movement: drivers, interrupt service routines, memory management, shared resources, semaphores
Hardware Platform	Antenna(s), analog RF hardware, ASICs, FPGAs, DSPs, microprocessors, instruction set architecture, operating systems

FIGURE 1.14 – Les niveaux d'abstraction d'une architecture logicielle d'une conception radio logicielle (extraite du chapitre 1 de [15])

tion Architecture (SCA). Ce framework couvre aussi bien les aspects logiciels que matériels ; il s'inspire du modèle OSI de l'ITU (International Telecommunication Union) connu dans le monde de l'informatique. Le SCA constitue un pas important vers la standardisation des interfaces logicielles, soit vers une meilleure portabilité des logiciels.

Pour plus de détails à propos de la radio logicielle, le lecteur intéressé pourra consulter les ouvrages [4], [16], [13], [14], [15], [21], [22], [23], [24].

(6). L'intergiciel est un logiciel qui isole les applications des détails de l'environnement d'exploitation (e.g., le matériel).

1.4 Relation entre radio intelligente et radio logicielle

Comme discuté précédemment, l'une des principales caractéristiques de la radio intelligente est la capacité d'adaptation où les paramètres de la radio (fréquence porteuse, puissance, modulation, bande passante) peuvent être modifiés en fonction de : l'environnement radio, la situation et les besoins de l'utilisateur, l'état du réseau, la géolocalisation, La radio logicielle est capable d'offrir les fonctionnalités de flexibilité, de reconfigurabilité et de portabilité inhérentes à l'aspect d'adaptation de la radio intelligente. Par conséquent, la radio intelligente doit être mise en oeuvre autour d'une radio logicielle. En d'autres termes, la radio logicielle est une "technologie habilitante" (enabling technology) pour la radio intelligente [13]. En effet, la définition du SDR forum de la radio intelligente que nous avons citée plus haut dans le paragraphe 1.2.1, rejoint clairement cette description, nous la rappelons ici : "(b) La radio intelligente (comme définie en (a)) qui utilise la radio logicielle restreinte, la radio adaptative ainsi que d'autres technologies pour ajuster automatiquement son fonctionnement afin d'atteindre les objectifs désirés".

Bien que de nombreux modèles différents soient possibles, l'un des plus simples modèles

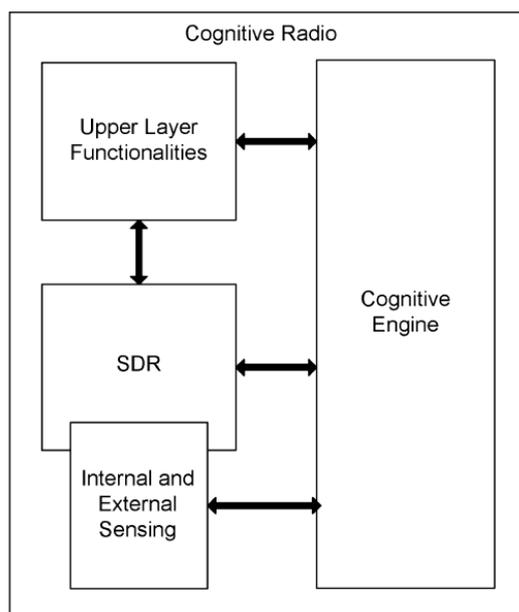


FIGURE 1.15 – Relation entre la radio intelligente et la radio logicielle restreinte (extraite du chapitre 4 de [13])

conceptuels qui décrit la relation entre la radio intelligente et la radio logicielle est illustré dans Fig. 1.15. Dans ce modèle simple, les éléments de la radio intelligente entourent le support radio logicielle restreinte. Ce modèle correspond bien à la définition de la radio intelligente dans le paragraphe précédent, où la combinaison d'un "cognitive engine", d'un module radio logicielle restreinte et de fonctionnalités auxiliaires (e.g. capture) forme un système de radio intelligente. Le "cognitive engine" représente la partie chargée de l'optimisation ou du contrôle du module radio logicielle restreinte en se basant sur quelques paramètres d'entrée tels que les informations issues de la perception sensorielle ou de l'

apprentissage de l'environnement radio, du contexte utilisateur, et de l'état du réseau. Le "cognitive engine" prend en compte les ressources matérielles et les capacités de l'interface radio ainsi que des paramètres d'entrée dont il dispose. Par conséquent, il tente de satisfaire les besoins de la couche applicative et de l'utilisateur avec les ressources disponibles telles que le spectre et la puissance.

1.5 Synchronisation dans le contexte des technologies radio intelligente et radio logicielle

Dans l'exemple des systèmes WiMax dans la section 1.2.1, nous avons constaté le besoin d'adaptation de la modulation pour garantir la continuité du service. Dans d'autres applications de la radio intelligente où l'on vise l'amélioration de l'utilisation des ressources spectrales, comme par exemple, les techniques d'accès dynamique au spectre qu'on a vu dans le paragraphe 1.2.3.2, le terminal radio intelligent doit être capable d'adapter les paramètres de sa liaison radio (fréquence porteuse, puissance, débit, modulation, largeur de bande, codage canal, etc.) pour mieux répondre aux exigences de l'utilisateur.

De plus, dans un récepteur de type radio logicielle restreinte multi-standards utilisant l'architecture à conversion directe ou à FI basse fréquence, l'OL doit être capable de synthétiser les fréquences porteuses de tous les standards du signal large bande qu'il peut traiter. Sachant que la dérive de fréquence d'un OL, Δf dépend de sa fréquence d'accord f_0 ($\Delta f = f_0 \cdot \varepsilon$, ε étant la précision de l'OL), l'utilisation du même OL engendre une variation de la dérive de fréquence en fonction du standard démodulé. Il est donc nécessaire de prendre en considération ce problème dans le module de synchronisation du récepteur.

Ce travail s'inscrit dans une thématique consistant à proposer des contributions à l'étude du problème de synchronisation de la porteuse dans le contexte des deux futures technologies de conception étroitement liées : la radio intelligente et la radio logicielle.

Le problème de synchronisation dans les systèmes de télécommunications a été largement exploré dans le contexte conventionnel de conception radio à travers une quantité importante de travaux de recherche comme nous allons le voir dans le chapitre suivant. Cependant, les raisons discutées au début de ce paragraphe parmi d'autres justifient, à notre avis, le besoin de repenser la conception des algorithmes de synchronisation, plus particulièrement la récupération de la porteuse, en les orientant ou du moins les adaptant au contexte de ces nouvelles technologies de conception des systèmes radio.

Sous cet angle, nous proposerons des solutions à cette problématique qui font l'objet des chapitres 4 et 5 après une étude détaillée du problème de synchronisation de la porteuse dans les chapitres 2 et 3. La première solution répond aux situations de changement de constellation ou d'adaptation de modulation rencontrées dans les radios intelligentes. La seconde, représente une vision SIMO (Simple Input- Multiple Output) du problème de synchronisation exploitant le grand nombre d'échantillons disponibles à la sortie du convertisseur A/N dans un récepteur de type radio logicielle restreinte.

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons défini les environnements de conception radio intelligente et radio logicielle auxquels nous nous intéressons. La radio intelligente est une radio dotée des capacités d'adaptation à l'environnement au sens large, d'intelligence dans le réseau et le terminal, d'indépendance du terminal vis à vis du réseau et de l'opérateur et aussi de l'utilisateur vis à vis de la technique. La radio logicielle vise essentiellement à introduire la reconfigurabilité dans les terminaux mobiles et les stations de base pour répondre à une diversité de standards et de fonctionnalités.

La radio intelligente, grâce au support de la radio logicielle, et dans une mouvance globale de prolifération de l'intelligence est donc un véritable tournant dans l'étude des télécommunications.

Après avoir défini le contexte dans lequel s'inscrivent les travaux de cette thèse, la suite de l'étude dans le chapitre 2 sera consacrée au problème de synchronisation de la porteuse qui constitue l'objet de la thèse.

Chapitre 2

Synchronisation : Position et définition du problème

Sommaire

2.1	Introduction	27
2.2	Formulation du problème	28
2.3	Estimation au sens du maximum de vraisemblance	31
2.4	Classification des algorithmes	32
2.4.1	Le mode de synchronisation	32
2.4.2	La structure de synchronisation	35
2.5	Les solutions rencontrées dans la littérature	36
2.5.1	Récupération de l'erreur du rythme symbole	37
2.5.2	Récupération de l'erreur de fréquence porteuse	39
2.5.3	Récupération de la phase de la porteuse	45
2.6	Conclusion	67

2.1 Introduction

Dans n'importe quel système de communication numérique, la séquence des données portant l'information à transmettre est modulée en un signal analogique qui sera transmis à travers un support physique dit canal de transmission. En conséquence, en plus de la séquence des données émises, le signal à l'entrée du récepteur dépend d'un ensemble de variables inconnues appelées paramètres de référence, parmi lesquels certains sont liés à des imperfections d'éléments constituant l'émetteur et/ou le récepteur et d'autres sont générés durant la propagation du signal à travers le canal de transmission. Le rôle du récepteur consiste en la production d'une réplique exacte de la séquence des données émises par le moyen d'un processus de détection qui ne peut être correctement mené sans une estimation précise des paramètres de référence. Le procédé d'estimation de ces paramètres et l'utilisation d'une telle information dans le processus de détection est connu sous le nom de synchronisation. La fonction de synchronisation est donc cruciale et indispensable dans certains cas pour garantir une performance optimale du récepteur.

Ce chapitre présente une formalisation du problème de synchronisation sous ses différents aspects : rythme symbole, trame, phase et fréquence porteuse. Il présente également les divers dispositifs de synchronisation adaptés aux récepteurs numériques.

La première partie du chapitre (2.2) est consacrée à la définition et au positionnement du problème de synchronisation, certains aspects de synchronisation, à savoir la synchronisation de la porteuse, la synchronisation du rythme symbole et celle de la trame sont brièvement décrits dans le contexte d'une transmission cohérente et un traitement totalement numérique au niveau du récepteur. Cette liste n'est cependant pas exhaustive. L'étude de l'ensemble des problèmes de synchronisation peut être menée de façon théorique par une approche fondée sur le critère du maximum de vraisemblance (2.3). Cette démarche confère aux solutions obtenues un certain caractère d'optimalité. Cependant, certaines de ces solutions ne sont pas directement exploitables dans des mises en oeuvre pratiques à cause de leur complexité d'implémentation, en plus, il est parfois difficile d'obtenir une solution au sens du maximum de vraisemblance sans recourir à des approximations simplificatrices. Pour cela, des versions simplifiées sous-optimales sont souvent préférées. La section (2.4) propose une classification des algorithmes selon deux critères : le mode et la structure. La littérature relative aux problèmes de synchronisation est à la fois abondante et compliquée, nous avons tout de même tenté de faire une synthèse de l'état de l'art des techniques de synchronisation les plus connues (2.5). Les dispositifs de synchronisation du rythme symbole (§2.5.1) et de la fréquence porteuse (§2.5.2) ainsi que leurs performances respectives sont abordés de façon succincte. L'attention sera portée essentiellement sur les algorithmes de synchronisation de la phase porteuse dont les développements et les performances sont traités en détails (§2.5.3).

2.2 Formulation du problème

Dans le modèle de transmission simplifié illustré dans la Fig.2.1, l'émetteur transmet un signal porteur d'un message $\alpha(t_1)e^{j\varphi(t_1)}$, le récepteur a pour rôle de traiter le signal reçu $\beta(t_2)e^{j(\varphi(t_2)+\theta)} + n(t_2)$, en vue de restituer le message émis, après que celui-ci ait traversé un support physique dit canal de transmission. La Fig.2.1 suppose un canal de transmission radioélectrique, il est donc nécessaire de moduler le signal en bande de base, c'est à dire de le translater vers les hautes fréquences (signal passe bande) en le multipliant par une porteuse pour en faciliter la propagation dans le canal d'une part et d'autre part pour pouvoir le transmettre dans un canal où plusieurs signaux transitent simultanément [25].

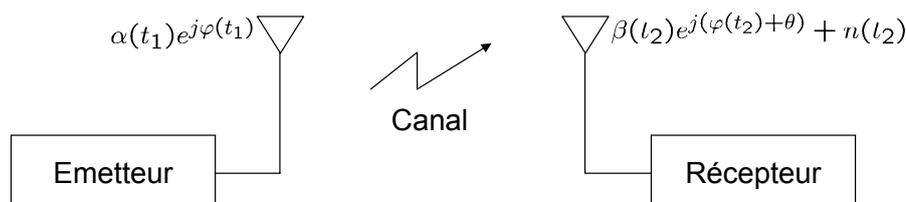


FIGURE 2.1 – Synchronisation du récepteur avec l'émetteur

Suivant le type du signal émis, certains récepteurs requièrent une démodulation cohérente pour une meilleure performance et une faible complexité. C'est à dire qu'une référence locale de même fréquence et phase que la porteuse doit être synthétisée par le récepteur afin de restituer le signal modulant. Ceci exige une estimation précise et continue, puis une compensation du déphasage entre la porteuse et la référence locale qui peut varier dans le temps et qui dépend essentiellement de la précision de l'oscillateur local (OL) qui génère la référence ainsi que certains effets dus à la propagation comme l'effet Doppler. Ce problème porte le nom de *synchronisation de porteuse*.

Durant les quelques dernières décennies, la réalisation numérique des systèmes de communication a suscité un intérêt croissant en raison de son faible coût, sa faible consommation, sa flexibilité ainsi qu'aux possibilités de miniaturisation qu'elle offre. De ce fait, en vue de leur traitement numérique, les signaux à émettre sont échantillonnés (s'ils sont analogiques) à des instants bien précis, les échantillons sont ensuite associés à un alphabet de symboles avant leur transmission (quantification et codage binaire à symbole). Le signal reçu est en pratique continu, au niveau du récepteur un dispositif d'échantillonnage est chargé de trouver les instants optimum d'échantillonnage qui permettent de retrouver les symboles émis sans perte d'optimalité. Ce problème porte le nom de *synchronisation de rythme symbole* ou encore *synchronisation d'horloge*.

Lorsque le canal de transmission est partagé dans le temps par différents utilisateurs (multiplexage temporel), comme c'est le cas dans les réseaux de communications radio mobiles, le signal numérique est transmis sous forme de paquets de symboles de longueur bien définie appelés trames. Dans le modèle de transmission par trames, qui est en réalité le niveau le plus élevé de la couche physique du modèle OSI, il est nécessaire de localiser le début de chaque trame par détection d'une séquence spécifique nommée préambule qui permet au récepteur d'extraire des informations relatives au routage du message émis. Ce problème porte le nom de *synchronisation de trame*. Nous nous limitons dans cette thèse au niveau du modèle de transmission par symboles et donc nous n'aborderons pas la synchronisation de trame.

Les différents dispositifs de synchronisation sont illustrés dans la Fig. 2.2, dans le cas d'une démodulation cohérente d'un signal passe bande. Dans un premier temps, le signal passe bande est translaté en bande de base (démodulé) en le multipliant par la sortie d'un oscillateur local libre (il est aussi possible d'utiliser un oscillateur asservi). Ensuite, un filtre anti-repliement (analogique et de largeur de bande assez large pour passer le signal sans distortion) rejette les fréquences supérieures à la limite de Shannon, l'échantillonnage peut être alors opéré, dans le cas des dispositifs totalement numériques, avec une horloge de cadence fixe qui est généralement quelconque par rapport au rythme symbole de l'émetteur (échantillonnage asynchrone) [26] [27]. Un filtrage adapté (numérique) est appliqué au signal qui a été échantillonné en conformité avec le théorème de Shannon pour conserver toute l'information du signal analogique et en assurer la récupération des instants d'échantillonnage sans perte de performance. Les fonctions de synchronisation sont effectuées par la suite sur la sortie du filtre adapté.

Il est évident que la Fig. 2.2 ne donne qu'une description grossière de ce qui se fait en pratique dans une mise en oeuvre concrète d'un récepteur. La décomposition des fonctions

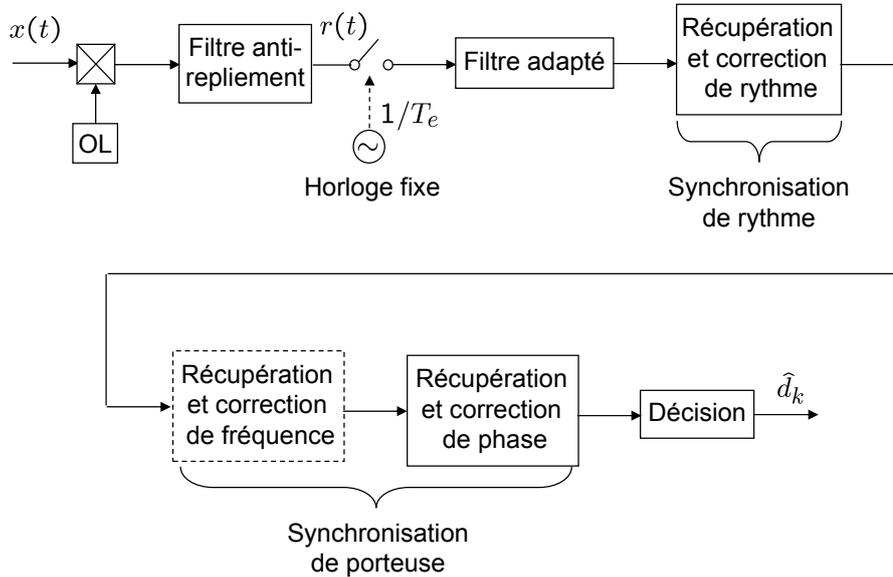


FIGURE 2.2 – Les différents blocs de synchronisation

de synchronisation en modules indépendants est une approche sous optimale, nombre de dispositifs efficaces effectuent des traitements conjoints [25] mais souvent au prix d'une complexité calculatoire plus élevée. Dans la Fig. 2.2, l'ordre des modules de synchronisation peut changer, il dépend de certains paramètres, en particulier des contraintes liées à l'application visée. Par exemple dans certaines applications où le canal présente un fort Doppler, il est nécessaire d'effectuer la récupération de la fréquence porteuse avant la synchronisation du rythme. En effet, une erreur de fréquence forte peut conduire à une désadaptation significative du filtre de réception [28]. Cela nécessite une correction de fréquence avant le filtrage adapté dans une structure bouclée permettant ensuite d'utiliser les échantillons en sortie du filtre adapté pour la partie récupération de rythme et de phase porteuse du récepteur. Il est aussi possible pour certaines techniques de modulation numérique⁽¹⁾ (OQPSK) de récupérer la phase porteuse avant la récupération de rythme avec une performance meilleure [27]. Il est à noter aussi que dans la description de la Fig 2.2 certains aspects essentiels pour des mises en oeuvre pratiques n'ont pas été abordés comme l'égalisation du canal dont le rôle est de compenser les distortions engendrées par le canal ainsi que le décodage canal pour les transmissions codées (le codage canal permet de réduire significativement les erreurs de transmission). Dans ce chapitre l'attention sera essentiellement portée sur les dispositifs de base de synchronisation dans un récepteur totalement numérique.

Il apparaît donc que les différents aspects du problème de synchronisation discutés ci-dessus sont d'une importance cruciale pour le bon fonctionnement du récepteur. La littérature relative au problème de synchronisation est une des plus complexes de la théorie des communications. Le plus souvent, le problème de synchronisation est abordé comme

(1). Ici on entend par le terme modulation l'association de l'alphabet des symboles aux échantillons quantifiés du signal

un problème d'estimation de paramètres unidimensionnel, la démarche la plus communément adoptée repose sur l'estimation au sens du maximum de vraisemblance (EMV) [25]. En effet, dans son rapport technique de l'ESA de 1988 [29], Gardner a cité : "...l'EMV est la seule base que nous avons pour une théorie cohérente de la synchronisation. Sans l'EMV, les dispositifs de synchronisation peuvent seulement être vus comme un assortiment déroutant de différentes techniques ad-hoc sans liens apparents et sans indices a priori quant à la performance relative."

2.3 Estimation au sens du maximum de vraisemblance

C'est une opinion très répandue que pour développer des algorithmes de synchronisation (porteuse et instant d'échantillonnage), "...le procédé de synthèse le plus puissant (autre que l'outil très puissant de l'intuition qualifiée) est d'utiliser la théorie d'EMV" [31]. L'approche d'estimation au sens du maximum de vraisemblance a été particulièrement utilisée tout au long des années 80 pour l'élaboration d'algorithmes de synchronisation à temps discret adaptés aux implémentations dans les systèmes de communication numériques [29], [30], [32]-[36].

Considérons une transmission cohérente d'un signal numérique Modulé par Impulsion en Amplitude (MIA, en anglais PAM pour Pulse Amplitude Modulation). Les symboles à transmettre $d_k = a_k + jb_k$ appartiennent à un ensemble fini de M valeurs complexes. Dans ce travail nous nous intéresserons à des constellations de symboles de type MDP-M (Modulation par Déplacement de Phase à M états, en anglais M-PSK pour Phase Shift Keying) et de type MAQ-M (Modulation par Amplitude en Quadrature à M états, en anglais M-QAM pour Quadrature Amplitude Modulation). A la sortie du filtre anti-repliement (Fig. 2.2), le signal échantillonné à la fréquence $f_e = \frac{1}{T_e}$ s'écrit :

$$y_i = \sum_k d_k h(iT_e + \tau(iT_e) - kT_s) e^{j(2\pi\Delta f(iT_e)iT_e + \theta(iT_e))} + n(iT_e) \quad (2.1)$$

où, $h(t)$ correspond à la convolution des réponses impulsionnelles des filtres d'émission et de réception (dans notre étude le canal de transmission est supposé parfait). T_s représente la durée d'un symbole ($T_s = qT_e$ avec q entier, typiquement 2 ou 4). $\tau(iT_e)$ est l'erreur sur l'instant d'échantillonnage. $\Delta f(iT_e)$ et $\theta(iT_e)$ représentent les erreurs sur la fréquence et la phase de la porteuse respectivement. $n(iT_e)$ est un bruit additif complexe, gaussien, blanc et circulaire de variance σ_n^2 .

Les paramètres inconnus du signal reçu sont, la séquence des symboles d_k transmise, τ , Δf et θ . Posons d le vecteur contenant les symboles de la séquence transmise et λ le vecteur contenant l'ensemble des paramètres inconnus restants (paramètre de synchronisation), y_i peut alors être réécrit sous la forme

$$y_i = s(iT_e, d, \lambda) + n(iT_e) \quad (2.2)$$

où $s(iT_e, d, \lambda) = \sum_k d_k h(iT_e + \tau(iT_e) - kT_s) e^{j(2\pi\Delta f(iT_e)iT_e + \theta(iT_e))}$. En groupant L_0 observations en un vecteur $y = (y_0, y_1, \dots, y_{L_0-1})$ et sous l'hypothèse que les vecteurs d et λ soient constants sur la durée d'observation, la fonction de vraisemblance est définie par la probabilité conditionnelle de l'observation y sous les conditions $d = \tilde{d}$ et $\lambda = \tilde{\lambda}$ [29] :

$$L(\tilde{d}, \tilde{\lambda}) = p(y|\tilde{d}, \tilde{\lambda}) \quad (2.3)$$

où \tilde{d} et $\tilde{\lambda}$ représentent les vecteurs des valeurs d'essai des paramètres inconnus des vecteurs d et λ . On peut alors montrer que, sous des hypothèses de bruit gaussien, le calcul de $p(y|\tilde{d}, \tilde{\lambda})$ conduit à :

$$L(\tilde{d}, \tilde{\lambda}) = \left(\frac{1}{\sigma_n^2 \pi}\right)^{L_0} \exp\left(-\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{i=0}^{L_0-1} |y_i - s(iT_e, \tilde{d}, \tilde{\lambda})|^2\right) \quad (2.4)$$

L'estimée de λ (supposée déterministe) au sens du maximum de vraisemblance est $\hat{\lambda}_{MV}(\tilde{d})$ qui vérifie

$$\hat{\lambda}_{MV}(\tilde{d}) = \arg \left\{ \max_{\tilde{\lambda}} \left\{ L(\tilde{d}, \tilde{\lambda}) \right\} \right\} \quad (2.5)$$

Les propriétés importantes de l'estimateur $\hat{\lambda}_{MV}(\tilde{d})$ sont [37] :

- Il est non biaisé, c'est à dire $E[\hat{\lambda}_{MV}] = \lambda$.
- Il est asymptotiquement efficace, c'est à dire que lorsque L_0 tend vers l'infini, la variance de $\hat{\lambda}_{MV}(\tilde{d})$ est minimale. On montre alors que sa variance atteint en effet la borne de Cramér-Rao.
- Il est asymptotiquement gaussien de moyenne égale à λ et de variance égale à la borne de Cramér-Rao.

2.4 Classification des algorithmes

Deux critères sont généralement utilisés pour classer les algorithmes de synchronisation [26], [27] :

2.4.1 Le mode de synchronisation

Nous avons vu que la séquence des symboles transmise $\{d_k\}$ faisait partie des paramètres inconnus de y_i , par conséquent l'estimateur MV des paramètres de synchronisation $\hat{\lambda}_{MV}$ dépend des symboles transmis. Comme on s'intéresse uniquement aux paramètres de synchronisation et que dans la pratique, l'estimation des symboles est effectuée après les étapes de synchronisation (une estimation conjointe est théoriquement possible mais plus compliquée à mettre en oeuvre), il est préférable d'éliminer cette dépendance vis à vis des données. Gardner a cité [29] : "...la méthode idéale de récupération de la porteuse devrait éliminer toute trace de modulation du signal reçu, essentiellement compacter toute la puissance du signal en une seule raie spectrale. La synchronisation est alors opérée sur cette raie (fictive)". Pour éliminer la dépendance par rapport aux symboles transmis, trois approches peuvent être envisagées :

2.4.1.1 Mode de synchronisation avec pilotes (Data Aided, DA)

Durant une phase dite d'apprentissage ou d'acquisition, on peut envoyer une séquence de symboles pilotes $\{d_k^{(0)}\}$ connus a priori du récepteur. Dans ce cas l'estimateur MV se réduit à :

$$(\hat{\lambda}_{MV})_{DA} = \arg \left\{ \max_{\tilde{\lambda}} \left\{ L(\tilde{d} = d^{(0)}, \tilde{\lambda}) \right\} \right\} \quad (2.6)$$

L'utilisation de symboles pilotes entraîne dans certains cas (lorsque les symboles pilotes sont trop nombreux) une perte de débit utile de transmission, un compromis efficacité de transmission / performance de synchronisation s'avère alors nécessaire. De plus, lorsque les paramètres de synchronisation varient dans le temps, la longueur et la disposition des pilotes parmi les données utiles, ainsi que leur fréquence d'insertion sont des paramètres critiques pour la poursuite des variations et la précision d'estimation et requièrent des études spécifiques. Par exemple, dans certaines applications satellites à haut débit (DVB-S2, [38]) où la dynamique de la phase est généralement importante, les pilotes sont répartis en courtes séquences insérées parmi les données, plutôt que de les grouper dans des préambules ou postambules uniques en tête ou en fin des séquences codées (généralement longues).

2.4.1.2 Mode de synchronisation piloté par decision (Decision Directed, DD)

Une autre approche consiste à estimer les symboles transmis d_k par décisions dures sur les échantillons du signal reçu, et à introduire ces valeurs notées \hat{d}_k dans la fonction de vraisemblance :

$$(\hat{\lambda}_{MV})_{DD} = \arg \left\{ \max_{\tilde{\lambda}} \left\{ L(\tilde{d} = \hat{d}, \tilde{\lambda}) \right\} \right\} \quad (2.7)$$

Il est courant dans des systèmes pratiques d'utiliser une séquence d'apprentissage dans un premier temps (mode DA) qui fournit une estimation suffisamment fiable du paramètre, une fois cette phase initiale terminée, le système peut passer en mode DD. Les approches DD souffrent d'erreurs de décision notamment à faible rapport signal à bruit où l'effet des erreurs de décision se traduit par une variance d'estimation élevée.

Néanmoins, il est possible de pallier ce problème dans le cas des transmissions codées en exploitant la redondance introduite par le codage canal. Les algorithmes de synchronisation exploitant le code canal ont particulièrement connu du succès avec l'apparition des turbo-codes [39] et les codes LDPC [40]. Plusieurs façons d'utiliser la redondance du code canal pour la synchronisation existent ⁽²⁾ :

- **L'utilisation de décisions prématurées** (tentative decisions) : le principe a été proposé par Ungerboeck [42] pour les modulations codées en treillis et une structure de synchronisation bouclée (§2.4.2 a). Le concept est applicable à tout schéma de codage impliquant un code convolutif, il consiste à extraire une information de décodage partielle avec une profondeur de décodage réduite pour l'utiliser dans l'algorithme de synchronisation (en remplaçant les décisions dures) indépendamment du décodeur canal proprement dit (Fig. 2.3 (a)). Plusieurs travaux ont été réalisés dans ce sens, Mottier [43] a été le premier à appliqué ce concept au turbo-codes convolutifs parallèles pour une structure bouclée de synchronisation de phase. Par la suite le principe de la décision prématurée a été étendu aux structures directes (§2.4.2 b) de synchronisation de phase pour des turbo-codes convolutifs parallèles et série dans les travaux de thèse de Morlet [44], [45].

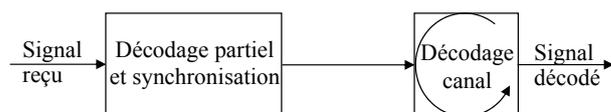
- **La turbo-synchronisation** : plutôt que de décoder le signal reçu partiellement, il est également possible d'exploiter le signal en sortie du décodeur canal dans l'algorithme de synchronisation (Fig. 2.3 (b)). La manière la plus immédiate de procéder consiste à ré-encoder le signal issu du décodeur, puis à utiliser les symboles ainsi obtenus comme des décisions dans l'algorithme de synchronisation [46]. Le processus peut être itéré afin de

(2). Pour plus de détails, le lecteur pourra se référer à la thèse de M. Dervin [41]

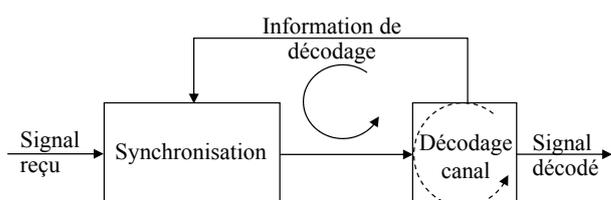
bénéficier de la convergence du décodeur. Il est aussi possible d'utiliser directement l'information souple sur les symboles reçus, fournie par le décodeur canal sous la forme de probabilités a posteriori par exemple. Les décisions dures dans l'algorithme de synchronisation sont donc remplacées par les décisions souples, l'algorithme est dit en mode piloté par décision souple (SDD pour Soft Decision-Directed). L'approche SDD a été particulièrement appliquée aux algorithmes de synchronisation de phase avec les turbo-codes et les codes LDPC [41], [47], [48].

- **Intégration de la synchronisation dans le décodeur** : l'approche consiste à inclure l'estimation du paramètre de synchronisation dans le processus de décodage (Fig. 2.3 (c)). Cette technique requiert une modification de la structure du décodeur canal contrairement aux techniques de turbo-synchronisation et de décision prématurée. Plusieurs techniques fondées sur ce principe ont été proposées dans la littérature pour des schémas comprenant des turbo-codes [49] et des codes LDPC [50]. Ce type de techniques s'avère généralement plus performant que la turbo-synchronisation [41].

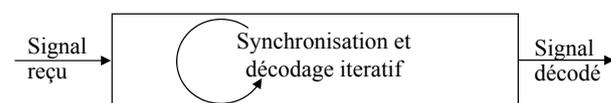
Il faut toutefois noter que les études montrent que le processus d'initialisation des algorithmes de synchronisation utilisant une information de décodage est problématique. En effet, une probabilité de non-convergence du décodeur subsiste, elle est essentiellement liée à la probabilité d'un saut de cycle lors de la phase d'estimation initiale.



(a) Synchronisation à l'aide d'une décision prématurée



(b) Turbo-synchronisation



(c) Synchronisation dans le décodeur

FIGURE 2.3 – Utilisation de l'information de décodage dans la synchronisation (extraite du chapitre 1 de [41])

2.4.1.3 Mode de synchronisation aveugle (Non Data Aided, NDA)

Il n'est pas toujours possible de disposer d'une séquence d'apprentissage et afin de s'affranchir de l'utilisation de décisions sur les symboles, une autre approche pour gommer la dépendance vis à vis des données consiste à évaluer l'espérance de la fonction de vraisemblance relative à la loi des symboles. Ceci nécessite de faire des hypothèses sur la distribution des symboles transmis. L'estimateur MV s'écrit dans ce cas comme suit :

$$(\hat{\lambda}_{MV})_{NDA} = \arg \left\{ \max_{\tilde{\lambda}} \left\{ E_{\tilde{d}}[L(\tilde{d}, \tilde{\lambda})] \right\} \right\} \quad (2.8)$$

Il y a cependant peu de cas où l'on puisse obtenir une expression analytique exacte de la fonction de vraisemblance moyennée ([26] p 287) et on doit souvent recourir à des approximations simplificatrices. Il est toutefois possible pour les modulations de type M-PSK d'utiliser une non-linéarité de type élévation du signal reçu à la puissance M pour éliminer la dépendance à l'égard des données plutôt que de moyennner la vraisemblance comme c'est le cas dans l'algorithme de Viterbi et Viterbi que nous verrons par la suite pour la synchronisation de phase.

2.4.2 La structure de synchronisation

Les algorithmes de synchronisation fondés sur le principe de MV peuvent aussi être classés suivant la façon avec laquelle l'estimée est extraite de la fonction de vraisemblance. On distingue deux classes : les systèmes bouclés (Feed-Back FB) et les systèmes directs (Feed-Forward FF).

2.4.2.1 Structures bouclées

Dans une structure bouclée, un détecteur fournit une information sur l'erreur d'estimation du paramètre qui servira comme signal de rétroaction pour asservir la rotation de phase (correcteur de phase/fréquence) ou l'interpolation (pour les algorithmes de récupération du rythme totalement numériques) Fig. 2.4. De ce fait, les structures bouclées ont la capacité intrinsèque de poursuivre des variations du paramètre relativement faibles dans le temps, mais leur temps d'acquisition peut s'avérer prohibitif pour des transmissions par paquets courts. En revanche, elles sont bien adaptées aux transmissions continues.

Pour simplifier, supposons ici que λ soit un scalaire ($\lambda = \tau$ ou Δf ou θ), le détecteur d'erreur $e(j)$ est obtenu en procédant comme suit :

$$\frac{\partial}{\partial \tilde{\lambda}} L(\tilde{\lambda}) \propto \sum_j e(j) \quad (2.9)$$

où $L(\tilde{\lambda})$ représente ici la fonction de vraisemblance (souvent log-vraisemblance) ou son espérance ($E[L(\tilde{\lambda})]$) ou une quelconque approximation de ces deux grandeurs. Il est important de noter ici qu'il est toujours possible d'écrire la vraisemblance (ou la log-vraisemblance) sous la forme $L(\tilde{\lambda}) = \sum_j l(j)$, d'où la somme dans (2.9).

2.4.2.2 Structures directes

Dans une structure directe, les estimées des paramètres à corriger sont calculées explicitement à partir d'un bloc d'observation du signal reçu, et la correction s'opère sur le

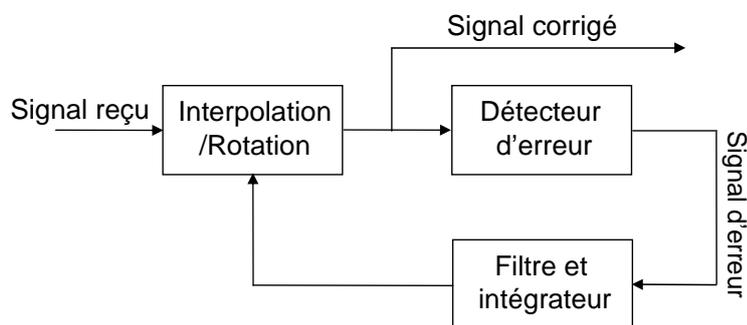


FIGURE 2.4 – Schéma simplifié d'une structure bouclée

signal retardé Fig. 2.5. Le paramètre étant estimé sur chaque bloc, le temps d'acquisition est nul, ce type de structure s'avère donc plus attractif pour des transmissions par paquets courts. Cependant, leur capacité de poursuite des variations des paramètres est plus faible que celle des structures bouclées.

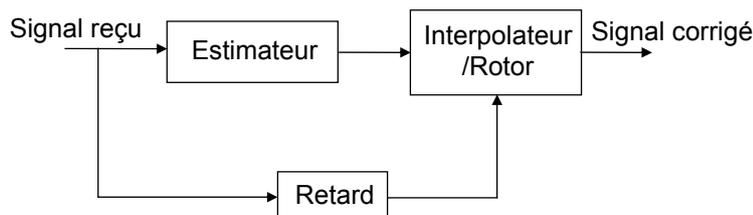


FIGURE 2.5 – Schéma simplifié d'une structure bouclée

On note ici que l'estimateur MV est obtenue simplement en annulant l'équation (2.9) (condition nécessaire).

2.5 Les solutions rencontrées dans la littérature

On a vu que le problème d'estimation des paramètres de synchronisation au sens du MV se résume à un problème d'optimisation multidimensionnel dont la fonction objective est la vraisemblance (ou la log-vraisemblance). Il est plus simple du point de vue pratique de transformer le problème multidimensionnel en un problème unidimensionnel et d'estimer les paramètres du vecteur λ séparément, ce qui souvent, conduit à des solutions sous-optimales mais plus simple à mettre en oeuvre. Gardner a cité [29] : "...les méthodes d'estimation indépendantes sont des approches had-hoc" qui nécessitent "...des approximations dont on peut prévoir une perte de performance". J.M. Brossier a aussi cité [25] "...on considère des versions simplifiées sous-optimales de la solution au sens du MV. Ainsi, le caractère optimal de la solution initiale est perdu, la structure de l'estimateur optimal est simplement utilisée pour guider la conception d'un dispositif pratiquement utilisable". En conséquence, dans ce qui suit, on s'intéressera à l'estimation d'un seul paramètre du vecteur λ à la fois. Les paramètres restants sont considérés connus a priori ou modélisés par des variables aléatoires, et dans ce cas des hypothèses sur leur statistique doivent être

faites pour pouvoir appliquer le théorème des probabilités totales sur les paramètres qu'on désire éliminer.

Dans un récepteur numérique typique, la synchronisation du rythme symbole est effectuée en premier suivie de la synchronisation de fréquence porteuse puis celle de la phase porteuse [27]. Ceci n'est vrai seulement que si l'erreur de fréquence est relativement faible (jusqu'à 20% de la fréquence symbole), lorsque l'erreur de fréquence est assez grande, il est indispensable de récupérer la fréquence porteuse préalablement à la synchronisation du rythme symbole et de la phase [26], [28].

2.5.1 Récupération de l'erreur du rythme symbole

Comme nous l'avons déjà mentionné, dans un récepteur totalement numérique où le filtrage adapté est implémenté numériquement, le signal reçu est échantillonné à la sortie du filtre anti-repliement par un échantillonneur libre (c'est-à-dire non asservi par une quelconque commande) à une cadence $\frac{1}{T_e}$ supérieure à la fréquence symbole $\frac{1}{T_s}$ avant le filtrage adapté. Cependant, l'erreur sur l'instant d'échantillonnage τ n'est pas forcément égale à un nombre entier d'échantillons, il est donc impératif d'utiliser un filtre interpolateur pour pouvoir reconstituer les échantillons après estimation de l'erreur [51]. Dans le cas des structures bouclées, la suite d'échantillons obtenue par interpolation à une cadence multiple de la fréquence symbole est ensuite utilisée par le détecteur d'erreur après une décimation (typiquement à deux fois la fréquence symbole). Quant aux structures directes, l'erreur sur l'instant d'échantillonnage est estimée directement à la sortie du filtre adapté, elle est ensuite utilisée par le filtre interpolateur pour reconstituer les échantillons à partir d'une version retardée du signal issu du filtre adapté Fig. 2.6.

La théorie des filtres interpolateurs a été abondamment étudiée dans la littérature [52]-[55]. Les filtres interpolateurs polynômiaux sont les plus utilisés en pratique. Un filtre interpolateur linéaire à deux coefficients suffit généralement pour la plupart des applications. Dans des cas plus critiques, les filtres interpolateurs paraboliques donnent de très bons résultats [27].

Dans le cas des structures bouclées, il est montré dans [27] que le détecteur d'erreur obtenu par dérivation de la fonction de vraisemblance (2.9) fait intervenir la dérivée de la réponse impulsionnelle du filtre adapté en plus de celle du filtre adapté, ce qui donne lieu à une complexité d'implémentation élevée. Ainsi, en pratique, des solutions plus simples sont utilisées, le détecteur Early-Late (ELD) est une approximation de la solution MV, il est obtenu en remplaçant la dérivée du filtre adapté par une simple différence, sa version NDA est donnée par [56] :

$$e(k) = \Re \left\{ r^*(kT_s + \hat{\tau}_k) \left[r(kT_s + \frac{T_s}{2} + \hat{\tau}_k) - r(kT_s - \frac{T_s}{2} + \hat{\tau}_{k-1}) \right] \right\}$$

où $\Re(\cdot)$ représente la partie réelle et $(\cdot)^*$ le complexe conjugué.

Divers détecteurs d'erreur simples issus d'approches heuristiques sont aussi proposés dans la littérature, les plus communément utilisés sont le ZCD (Zero-Crossing Detector) proposé par Gardner [29] et le MMD (Mueller and Mueller Detector) [57] dont les versions NDA s'écrivent respectivement :

$$e_{ZCD}(k) = \Re \left\{ r^* \left(kT_s - \frac{T_s}{2} + \hat{\tau}_{k-1} \right) \left[r((k-1)T_s + \hat{\tau}_{k-1}) - r(kT_s + \hat{\tau}_k) \right] \right\}$$

$$e_{MMD}(k) = \Re \left\{ r((k-1)T_s + \hat{\tau}_{k-1}) r^*(kT_s + \hat{\tau}_k) - r(kT_s + \hat{\tau}_k) r^*((k-1)T_s + \hat{\tau}_{k-1}) \right\}$$

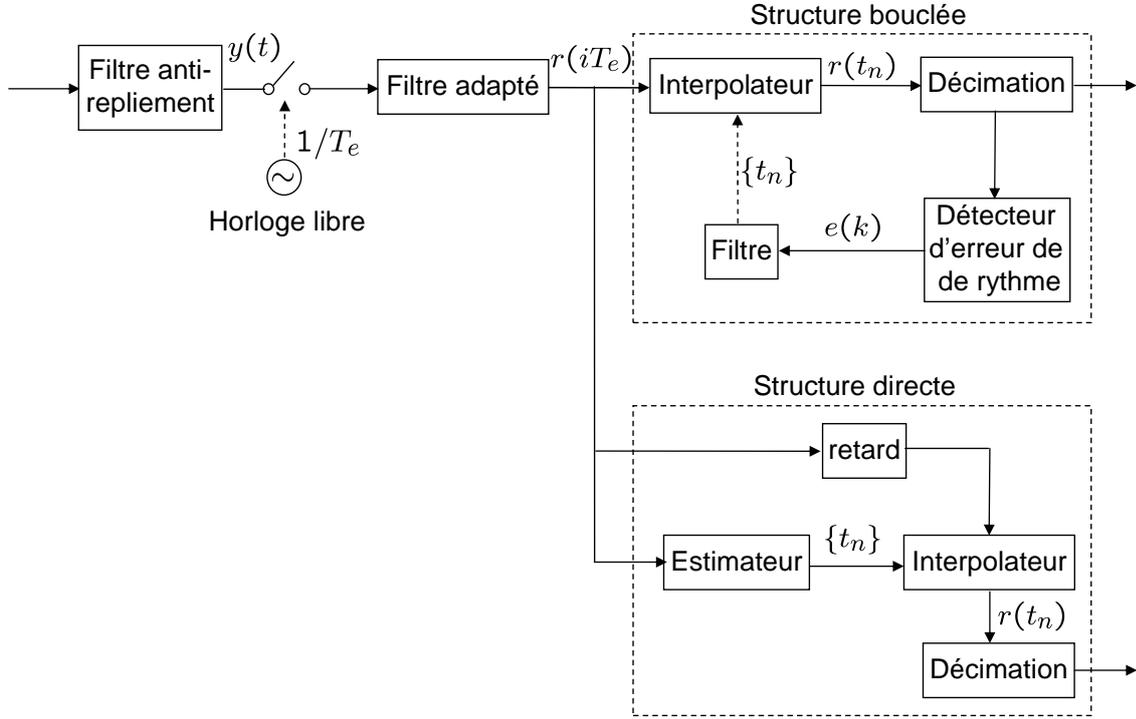


FIGURE 2.6 – Schéma de principe d'une récupération de rythme symbole

Dans [58], Moeneclaey et Batsele ont aussi proposés une classe de détecteurs d'erreur de type NDA pour les modulations M-PSK inspirée des détecteurs ZCD et MMD.

Pour les structures directes, l'estimateur le plus connu est l'estimateur de type NDA proposé par Oerder et Meyr (O&M) [59], cet estimateur basé sur une approche heuristique nécessite un minimum de $N = 4$ échantillons par symboles à la sortie du filtre anti-repliement contrairement à l'estimateur MV qui lui en utilise 2 [27], mais sa complexité d'implémentation est plus faible, il constitue donc un bon candidat aux applications pratiques, notamment les systèmes de transmission par packets. Sur une durée d'observation de L_0 symboles, l'estimateur O&M s'exprime par :

$$\hat{\tau} = -\frac{T_s}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{i=0}^{NL_0-1} |r(iT_e)|^2 e^{-j2\pi i/N} \right\}$$

Il est important de noter que les algorithmes décrits dans ce paragraphe ont été dérivés sous l'hypothèse d'une absence d'information a priori sur les erreurs de phase et de fréquence de la porteuse. L'erreur de phase est supposée uniformément répartie sur $[0 \ 2\pi]$ et on montre dans [26] et [60] que l'erreur de fréquence peut être négligée si elle est faible par rapport à la fréquence symbole (jusqu'à 20%).

en termes de performances, les détecteurs ELD et ZCD sont globalement équivalents et souffrent de la présence d'un bruit propre (self-noise) qui dégrade significativement la variance de l'erreur d'estimation, le détecteur MMD quant à lui ne présente pas de bruit propre. L'estimateur O&M présente aussi un bruit propre plus élevé comparé à l'estimateur MV. Notons aussi que les performances en termes de variance de l'erreur d'estimation

dépendent fortement de la valeur du facteur de roll-off du filtre de mise en forme. Nous n'avons pas détaillé le développement et les performances des différents détecteurs d'erreurs et estimateurs cités brièvement dans cette partie, le lecteur intéressé peut consulter l'excellente référence [27] et ses références secondaires.

2.5.2 Récupération de l'erreur de fréquence porteuse

Dans un dispositif de synchronisation de fréquence porteuse, il convient de distinguer deux cas différents [29] :

- L'erreur de fréquence est faible par rapport à la fréquence symbole ($\Delta f T_s \ll 1$).
- L'erreur de fréquence est de l'ordre de la fréquence symbole ($\Delta f T_s \simeq 1$).

Le dernier cas survient dans des systèmes tels qu'une communication par satellite où l'erreur sur la fréquence porteuse liée à l'effet Doppler peut être grande relativement à la largeur de la bande du signal, il est alors nécessaire d'estimer et de compenser cette erreur avant tout traitement en bande de base [25]. Imaginons par exemple le cas extrême dans lequel l'erreur de fréquence est si importante que le signal reçu sort de la bande passante du filtre de réception, il est clair qu'aucun traitement en bande de base ne pourra compenser l'erreur dans ce cas. Le premier cas (erreur de fréquence faible) correspond essentiellement au résidu de fréquence porteuse contenue dans le signal issu du démodulateur, dû à un décalage entre la fréquence générée par l'oscillateur local du récepteur et la fréquence porteuse, dans ce cas un traitement en bande de base est possible après récupération de l'erreur du rythme symbole.

En pratique, la synchronisation de la fréquence porteuse s'effectue en deux étapes, une première estimation "grossière" destinée à récupérer le plus gros de l'erreur de fréquence suivie d'une estimation plus fine destinée à affiner le traitement [25], [26].

2.5.2.1 Erreur de fréquence faible $\Delta f T_s \ll 1$

Considérons en premier lieu le cas d'une erreur de fréquence faible, on suppose donc que le rythme symbole est parfaitement récupéré préalablement. Les seuls paramètres inconnus de la fonction de vraisemblance 2.4 qui restent sont alors la phase θ et les données $\{d\}$. En intégrant la vraisemblance par rapport à θ supposée uniformément répartie sur $[0 \ 2\pi]$ et après simplification, la fonction objective à maximiser se réduit à [27] :

$$J(\widetilde{\Delta f}) = \left| \sum_{k=0}^{L_0-1} d_k^* r(kT_s) \right|$$

où $r(kT_s)$ sont les échantillons corrigés issus du dispositif de synchronisation du rythme symbole, L_0 le nombre de symboles de la durée d'observation et $\widetilde{\Delta f}$ la valeur d'essai du paramètre erreur de fréquence Δf .

La Fig. 2.7 illustre le tracé de la fonction J en fonction de l'erreur de fréquence normalisée $\widetilde{\Delta f} T_s$ pour une modulation QPSK avec un facteur de roll-off du filtre de mise en forme en racine de Nyquist α égale à 0.5, une durée d'observation de $L_0 = 30$ symboles et un $E_s/N_0 = 30dB$. Il est clair que la mise en oeuvre pratique de cette solution est délicate, d'un côté à cause de l'existence de maxima locaux rendant la recherche du maximum global particulièrement ardue, ils peuvent même être confondus avec le maximum global

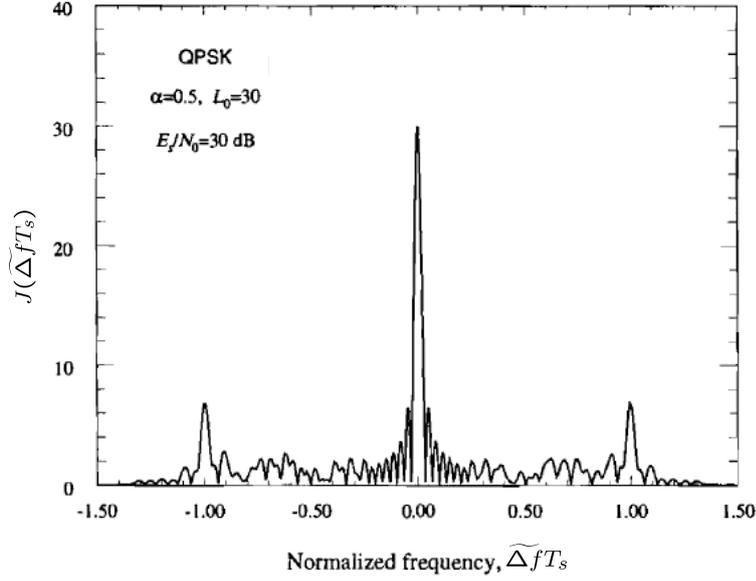


FIGURE 2.7 – Forme typique de la fonction $J(\widetilde{\Delta f T_s})$ (extraite du chapitre 3 de [27])

notamment lorsque le bruit augmente, et de l'autre à cause de la complexité calculatoire du procédé de recherche du maximum. Un circuit délivrant l'estimation au sens du MV n'est donc pas envisageable.

Structures directes (FF)

Des approches plus simples sont préférables en pratique comme l'estimateur d'erreur de fréquence de type DA-FF proposé par Kay [61] pour les constellations PSK qui se base sur une estimation au sens du MV utilisant des observations des arguments des termes de corrélation $z^*(k)z(k-1)$, il est donné par :

$$\widehat{\Delta f} = \frac{1}{2\pi T_s} \sum_{k=1}^{L_0-1} \gamma(k) \arg[z^*(k)z(k-1)]$$

où $z(k) = r(kT_s)d_k^*$, L_0 est le nombre de symboles de la durée d'observation et $\gamma(k)$ est une fonction de lissage donnée par :

$$\gamma(k) = \frac{3}{2} \frac{L_0}{L_0^2 - 1} \left[1 - \left(\frac{2k - L_0}{L_0} \right)^2 \right]$$

L'estimateur de Kay est non biaisé et atteint la borne de Cramèr-Rao modifiée MCRB [27] pour les valeurs élevées de E_s/N_0 [27].

Fitz a aussi proposé deux estimateurs de l'erreur de fréquence de type DA-FF [62]-[63] semblables en performance. L'estimateur de Fitz [62] est basé sur le calcul de l'autocorrélation des $z(k)$:

$$\widehat{\Delta f} = \frac{1}{\pi N(N+1)T_s} \sum_{m=1}^N \arg\{R(m)\}$$

où N est un entier vérifiant la condition $|\Delta f_{max} T_s| < \frac{1}{2N}$ pour un domaine d'incertitude sur Δf de $\pm \Delta f_{max}$ et $R(m)$ est une estimation de la fonction d'autocorrélation des $z(k)$ donnée par :

$$R(m) = \frac{1}{L_0 - m} \sum_{k=m}^{L_0-1} z(k)z^*(k-m)$$

L'estimateur de Fitz est non biaisé pour $|\Delta f| < \frac{1}{2NT_s}$ et atteint la MCRB pour $N = \frac{L_0}{2}$ mêmes pour des faibles valeurs de E_s/N_0 . La précision de l'estimateur se dégrade lorsque N augmente mais en même temps, la complexité calculatoire diminue et l'intervalle d'estimation augmente. Donc un compromis est à prendre en compte entre l'intervalle d'estimation, la précision et la complexité de l'estimateur.

En s'appuyant sur une démarche différente Luise et Reggiannini (LR) ont proposé un estimateur de type DA-FF dérivé aussi de l'autocorrélation $R(m)$, il s'exprime sous la forme [64] :

$$\widehat{\Delta f} = \frac{1}{\pi(N+1)T_s} \arg \left\{ \sum_{m=1}^N R(m) \right\}$$

où N est un entier inférieur à $L_0 - 1$. L'estimateur LR est non biaisé dans l'intervalle $|\Delta f| < \frac{1}{NT_s}$ et atteint la MCRB même pour des faibles valeurs de E_s/N_0 quand $N \simeq L_0/2$. Les mêmes remarques de compromis que l'estimateur de Fitz sont applicables pour le LR. Mengali et Morelli ont proposé dans [69] un estimateur de type DA voisin des estimateurs de Fitz et LR, qui utilise l'argument d'une différence des autocorrélations $\arg[R(m) - R(m-1)]$ au lieu de $\arg[R(m)]$. Ses performances sont meilleures.

Lorsque aucune information sur les données n'est disponible a priori, on préfère recourir à des approches de type NDA plutôt que d'utiliser des décisions, ceci est dû au fait qu'il est difficile d'obtenir des décisions fiables en présence d'une erreur de fréquence porteuse. L'estimateur NDA défini dans [65] consiste en l'utilisation d'une non-linéarité d'ordre M pour les signaux modulés en M-PSK. Le signal à la sortie du filtre adapté s'écrit $r(kT_s) = d_k e^{j[2\pi\Delta f(kT_s + \tau) + \theta]} + b(k)$, le produit de deux échantillons consécutifs est donc $r(kT_s)r^*((k-1)T_s) = d_k d_{k-1}^* e^{j2\pi\Delta f T_s} + b'(k)$, en élevant à la puissance M on obtient $[r(kT_s)r^*((k-1)T_s)]^M = e^{j2\pi M\Delta f T_s} + b''(k)$, un estimateur de Δf est obtenu alors en évaluant la somme des produits des échantillons consécutifs, pris deux par deux, sur L_0 symboles, puis en prenant l'argument :

$$\widehat{\Delta f} = \frac{1}{2\pi M T_s} \arg \left\{ \sum_{k=1}^{L_0-1} [r(kT_s)r^*((k-1)T_s)]^M \right\}$$

Notons que l'intervalle d'estimation de cet estimateur est limité approximativement à $\pm 1/2MT_s$.

Bellini [66]-[67] s'est inspiré d'une démarche semblable (utilisation d'une non-linéarité) pour proposer un estimateur d'erreur de fréquence de type NDA pour les modulations M-PSK donné par :

$$\widehat{\Delta f} = \frac{\sum_{k=-(L_0-1)/2}^{(L_0-1)/2} k \operatorname{mod} \left[\operatorname{Marg} \left(r(kT_s)^M \right), 2\pi \right]}{2\pi M T_s \sum_{k=-(L_0-1)/2}^{(L_0-1)/2} k^2}$$

D'autres estimateurs sont rencontrés dans la littérature, à savoir l'estimateur RFE (Rotational Frequency Estimator) [68] de type NDA pour les modulations M-PSK dont le

principe est de filtrer des différences de phases démodulées consécutives après passage dans une fonction non linéaire.

Structures bouclées (FB)

Pour les structures bouclées, toujours dans le cas d'une faible erreur de fréquence, certains détecteurs d'erreur de fréquence ont été proposés [70]-[75]. Les détecteurs d'erreur dans [70] et [71] sont plutôt adaptés à des implémentations analogiques. Une étude exhaustive de huit détecteurs d'erreurs conventionnels plus ou moins semblables a été réalisée dans [72]. Le détecteur qui paraît intéressant est celui proposé par Sari et Moridi [74],[75]. L'idée consiste à construire un signal dont la moyenne temporelle est de même signe que l'écart d'estimation de l'erreur de fréquence $f_d = \Delta f - \widehat{\Delta f}$, le signal est construit comme ceci

$$e(k) = \begin{cases} \arg[z(k)] & \text{si } |\arg[z(k)]| < \alpha \\ e(k-1) & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.10)$$

où $z(k) = r(kT_s)\hat{d}_k^*$ (Fig. 2.8), avec \hat{d}_k^* , une décision dure prise sur $r(kT_s)$. α est un paramètre positif inférieur à 1. Les performances de ce détecteur sont fortement liées au paramètre α . En effet, la plage d'accrochage de la boucle est plus large lorsque α est petit, cependant, la vitesse d'accrochage de la boucle est faible.

Sari et Moridi [75] ont eu l'idée de remplacer $\arg[z(k)]$ dans (2.10) par la sortie d'un

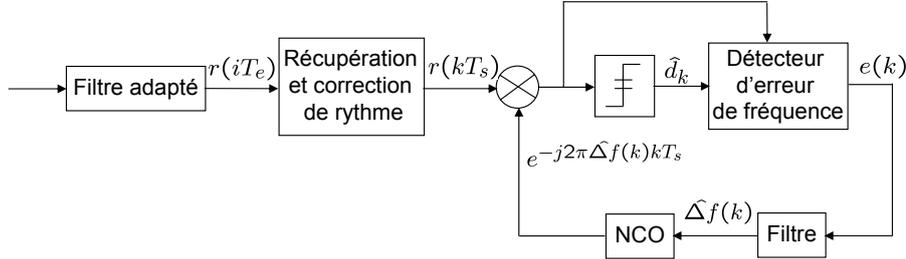


FIGURE 2.8 – Structure bouclée d'une récupération de fréquence ($\Delta f T_s \ll 1$)

détecteur d'erreur de phase (utilisé dans les structures bouclées de récupération de la phase de la porteuse) afin de transformer le détecteur d'erreur de fréquence en un détecteur d'erreur de phase et de fréquence.

2.5.2.2 Erreur de fréquence forte $\Delta f T_s \simeq 1$

Considérons maintenant le cas d'une forte erreur de fréquence ($\Delta f T_s \simeq 1$) rencontrée dans certaines applications notamment dans les systèmes de transmission par satellite. Dans ce cas, le filtre de réception n'est plus adapté et un traitement indépendant de la récupération de l'erreur du rythme symbole s'avère nécessaire pour repositionner en fréquence le signal d'entrée. Pour dériver une solution MV, dans un premier temps, la fonction de vraisemblance est approchée par les trois premiers termes de son développement en série de Taylor pour un SNR avoisinant zéro. Sous les hypothèses que l'erreur du rythme symbole et l'erreur de phase sont uniformément répartis sur $[0 T_s]$ et $[0 2\pi]$ respectivement et que les données $\{d\}$ sont indépendantes identiquement distribuées (iid)

de moyenne nulle, on montre que maximiser la fonction de vraisemblance est équivalent à maximiser la fonction [26] :

$$\Lambda(\widetilde{\Delta f}) = \sum_{i=0}^{NL_0-1} |x(iT_e)|^2 \quad (2.11)$$

avec $\widetilde{\Delta f}$, la valeur d'essai du paramètre erreur de fréquence Δf , N le nombre d'échan-

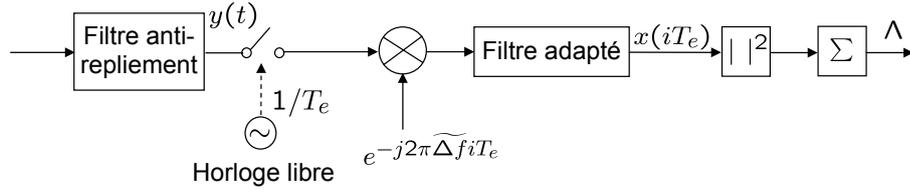


FIGURE 2.9 – Calcul de $\Lambda(\widetilde{\Delta f})$ ($\Delta f T_s \simeq 1$)

tillons par symbole et $x(iT_e) = y(iT_e)e^{-j2\pi\widetilde{\Delta f}iT_e} \otimes h_{FA}^*(iT_e)$ (Fig. 2.9), où $h_{FA}^*(iT_e)$ est la réponse impulsionnelle conjuguée du filtre adapté (FA) (\otimes est l'opérateur de convolution linéaire).

$\Lambda(\widetilde{\Delta f})$ n'est rien d'autre qu'une estimation de l'énergie du signal $x(iT_e)$ sur une fenêtre de largeur L_0 symboles, donc des méthodes de type recherche du maximum d'énergie dans le domaine temporel ou fréquentiel peuvent être envisagées, cependant, le temps d'exécution de ce type d'approche est prohibitif pour des mises en oeuvre pratiques.

Structures bouclées (FB)

Une solution pratique consiste à dériver un détecteur d'erreur à partir de $\Lambda(\widetilde{\Delta f})$, il est donné par [27], [26] :

$$e(kT_s) = \frac{1}{2} \Im\{x(2kT_e)u^*(2kT_e)\} + \frac{1}{2} \Im\{x[(2k+1)T_e]u^*[(2k+1)T_e]\} \quad (2.12)$$

où $T_e = T_s/2$ (2 échantillons par symbole), u est la sortie du filtre adapté dérivé (FAD) et dont la réponse impulsionnelle est donnée par $h_{FAD}(t) = 2\pi t h_{FA}(t)$, les performances de ce détecteur ont été étudiées dans [78], [81]. L'implémentation d'une structure bouclée opérant avec ce type de détecteur est montrée dans la Fig. 2.10.

Dans la littérature, d'autres types de détecteur dérivés d'approches heuristiques équivalents au détecteur MV (2.12) ont été proposés. Les plus utilisés sont les détecteurs connus sous le nom de quadricorrélateurs [76], [82]-[86] ainsi que les détecteurs à filtres duaux [87].

Les détecteurs à quadricorrélateurs consistent en gros à remplacer x et u dans (2.12) par les sorties de deux filtres autres que le filtre adapté et sa dérivée, leurs performances sont meilleures vis à vis du détecteur MV mais dépendent justement du choix de ces filtres qui est bien discuté dans [86].

Les détecteurs à filtres duaux consiste à mesurer la différence d'énergie entre deux bandes centrés à $\pm 1/(2T_s)$ de part et d'autre de l'erreur d'estimation de l'erreur de fréquence $f_d = \Delta f - \widetilde{\Delta f}$ (Fig. 2.11). On montre dans [84] que par des choix judicieux, le détecteur à

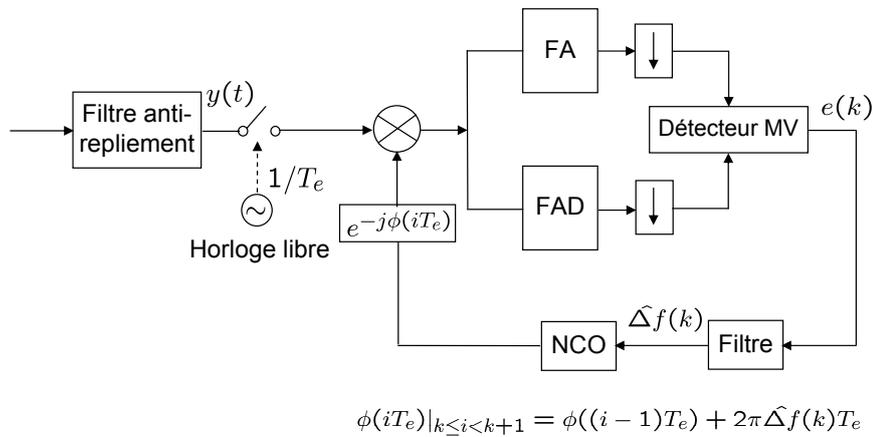


FIGURE 2.10 – Structure bouclée avec détecteur d’erreur de fréquence issu de l’approche MV ($\Delta f T_s \ll 1$)

filtres duaux et le détecteur à quadricorrélateurs peuvent être conçus de telle sorte qu’ils soient équivalents, dans ce cas le choix entre les deux techniques repose seulement sur leur implémentation.

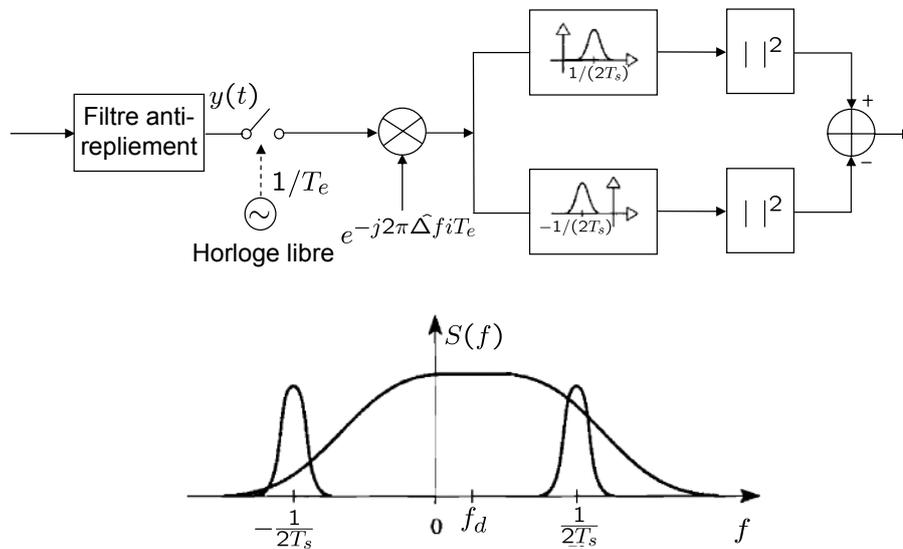


FIGURE 2.11 – Schéma bloc et principe du détecteur à filtres duaux

Structures directes (FF)

Une structure directe de type NDA existe aussi pour le cas d’une forte erreur de fréquence. Il s’agit de l’estimateur "delay-and-multiply" qui comme son nom l’indique, utilise le produit du signal à la sortie du filtre anti-repliement $y(iT_e)$ avec une version retardée

$y(iT_e - \Delta T_s)$, où ΔT_s est un paramètre de conception, il s'exprime sous la forme :

$$\widehat{\Delta f} = \frac{2}{\pi \Delta T_s} \arg \left\{ \sum_{k=0}^{4L_0-1} y(kT_s/4) y^*(kT_s/4 - \Delta T_s) \right\}$$

où L_0 est le nombre de symbole de la fenêtre d'observation.

L'analyse des performances de l'estimateur delay-and-multiply est particulièrement complexe, elle a été menée dans [88]. Il est montré que pour une erreur de rythme relativement stationnaire durant l'intervalle d'observation $L_0 T_s$, la précision de l'estimateur delay-and-multiply est identique à celle du détecteur d'erreur MV (2.12).

2.5.3 Récupération de la phase de la porteuse

La récupération de la phase de la porteuse est l'objet de notre étude, nous aborderons donc les développements des différents algorithmes et l'analyse de leurs performances en détail dans cette partie.

Le problème de récupération de la phase porteuse est souvent abordé en supposant que la récupération de l'erreur de fréquence à été préalablement effectuée. Cependant, il reste toujours une erreur de fréquence même faible, des dispositifs de récupération de phase capable de compenser ces résidus de fréquence sont alors utilisés.

Sous l'hypothèse d'une parfaite compensation des erreurs de rythme et de fréquence porteuse, reprenons la fonction de vraisemblance (2.4) avec un intervalle d'observation de L_0 symboles et N échantillons par symbole :

$$\begin{aligned} L(\tilde{d}, \tilde{\theta}) &= \left(\frac{1}{\sigma_n^2 \pi} \right)^{NL_0} \exp \left(-\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{i=0}^{NL_0-1} |y_i - s(iT_e, \tilde{d}, \tilde{\theta})|^2 \right) \\ &= \left(\frac{1}{\sigma_n^2 \pi} \right)^{NL_0} \exp \left(-\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{i=0}^{NL_0-1} \left\{ |y_i|^2 + |s(iT_e, \tilde{d}, \tilde{\theta})|^2 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - 2\Re(y_i s^*(iT_e, \tilde{d}, \tilde{\theta})) \right\} \right) \end{aligned} \quad (2.13)$$

2.5.3.1 Structures directes (FF)

a) Estimateur DA :

On cherche à maximiser la fonction de vraisemblance (2.13), on peut donc omettre le facteur multiplicatif $\left(\frac{1}{\sigma_n^2 \pi} \right)^{NL_0}$, sachant que le terme $\sum_{i=0}^{NL_0-1} \left\{ |y_i|^2 + |s(iT_e, \tilde{d}, \tilde{\theta})|^2 \right\}$ dans (2.13) ne dépend pas de la phase $\tilde{\theta}$ et si on suppose les données d_k connues (mode DA), la fonction de vraisemblance se simplifie à :

$$L(\tilde{\theta}) = \exp \left(\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{i=0}^{NL_0-1} 2\Re(y_i s^*(iT_e, \tilde{\theta})) \right) \quad (2.14)$$

$s(iT_e, \tilde{\theta}) = \sum_k d_k h(iT_e - kT_s) e^{j\tilde{\theta}}$ (2.2), tenant en compte l'expression de y_i (2.1), on montre facilement que :

$$y_i s^*(iT_e, \tilde{\theta}) = \sum_{k=0}^{L_0-1} d_k^* r(k) e^{-j\tilde{\theta}} \quad (2.15)$$

où $r(k) = r(kT_s) = y_i \otimes h(-iT_e)|_{i=kN}$. En omettant les constantes, la fonction log-vraisemblance $\Lambda(\tilde{\theta})$ s'écrit :

$$\Lambda(\tilde{\theta}) = \sum_{k=0}^{L_0-1} \Re(d_k^* r(k) e^{-j\tilde{\theta}}) \quad (2.16)$$

L'estimateur de phase DA qui maximise $\Lambda(\tilde{\theta})$ est obtenu en annulant $\partial\Lambda(\tilde{\theta})/\partial\tilde{\theta}$, il est donné par :

$$\hat{\theta} = \arg \left\{ \sum_{k=0}^{L_0-1} d_k^* r(k) \right\} \quad (2.17)$$

b) Estimateur NDA :

Commençons par reprendre la fonction de vraisemblance (2.13), le terme $\sum_{i=0}^{NL_0-1} |y_i|^2$ ne dépend ni de la phase $\tilde{\theta}$, ni des données $\{\tilde{d}\}$, il ne sera donc pas pris en compte. Considérons le cas d'une modulation M-PSK pour simplifier le calcul. On montre dans [27] que le terme $\sum_{i=0}^{NL_0-1} |s(iT_e, \tilde{d}, \tilde{\theta})|^2$ se réduit à $\sum_{i=0}^{L_0-1} |\tilde{d}_k|^2$ qui ne dépend ni de $\{\tilde{\theta}\}$ ni de $\{\tilde{d}\}$ puisque pour une modulation M-PSK $|\tilde{d}_k|^2 = 1$. En utilisant l'expression (2.15), la moyenne relative à la distribution des données (considérées indépendantes identiquement distribuées sur l'ensemble $\{e^{j2\pi m/M}, m = 0, \dots, M-1\}$) de la fonction de vraisemblance simplifiée s'écrit :

$$E_{\tilde{d}}[L(\tilde{\theta})] = \prod_{k=0}^{L_0-1} \left[\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \exp \left(\frac{2}{\sigma_n^2} \Re(r(k) e^{-j\tilde{\theta}} e^{j2\pi m/M}) \right) \right] \quad (2.18)$$

Pour un SNR faible, on montre ([27]) que la log-vraisemblance de 2.18 peut être approximée par :

$$\Lambda(\tilde{\theta}) \simeq \Re \left(\sum_{k=0}^{L_0-1} r^M(k) e^{-jM\tilde{\theta}} \right) \quad (2.19)$$

L'estimateur NDA de θ se déduit facilement de (2.19), il s'exprime par [91] :

$$\hat{\theta} = \frac{1}{M} \arg \left\{ \sum_{k=0}^{L_0-1} r^M(k) \right\} \quad (2.20)$$

Cet estimateur est connu sous le nom de l'estimateur "M-power" [29],[35],[90],[91], il est illustré en Fig. 2.12. On note ici que les valeurs de l'estimateur sont restreintes à l'intervalle $\pm\pi/M$ à cause de la fonction arg dont les valeurs sont limitées à $\pm\pi$. De ce fait une ambiguïté de phase de $2\pi/M$ existe mais peut être levée par un codage différentiel des symboles transmis [89].

En se basant sur une approche différente d'approximation [92], une généralisation de

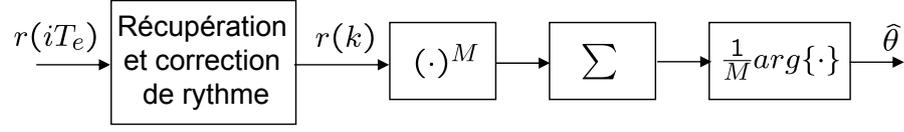


FIGURE 2.12 – Schéma bloc de l'estimateur M-power

l'estimateur M-power aux constellations M-QAM a été proposé par Moeneclaey et De Jonghe [26],[93], elle est donnée par :

$$\hat{\theta} = \frac{1}{M} \arg \left\{ E \left[d_k^{*M} \right] \sum_{k=0}^{L_0-1} r^M(k) \right\} \quad (2.21)$$

Les performances de l'estimateur M-power ont été analysées par Moeneclaey et De Jonghe [93] et aussi par A.J.Viterbi et A.M.Viterbi [33] qui ont proposé une variante de ce dernier connue sous le nom de l'algorithme de Viterbi et Viterbi (V&V). L'estimateur V&V consiste à utiliser une fonction de $|r(k)|$ qui n'est pas forcément une élévation à la puissance M. Écrivons $r(k)$ sous la forme $r(k) = \rho(k)e^{j\phi(k)}$ l'estimateur V&V est donné par :

$$\hat{\theta} = \frac{1}{M} \arg \left\{ \sum_{k=0}^{L_0-1} F[\rho(k)] e^{jM\phi(k)} \right\} \quad (2.22)$$

où $F[\rho(k)]$ est une fonction choisie de manière appropriée au problème. Le choix de la fonction F dépend du nombre de points de la constellation et du SNR. Par exemple, avec une QPSK et un $E_s/N_0 = 6dB$, la dégradation de la variance de l'erreur d'estimation par rapport à la CRB est de 4dB pour $F[\rho(k)] = \rho^4(k)$, de 3dB pour $F[\rho(k)] = 1$ et de 2.6dB pour $F[\rho(k)] = \rho^2(k)$.

c) Performances :

Il est important de noter que tous les estimateurs de phase porteuse discutés ci-dessus sont non biaisés. Les erreurs de rythme et de fréquence porteuse étant connus, on montre dans [27] que la $CRB(\theta)$ et la $MCRB(\theta)$ sont confondues, pour une fenêtre d'observation de longueur L_0 symboles, la $CRB(\theta)$ est donnée par :

$$CRB(\theta) = \frac{1}{2L_0} \frac{1}{E_s/N_0} \quad (2.23)$$

La précision d'un estimateur est évaluée en mesurant la variance de l'erreur d'estimation $Var(\hat{\theta} - \theta)$. Les limites de performance de l'estimateur sont atteintes lorsque $Var(\hat{\theta} - \theta)$ est confondue avec la $CRB(\theta)$ (où $MCRB(\theta)$).

Pour l'estimateur DA (2.17) issue de l'approche MV, il est facile de montrer que la variance de l'erreur d'estimation est égale à [27] :

$$Var(\hat{\theta} - \theta) = \frac{1}{2L_0} \frac{E^2[|d_k|^2]}{E_s/N_0} E \left[\frac{1}{(1/L_0 \sum_{k=0}^{L_0-1} |d_k|^2)^2} \right] \quad (2.24)$$

Il est clair que quand la longueur de la fenêtre d'observation L_0 augmente, la moyenne arithmétique de $|d_k|^2$ tend vers sa moyenne statistique, faisant ainsi approcher $Var(\hat{\theta} - \theta)$ de la $CRB(\theta)$.

Pour l'estimateur M-power, l'expression analytique exacte de la variance de l'erreur d'estimation est un peu complexe, on a recours donc à une approximation valable pour les valeurs moyennes et fortes de E_s/N_0 , elle est donnée par [93] :

$$Var(\hat{\theta} - \theta) \simeq \frac{1}{L_0} \left[\frac{A}{2E_s/N_0} + B \right] \quad (2.25)$$

où $A = \frac{E[|d_k|^{2M-2}]}{|E[d_k^M]|^2}$ et $B = \frac{E[(\Im\{d_k^M E[d_k^{*M}]\})^2]}{M^2 |E[d_k^M]|^4}$

Comme montré dans [26] et [93], pour les constellation M-PSK, $A = 1$ et $B = 0$, $Var(\hat{\theta} - \theta)$ est donc confondue avec $CRB(\theta)$, ceci n'est bien évidemment vrai que pour les valeurs moyennes et fortes de E_s/N_0 . Par ailleurs, pour les modulations M-QAM, le terme $B \neq 0$, de plus, à partir de (2.25) on remarque que pour les valeurs fortes de E_s/N_0 , B/L_0 est le terme prépondérant, il représente donc une mesure du bruit propre de l'estimateur introduit par la constellation comme illustré sur la Fig. 2.13 pour l'estimateur 4-power.

L'expression exacte de la variance de l'erreur d'estimation de l'estimateur V&V a été

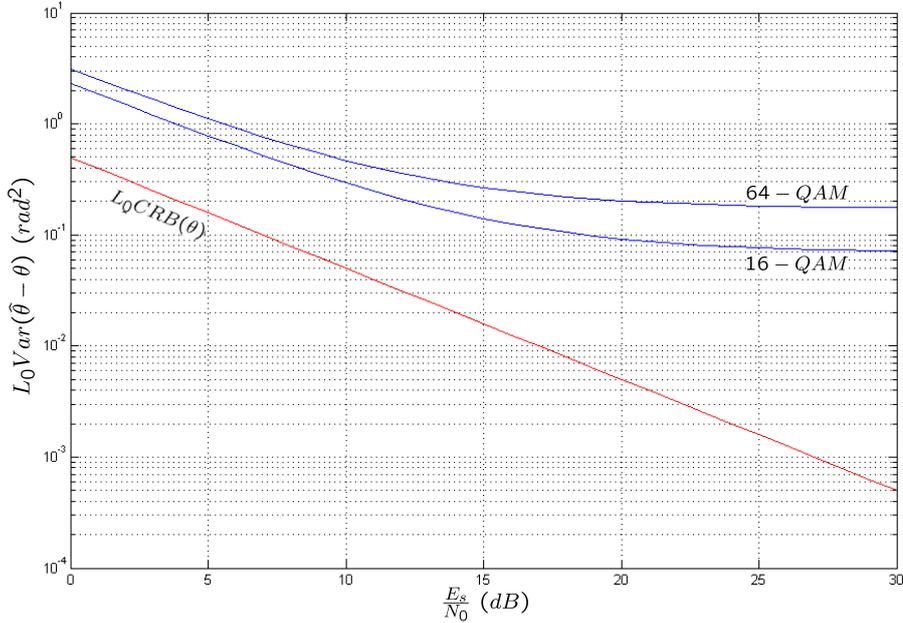


FIGURE 2.13 – Variance de l'erreur d'estimation de l'estimateur M-power pour les constellations QAM

dérivée dans [33] pour une fonction $F[\rho(k)]$ quelconque. Par exemple pour une fonction non-linéaire $F[\rho(k)] = \rho^l(k)$, $l \leq M$ (l entier pair), une expression asymptotique pour les fortes valeurs de E_s/N_0 plus simple que l'expression exacte est donnée par :

$$Var(\hat{\theta} - \theta) \simeq \frac{1}{2L_0 E_s/N_0} \left[1 + \frac{1}{2E_s/N_0} (l-1)^2 + O\left\{ \frac{1}{(2E_s/N_0)^2} \right\} \right] \quad (2.26)$$

Il est montré dans la Fig. 2.14 que pour une modulation QPSK, les performances de l'estimateur V&V sont meilleures avec $F[\rho(k)] = \rho^2(k)$ ou 1 qu'avec $F[\rho(k)] = \rho^4(k)$. Rappelons que dans ce dernier cas ($F[\rho(k)] = \rho^4(k)$), l'estimateur de V&V est identique à l'estimateur M-power, on constate donc de la Fig. 2.14 que l'expression asymptotique (2.26) est plus précise que (2.25) à faible E_s/N_0 pour les modulation M-PSK.

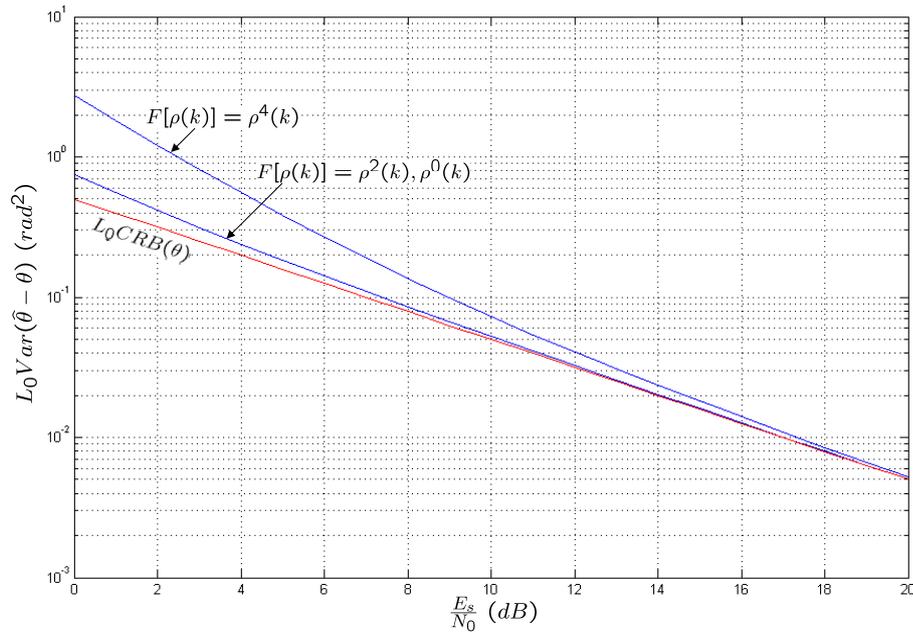


FIGURE 2.14 – Variance de l'erreur d'estimation de l'estimateur V&V pour $F[\rho(k)] = \rho^l(k)$

d) Comportement en présence d'une erreur de fréquence :

Jusqu'à présent nous avons supposé une erreur de fréquence porteuse nulle lors de la dérivation des estimateurs de phase porteuse. Regardons maintenant l'effet d'une présence d'un écart résiduel de fréquence sur les performances des estimateurs. Pour ce faire, il suffit de reprendre le développement en tenant compte de la phase introduite par l'erreur de fréquence $2\pi\Delta f t$ et en considérant une fenêtre d'observation de longueur L_0 centrée en m , ($[m - (L_0 - 1)/2 \quad m - (L_0 + 1)/2]$). Les calculs sont détaillés dans [27],[26] et [93], les résultats trouvés sont les suivants :

- tous les estimateurs sont affectés d'un biais égal à $2\pi\Delta f(m-p)T_s$, où p représente l'indice d'un échantillon de l'intervalle d'observation. Donc, si l'échantillon correspond au centre de la fenêtre d'observation, le biais est nul et plus on s'éloigne du centre plus il augmente, il atteint ses valeurs maximales $\pm(L_0 - 1)2\pi\Delta f T_s/2$ aux bords de la fenêtre d'observation. Il est clair que si on utilise une fenêtre glissante (qui se décale d'un échantillon à chaque estimation) on arrivera à annuler le biais à condition que l'offset de fréquence ne fasse pas trop varier la phase durant une période symbole.
- L'erreur de fréquence engendre une dégradation de la variance de l'erreur d'estimation

par rapport à la borne de Cramèr-Rao qui est donnée pour l'estimateur DA (2.17) par :

$$\frac{\text{Var}(\hat{\theta} - \theta)}{\text{CRB}(\theta)} = \frac{1}{D^2(f_d T_s)} \quad (2.27)$$

où $f_d = \Delta f - \widehat{\Delta f}$ et

$$D(f_d T_s) = \frac{\sin(\pi L_0 f_d T_s)}{L_0 \sin(\pi f_d T_s)} \quad (2.28)$$

Pour l'estimateur M-power, il suffit de remplacer $f_d T_s$ par $M f_d T_s$ dans (2.28). Comme $D(f_d T_s) < 1$ pour $f_d \neq 0$, la variance est supérieure à la $\text{CRB}(\theta)$. La dégradation dépend à la fois de la longueur de la fenêtre d'observation L_0 , de l'erreur d'estimation de l'offset de fréquence f_d et de la taille de la constellation M (pour le M-power), c'est une fonction croissante de f_d et de L_0 (Fig. 2.15). Dans le cas de l'estimateur V&V l'expression de la dégradation est beaucoup plus compliquée, on note seulement qu'elle dépend en plus de E_s/N_0 et que c'est une fonction croissante de $|f_d|$ et de E_s/N_0 [33].

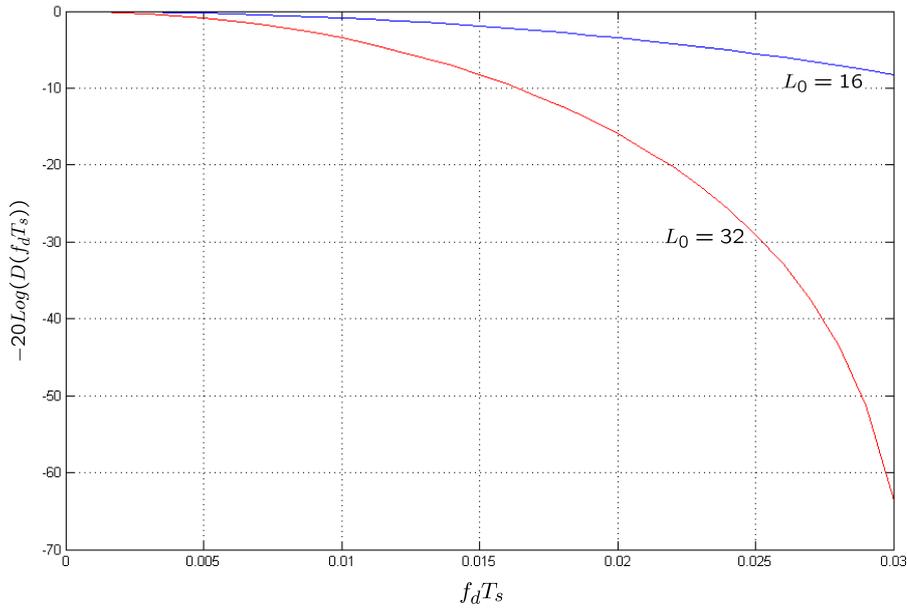


FIGURE 2.15 – Dégradation de la variance de l'erreur d'estimation en présence d'une erreur de fréquence

e) Anomalies liées aux structures FF :

e).1 Ambiguïté (ou "Equivocation" en Anglais) :

Comme nous l'avons vu, les estimateurs de phase FF produisent une estimée par fenêtre d'observation. A cause de la fonction arg, la phase estimée est limitée à $\pm p/2$, où $p = 2\pi$ pour l'estimateur DA et p représente l'angle de symétrie de la constellation pour les estimateurs NDA. Il s'ensuit que les estimateurs de phase FF ne sont pas capable de poursuivre des variations de la phase qui se produisent au delà des limites $\pm p/2$. Par

exemple, dans le cas d'une modulation QPSK avec une faible erreur de fréquence, comme le montre la Fig. 2.16(a), la trajectoire de la phase estimée présente des discontinuités chaque fois qu'elle croise les limites de l'intervalle d'estimation $\pm\pi/4$ (Fig. courbe en bleu). Dans un deuxième exemple, toujours pour une modulation QPSK, mais cette fois-ci en présence d'une erreur de phase fixe $\theta = 43^\circ$ proche de la limite supérieure de l'intervalle d'estimation et avec un $E_s/N_0 = 3.5dB$, dans ce cas, la Fig. 2.16(b) montre des sauts aléatoires de la phase estimée (courbe en bleu) dûs au bruit additif qui fait passer la phase estimée d'une limite à l'autre. Ce type de comportement des estimateurs de phase FF, c'est à dire les sauts de $\pm p/2$ de la phase estimée lorsque celle-ci croise une limite de l'intervalle d'estimation est connu sous le nom d'ambiguïté. Le phénomène d'ambiguïté dans les estimateurs de phase FF est similaire à celui connu dans les boucles à verrouillage de phase numériques (DPLL) [94]-[96]. Il a été analysé par Fitz dans [97] où il a montré que l'ambiguïté provoque une dégradation considérable du taux d'erreur symbole même pour les fortes valeurs de E_s/N_0 .

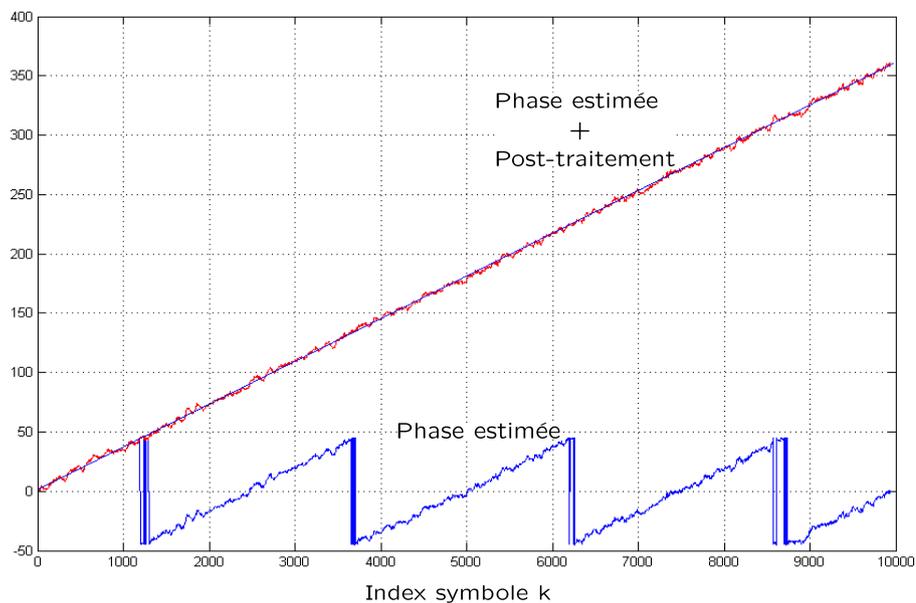
Une solution au problème d'équivocation dite "méthode de post-traitement" a été proposée par Oerder et Meyr [59],[98]. Elle consiste à opérer un post-traitement en boucle sur la phase estimée en utilisant une fonction en dents de scie. Le post-traitement permet de compenser les sauts de phase en assurant la continuité de la trajectoire de la phase estimée (Fig. 2.16(a) courbe en rouge) et ainsi éliminer l'équivocation, par ailleurs, il crée un phénomène de "saut de cycles" à faible E_s/N_0 dû à la réaction (feedback) introduite par la structure du post-traitement contenant l'élément non-linéaire : fonction en dents de scie (Fig. 2.16(b) courbe en rouge).

Le principe de la "méthode de post-traitement" a aussi été utilisée dans [99] en vue de l'extension de la zone linéaire d'un détecteur de phase en dents de scie de type DD pour la modulation QPSK.

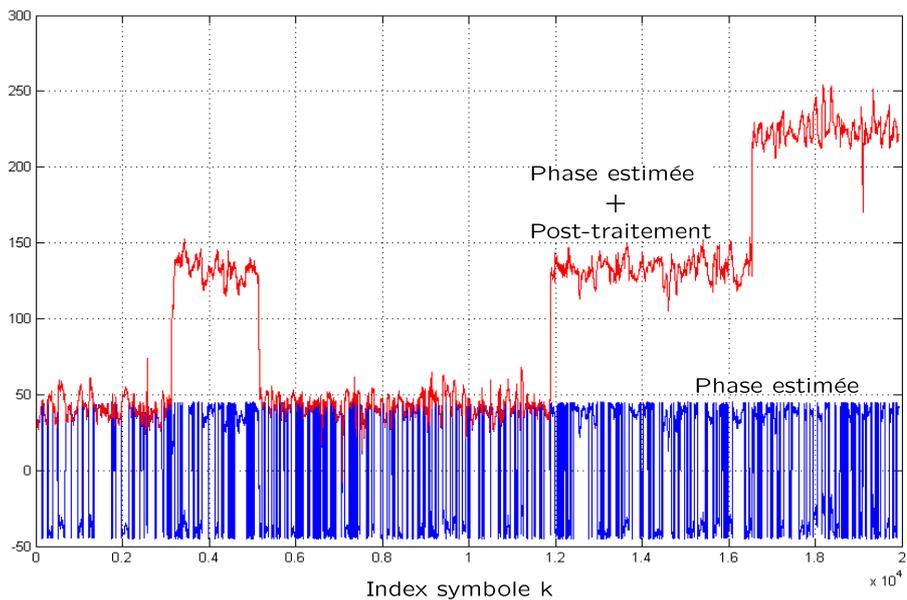
e).2 Sauts de cycle :

Le phénomène des sauts de cycle est défini comme suit : en mode de fonctionnement normal du circuit de post-traitement, l'erreur d'estimation de phase $\tilde{\theta}_f - \theta$ (où $\tilde{\theta}_f$ représente la sortie du circuit de post-traitement) fluctue autour du point de fonctionnement stable $\tilde{\theta}_f - \theta = 0$. De temps à autre, les perturbations du bruit peuvent produire un saut de l'erreur d'estimation de phase à partir de ce point de fonctionnement stable vers un point de fonctionnement adjacent $\tilde{\theta}_f - \theta = +\pi/M$ (saut positif) ou $\tilde{\theta}_f - \theta = -\pi/M$ (saut négatif). Le saut se termine lorsque le nouveau point de fonctionnement est atteint, après quoi, l'erreur d'estimation de phase manifeste encore, seulement de faibles variations autour du point. Pendant le saut de cycle, l'erreur d'estimation de phase est importante et une détection erronée des symboles est fort probable. L'effet nuisible du saut de cycle est donc limité à la durée du saut quand un codage différentiel des symboles transmis est utilisé. Lorsque l'ambiguïté de phase due au saut de cycle est résolue en utilisant un préambule, la situation empire, en effet, après un saut de cycle le récepteur opère sur une phase erronée, il s'en suit que des erreurs de détection des symboles se produisent jusqu'à l'arrivée du prochain préambule qui rétablira la phase correcte.

Des résultats quantitatifs concernant le phénomène des sauts de cycle des estimateurs de phase FF sont difficiles à obtenir à cause de la nature fortement non-linéaire du phénomène. Des études du phénomène ont été menées par De Jonghe et Moeneclaey pour



(a)



(b)

FIGURE 2.16 – Trajectoires de la phase estimée pour une modulation QPSK, (a) en présence d'une faible erreur de fréquence, (b) en présence d'une phase constante $\theta = 43^\circ$

l'estimateur M-power dans [100]-[101] et pour l'estimateur V&V dans [98].

Remarques :

1- Dans cette partie que nous avons consacré à l'étude des structures directes (FF) de récupération de phase, nous avons volontairement omis de discuter de l'estimateur DD qui se déduit facilement à partir de l'expression de l'estimateur DA (2.17) en remplaçant les données d_k par les décisions \hat{d}_k prises sur les échantillons corrigés $r(k)e^{-j\hat{\theta}}$. La raison réside dans le fait que l'estimateur DD n'est pas utilisé dans une structure directe telle que décrite dans 2.4.2.b à cause des décisions. En réalité, une réaction (feedback) existe, qui est due à l'effet mémoire introduit par les décisions comme constaté dans [102] et [103]. Les algorithmes DD sont plutôt adaptés aux structures bouclées qui sont étudiées dans la partie qui suit.

2- D'autres estimateurs de phase FF de type NDA ont été proposés dans la littérature pour les modulations QAM [104]-[107]. Dans [104] un estimateur de phase basé sur les statistiques d'ordre deux de la puissance quatre du signal reçu est proposé. Une étude comparative de différents estimateurs utilisant des moments d'ordres supérieurs comme les moments d'ordre quatre et les cumulants a été menée dans [105]. Des algorithmes basés sur l'estimation du mode d'une certaine distribution sont proposés dans [106]. Une approche assez originale qui consiste à considérer le problème de synchronisation de phase comme un problème de séparation aveugle de sources dans un mélange linéaire a été proposé dans [105] pour les modulations QAM denses.

2.5.3.2 Structures bouclées (FB)

a) Détecteurs de phase DA/DD :

Le détecteur d'erreur de phase (2.9) de type DA est obtenu en dérivant la fonction log-vraisemblance $\Lambda(\tilde{\theta})$ (2.16) par rapport à $\tilde{\theta}$, on obtient ainsi :

$$\frac{\partial}{\partial \tilde{\theta}} \Lambda(\tilde{\theta}) = \sum_{k=0}^{L_0-1} \Im \left\{ d_k^* r(k) e^{-j\tilde{\theta}} \right\} \quad (2.29)$$

D'après la définition (2.9), le détecteur est donné par :

$$e(k) = \Im \left\{ d_k^* r(k) e^{-j\tilde{\theta}} \right\} \quad (2.30)$$

De même, le détecteur d'erreur de phase de type DD est déduit en remplaçant d_k dans (2.30) par les décisions \hat{d}_k prises sur les échantillons corrigés $r(k)e^{-j\hat{\theta}}$:

$$e(k) = \Im \left\{ \hat{d}_k^* r(k) e^{-j\hat{\theta}} \right\} \quad (2.31)$$

b) Détecteurs de phase NDA :

Pour des raisons de simplicité, nous considérons une modulation M-PSK. Soient alors $\{e^{j2\pi m/M}, m = 0, \dots, M-1\}$ les points de la constellation, on peut donc reprendre l'expression de l'espérance de la fonction de vraisemblance simplifiée 2.18 :

$$E_{\tilde{d}}[L(\tilde{\theta})] = \prod_{k=0}^{L_0-1} \left[\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \exp\left(\frac{2}{\sigma_n^2} \Re(r(k)e^{-j\tilde{\theta}} e^{j2\pi m/M})\right) \right] \quad (2.32)$$

On montre facilement que :

$$\Lambda(\tilde{\theta}) = \ln(E_{\tilde{d}}[L(\tilde{\theta})]) = \sum_{k=0}^{L_0-1} \ln \left[\frac{2}{M} \sum_{m=0}^{M/2-1} \cosh\left\{ \frac{2}{\sigma_n^2} \Re(r(k)e^{-j\tilde{\theta}} e^{j2\pi m/M}) \right\} \right] \quad (2.33)$$

Il est difficile d'obtenir une expression analytique de la dérivée de $\Lambda(\tilde{\theta})$ sauf dans les cas particuliers $M = 2$ et $M = 4$, pour la 2-PSK (BPSK) on trouve :

$$e(k) = \frac{2}{\sigma_n^2} \Im\{r(k)e^{-j\tilde{\theta}}\} \tanh\left(\frac{2}{\sigma_n^2} \Re\{r(k)e^{-j\tilde{\theta}}\}\right) \quad (2.34)$$

En considérant les deux cas extrêmes du bruit, $e(k)$ peut être approché de deux façons :

$$e(k) \simeq \begin{cases} \Im\{\hat{d}_k r(k)e^{-j\tilde{\theta}}\} & \text{pour } \sigma_n^2 \rightarrow 0 \\ \Im\{(r(k)e^{-j\tilde{\theta}})^2\} & \text{pour } \sigma_n^2 \gg 1 \end{cases} \quad (2.35)$$

Comme nous pouvons le constater, l'approximation pour $\sigma_n^2 \simeq 0$ n'est rien d'autre que le détecteur de phase DD (2.31) et l'approximation pour $\sigma_n^2 \gg 1$ est le détecteur NDA classique de Costas [70]. Ces résultats sont d'un intérêt général, ils montrent que pour des rapports signal sur bruit fort, les approches DD sont les plus adaptées car les décisions sont fiables dans ces conditions, dans le cas contraire, les approches NDA semblent être plus adaptées.

D'une façon similaire, on trouve des résultats identiques pour la modulation 4-PSK(QPSK), avec une généralisation du détecteur de Costas aux modulations QPSK, c'est-à-dire :

$$e(k) \simeq \begin{cases} \Im\{\hat{d}_k r(k)e^{-j\tilde{\theta}}\} & \text{pour } \sigma_n^2 \rightarrow 0 \\ \Im\{(r(k)e^{-j\tilde{\theta}})^4\} & \text{pour } \sigma_n^2 \gg 1 \end{cases} \quad (2.36)$$

Pour les modulations M-PSK $M > 4$, il apparaît que des expressions analytiques simples soient impossibles à obtenir à partir de (2.33) [26].

c) Architecture d'une structure bouclée :

L'idée principale d'une structure bouclée de récupération de phase consiste en la résolution récursive de l'équation $\frac{\partial}{\partial \theta} \Lambda(\tilde{\theta}) = 0$. Le détecteur de phase fournit une information représentative de la différence entre la phase de la porteuse θ et son estimée $\hat{\theta}$, cette information est ensuite utilisée comme signal de commande dont le rôle est d'asservir le système. Le système tend à se stabiliser lorsque le signal de commande est nul auquel cas

la phase estimée est égale à la phase de la porteuse. Le système bouclé construit la phase estimée $\hat{\theta}$ à partir de la sortie du détecteur de phase de façon récursive :

$$\hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k + \alpha e(k) \quad (2.37)$$

où α est un pas de convergence (algorithme de type gradient) qui sert à moduler la commande. On remarque que (2.37) peut être vu comme la sortie d'un filtre linéaire de réponse $\frac{\alpha}{1-z^{-1}}$, ce filtre est un intégrateur équivalent à réaliser la somme de (2.29) de manière récursive. Un filtre supplémentaire est parfois ajouté dans la boucle (à la sortie du détecteur de phase) pour lisser la sortie du détecteur de phase et permettre un fonctionnement correct de la boucle même pour des mauvais rapports signal sur bruit [25]. Ce filtre supplémentaire permet également d'améliorer les performances de la boucle en poursuite d'une variation de phase. Pour une erreur de fréquence, le filtre choisi est un intégrateur de réponse $\frac{\beta}{1-z^{-1}}$, où β est le gain du filtre (le choix de β sera discuté ultérieurement). Le filtre résultant est celui connu sous le nom de filtre proportionnel intégrateur (PI) dans la théorie de l'asservissement linéaire des systèmes automatiques Fig. 2.17. L'équation de mise à jour de la phase estimée (2.37) devient alors :

$$\hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k + \alpha e(k) + \beta \sum_{j \leq k} e(j) \quad (2.38)$$

Une représentation de la structure bouclée décrite ci-dessus est illustrée dans la Fig.

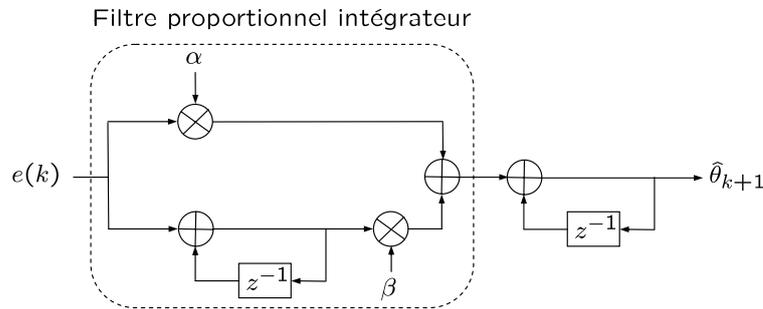


FIGURE 2.17 – Filtre Proportionnel Intégrateur PI

2.18 pour les différents types de détecteurs de phase existants (DA, DD et NDA). La structure est semblable à la boucle à verrouillage de phase numérique (DPLL, Digital Phase Locked Loop) largement utilisée dans les réalisations pratiques, le filtre de boucle $G(z)$ peut être un simple gain (filtre proportionnel) α dans le cas d'une boucle du premier ordre ou un filtre proportionnel intégrateur (PI) de réponse $\alpha + \frac{\beta}{1-z^{-1}}$ dans le cas d'une boucle du second ordre. Le module de synthèse numérique directe (DDS, Direct Digital Synthesis, équivalent à l'oscillateur contrôlé en tension, VCO pour Voltage Controlled Oscillator, utilisé dans les PLL analogiques) permet de réaliser à la fois, la mise à jour de la phase estimée à partir de la sortie du détecteur de phase filtrée (2.39) et de générer numériquement, l'exponentiel complexe de la phase estimée qui par la suite sera utilisée pour corriger l'échantillon reçu $r(k)$. Les caractéristiques de la boucle à verrouillage de phase ont été largement analysées dans le passé dans divers articles et ouvrages [32],[108]-[115]. Nous présentons dans ce qui suit, quelques aspects importants des performances des structures bouclées de récupération de phase.

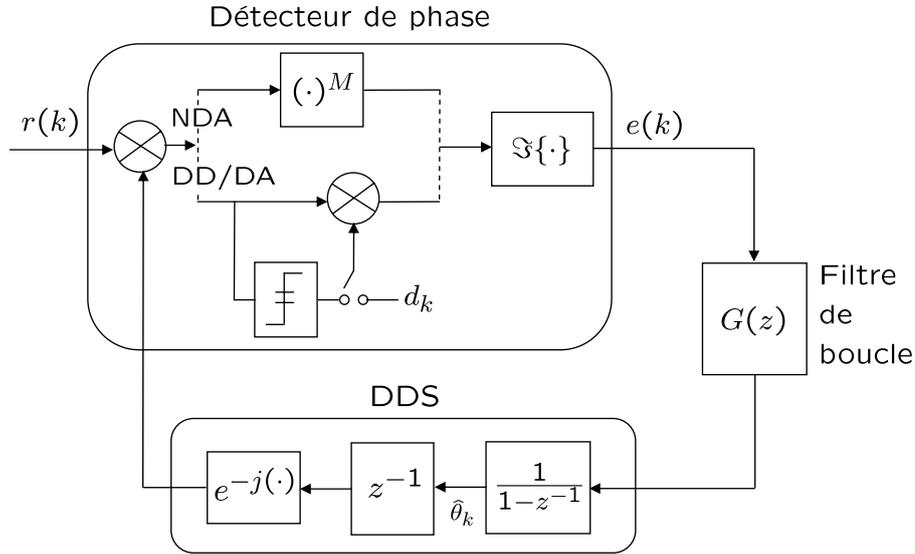


FIGURE 2.18 – Structure bouclée d’une récupération de phase

d) Performances :

L’analyse des performances des structures bouclées de récupération de phase distingue généralement le mode d’accrochage (ou acquisition ou encore convergence initiale) du mode de poursuite. Dans le mode d’accrochage, la boucle est initialisée à une valeur quelconque, l’écart de phase initial $\theta_0 - \hat{\theta}_0$ peut être très important. Le comportement est alors non-linéaire, il est théoriquement décrit par un système d’équations différentielles dont la résolution n’est possible que sous la condition d’absence de bruit. Si le bruit est pris en compte, l’analyse théorique devient trop complexe [103]. Durant le mode de poursuite, la boucle est verrouillée sur la phase et l’erreur de phase $\theta_k - \hat{\theta}_k$ fluctue aléatoirement autour de 0. Le système étant stabilisé autour d’un point d’équilibre, il est possible d’effectuer une approximation linéaire facilitant l’évaluation des performances.

d).1 Accrochage :

Comportement moyen :

Un outil de base permettant l’étude du comportement moyen de la boucle de récupération de phase en mode d’accrochage est la courbe en S du détecteur de phase⁽³⁾. Elle est définie par la moyenne relative à la loi conjointe du bruit et des données, du détecteur de phase $e(k)$ pour une erreur de phase $\varphi = \theta - \hat{\theta}$ fixée :

$$S(\varphi) = E[e(k)|\varphi] \quad (2.39)$$

Une forme typique d’une courbe en S d’un détecteur de phase est montrée en Fig. 2.19. Les points d’équilibre stable de la boucle sont les points de la courbe en $S(\varphi) = 0$ avec

(3). La courbe en S du détecteur de phase sera étudiée en détail dans le chapitre 2

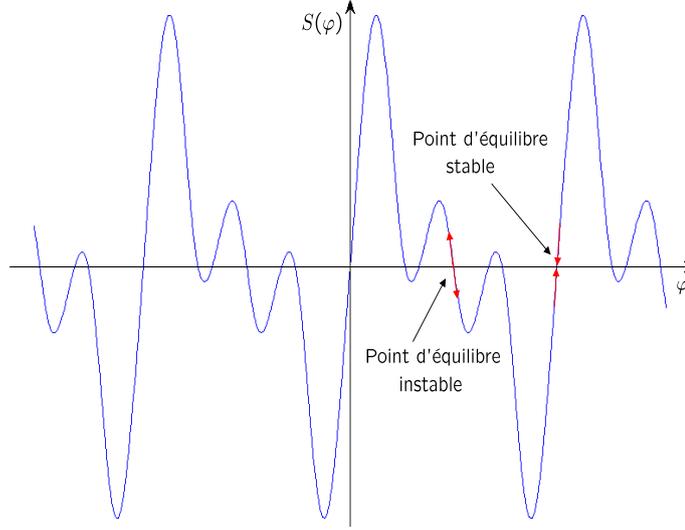


FIGURE 2.19 – Forme typique d’une courbe en S

$dS(\varphi)/d\varphi > 0$. Les courbes en S sont généralement périodiques de période égale à l’angle de symétrie de la constellation notamment pour les détecteurs de type DD et NDA ($\pi/2$ pour les constellations QAM et $2\pi/M$ pour les M-PSK). La forme d’une courbe en S dépend fortement du niveau du bruit additif, cependant, il a été montré dans [117] que toute forme de courbe en S tend vers une sinusoïde lorsque le rapport signal à bruit est faible.

Une méthode générale intéressante, permet d’utiliser la courbe en S pour décrire la trajectoire moyenne de l’équation (2.37). Elle est dite méthode de l’équation différentielle ordinaire (ODE, Ordinary Differential Equation) [25], [118]-[118] et consiste à associer à un algorithme adaptatif une équation différentielle qui décrit en moyenne ses trajectoires. Dans cette approche générale, on définit le champ moyen de l’algorithme qui est une généralisation de la notion de courbe en S des détecteurs de phase aux algorithmes adaptatifs, donc par exemple pour le détecteur de Costas (2.35) dans le cas sans bruit, le champ moyen $h(\varphi)$ est donné par :

$$\begin{aligned} h(\varphi) = S(\varphi) &= E \left[\Im \left\{ \hat{d}_k r(k) e^{-j\hat{\theta}} \right\} | \varphi \right] \\ &= \sin(2\varphi) \end{aligned} \quad (2.40)$$

Où $E[\cdot]$ désigne l’espérance relative à la distribution conjointe des données et du bruit. Notons $\hat{\theta}' = \partial \hat{\theta} / \partial t$, l’ODE s’écrit :

$$\hat{\theta}' = \sin(2(\theta - \hat{\theta})) \quad (2.41)$$

La solution est donnée par :

$$\varphi(t) = \arctan[\tan(\varphi_0) e^{-2\alpha t}] \quad (2.42)$$

où $\varphi_0 = \theta - \hat{\theta}_0$.

La trajectoire de l’ODE décrit l’évolution moyenne de l’erreur de phase instantanée φ_k

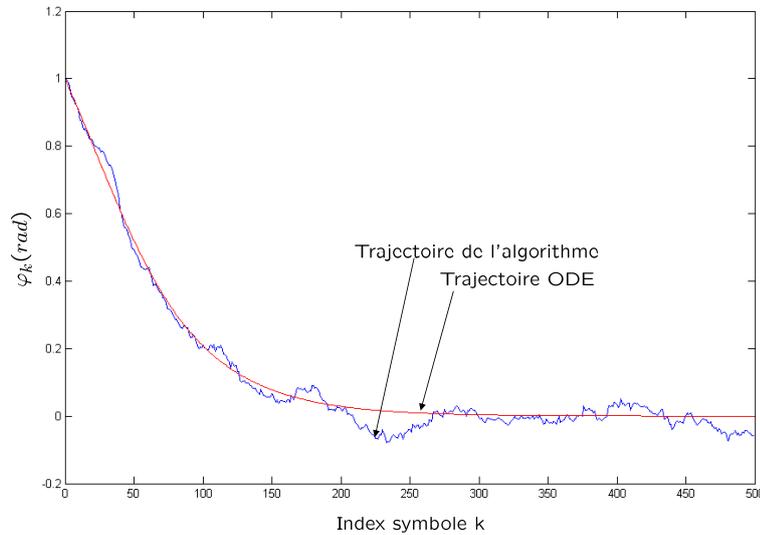


FIGURE 2.20 – Comparaison entre la trajectoire ODE et une réalisation de la trajectoire de l'algorithme pour un pas de convergence (eq 2.37) $\alpha = 0.01$, $E_s/N_0 = 5dB$ et $\varphi_0 = 1$

dans le temps, c'est ce qui est illustré sur la Fig. 2.20 où on montre la comparaison entre une réalisation de la trajectoire de l'algorithme avec la trajectoire de l'ODE associée.

La méthode de l'ODE semble intéressante mais trouve rapidement ses limites lorsque il n'est pas possible de trouver une expression analytique exacte du champ moyen ou lorsque celle-ci est trop compliquée pour pouvoir en extraire une solution exacte, ce qui est le cas de la plupart des courbes en S des détecteurs de phase comme nous le verrons dans le chapitre 2.

Temps d'accrochage :

Le temps d'accrochage d'une boucle est définie comme le temps nécessaire à l'erreur d'estimation de la phase pour qu'elle atteigne un intervalle de largeur assez faible autour de 0 dans lequel elle fluctuera. Le temps d'accrochage est une variable aléatoire qui, pour une boucle du premier ordre, dépend fortement de l'erreur d'estimation de la phase à l'initialisation de la boucle. En effet, si l'erreur de phase initiale est au voisinage d'un point d'équilibre instable de la courbe en S (point où la courbe en S est nulle avec une pente négative, Fig. 2.19), elle risque de mettre du temps à sortir de cette région, ce phénomène est connu sous le nom de "hang-up". Sous l'hypothèse d'une distribution uniforme de l'erreur de phase initiale et en absence de bruit, le temps d'accrochage moyen T_{ac} peut être approximé par [26] :

$$T_{ac} \simeq \frac{1}{2B_L} \quad (2.43)$$

où B_L est la bande passante équivalente de bruit de la boucle, définie par

$$B_L = \frac{1}{2|H_N(0)|^2} \int_{-1/2T_s}^{1/2T_s} |H_N(e^{j2\pi f T_s})|^2 df \quad (2.44)$$

avec $H_N(z)$ la fonction de transfert en z de la boucle. La bande passante équivalente de bruit représente la bande d'un filtre passe-bas rectangulaire fictif dont la surface est égale

à celle de $|H_N(e^{j2\pi fT_s})|^2$.

Il est clair que pendant la phase d'accrochage la précision de l'estimation de phase est assez médiocre et la boucle ne peut fournir une détection fiable des symboles, il est donc important de concevoir des boucles avec des temps d'accrochage les plus faibles possible.

d).2 Poursuite :

Une fois la période d'accrochage achevée, le régime permanent est atteint et la boucle opère en mode de poursuite. L'erreur d'estimation est petite et varie aléatoirement autour de 0, si l'erreur devient trop importante, la boucle risque de décrocher ; c'est un problème qui sera examiné plus tard. La variance de l'erreur d'estimation est communément utilisée comme mesure de la performance de poursuite de la boucle, elle traduit la précision de l'estimation. Comme l'erreur d'estimation est petite il est possible de se limiter à une analyse linéaire, il devient donc aisé de traiter le problème puisqu'il s'agit d'étudier un asservissement linéaire classique. L'élément non-linéaire de la boucle est le détecteur de phase, admettons qu'il fonctionne dans sa zone linéaire, il délivre donc une grandeur proportionnelle à la différence entre la phase et son estimée $e(k) = K_e(\theta - \hat{\theta}_k)$. Le modèle linéaire équivalent d'une structure bouclée du second ordre est illustré dans la Fig. 2.21.

On constate la présence de deux entrées dans le schéma de la Fig.2.21, $N(z)$ qui cor-

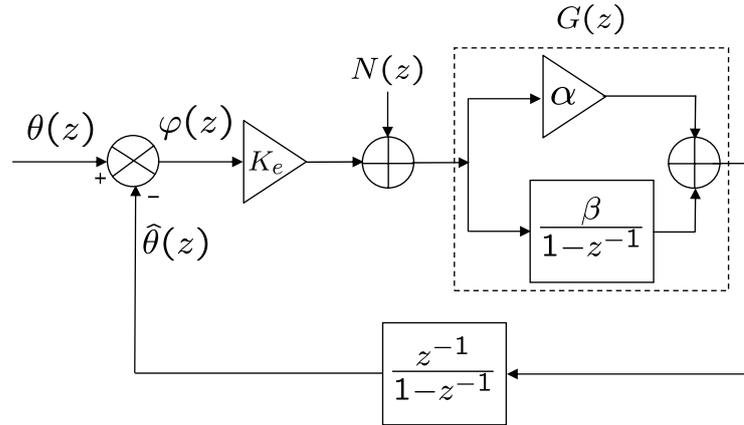


FIGURE 2.21 – Modèle linéaire équivalent d'une structure bouclée du second ordre

respond au bruit additif et $\theta(z) = \theta_d(z) + \theta_a(z)$ qui correspond à la fois à la partie déterministe de l'erreur de phase $\theta_d(z)$ et la partie aléatoire $\theta_a(z)$ dite bruit de phase de l'oscillateur (dû à l'imperfection de l'oscillateur local du récepteur). Ainsi, la transformée en z de l'erreur de phase $\varphi(k)$ s'écrit

$$\varphi(z) = \frac{1}{1 + K_e P(z)} [\theta_d(z) + \theta_a(z)] - \frac{P(z)}{1 + K_e P(z)} N(z) \quad (2.45)$$

où $P(z)$ est la fonction de transfert en boucle ouverte relative à l'erreur de phase, elle est donnée par

$$P(z) = \frac{G(z)z^{-1}}{1 - z^{-1}} = \frac{[\alpha(1 - z^{-1}) + \beta]z^{-1}}{(1 - z^{-1})^2} \quad (2.46)$$

L'expression (2.45) montre que l'erreur d'estimation de la phase peut être vue comme la réponse de deux filtres passe-haut $H_\theta(z)$ et passe-bas $H_N(z)$ à l'erreur de phase $\theta(z)$ et au bruit additif $N(z)$ respectivement. Leurs fonctions de transfert sont données par :

$$\begin{aligned} H_\theta(z) &= \frac{1}{1 + K_e P(z)} \\ H_N(z) &= -\frac{P(z)}{1 + K_e P(z)} \end{aligned} \quad (2.47)$$

Par conséquent, la variance de l'erreur d'estimation de la phase compte deux termes. Un terme relatif au bruit de phase qui dépend de la partie passe-haut de la fonction de transfert en boucle fermée de la boucle et un autre terme qui dépend de sa partie passe-bas, relatif au bruit additif.

Si on néglige le bruit de phase ($\theta_a(z) = 0$), la variance de l'erreur d'estimation de la phase peut être exprimée par

$$Var(\varphi) = \int_{-1/2T_s}^{1/2T_s} \Gamma_N(f) |H_N(e^{j2\pi f T_s})|^2 df \quad (2.48)$$

où $\Gamma_N(f)$ désigne la densité spectrale de puissance de $N(k)$.

En mode de poursuite $\varphi \simeq 0$, à partir de la définition de la courbe en S (2.39), on peut écrire $e(k) \simeq S(0) + N(k)$. Comme $S(0) = 0$, alors $N(k) \simeq e(k)$.

On suppose que $\Gamma_N(f)$ est presque constante dans l'intervalle de fréquence $\pm B_L$, où $H_N(e^{j2\pi f T_s})$ prend ses valeurs significatives (pour plus de détails cf [27]), en utilisant la définition de la bande passante équivalente de bruit (2.44), la variance de l'erreur de phase (2.48) se réduit à :

$$Var(\varphi) \simeq 2 |H_N(0)|^2 S_N(0) B_L$$

A partir des expressions (2.46) et (2.47), $|H_N(0)|^2 = 1/K_e^2$ et comme $\Gamma_N(f)$ est supposée constante sur $\pm B_L$, on peut alors écrire $\Gamma_N(0) = T_s E[|N(k)|^2]$, on obtient

$$Var(\varphi) \simeq 2 B_L T_s \frac{E[|N(k)|^2]}{K_e^2} \quad (2.49)$$

La borne de Cramér-Rao $CRB(\theta)$ est définie pour un estimateur sur une fenêtre d'observation finie de longueur L_0 (expression (2.23)). Cependant, pour les structures bouclées, l'estimateur à l'instant k est construit à partir de toutes les observations passées jusqu'à l'instant $k - 1$, la fenêtre d'observation peut alors être excessivement longue. Dans ce cas, la structure bouclée est transformée en une structure directe équivalente de même erreur d'estimation (dans le sens de l'erreur quadratique moyenne) et de longueur d'observation finie [27]. La longueur équivalente d'observation est donnée par : $L_{eq} = 1/2 B_L T_s$ et il suffit donc de remplacer L_0 par L_{eq} dans (2.23) pour obtenir la borne de Cramér-Rao d'une structure bouclée :

$$CRB(\theta) = B_L T_s \frac{1}{E_s/N_0} \quad (2.50)$$

Pour les détecteurs de phase de type DA (2.31), on vérifie que $N(k) = \Im[d_k^* n'_k e^{-j\theta}]$ avec $r(k) = d_k e^{j\theta} + n'_k$, où b_k est la réponse du filtre adapté au bruit $n(iT_e)$ (2.2) échantillonné à la fréquence symbole $1/T_s$, on a alors : $E[|N(k)|^2] = E[|d_k|^2] \sigma_n^2$, sachant que $K_e = E[|d_k|^2]$, il s'ensuit de (2.49) que :

$$Var(\varphi) = CRB(\theta) \quad (2.51)$$

Dans le cas des détecteurs de phase de type DD, nous obtenons le même résultat que pour le type DA pour les fortes valeurs de E_s/N_0 , ce qui est parfaitement normal puisque dans ce cas $\hat{d}_k = d_k$, par contre, $Var(\varphi)$ s'éloigne rapidement de la $CRB(\theta)$ lorsque le bruit augmente à cause des erreurs de décision et éventuellement les non-linéarités (essentiellement celles du détecteur de phase) de la boucle comme montré dans la Fig. 2.22. La figure montre aussi que pour les constellations moins denses, $Var(\varphi)$ atteint plus vite la borne de Cramér-Rao (à 10dB pour la QPSK) contrairement aux constellations denses (à 17dB pour la 16-QAM), ceci est dû au fait que les constellations denses sont plus sensibles au bruit et donc aux erreurs de décision.

Pour les détecteurs de type NDA, en plus des détecteurs de phase (2.35), (2.36), le

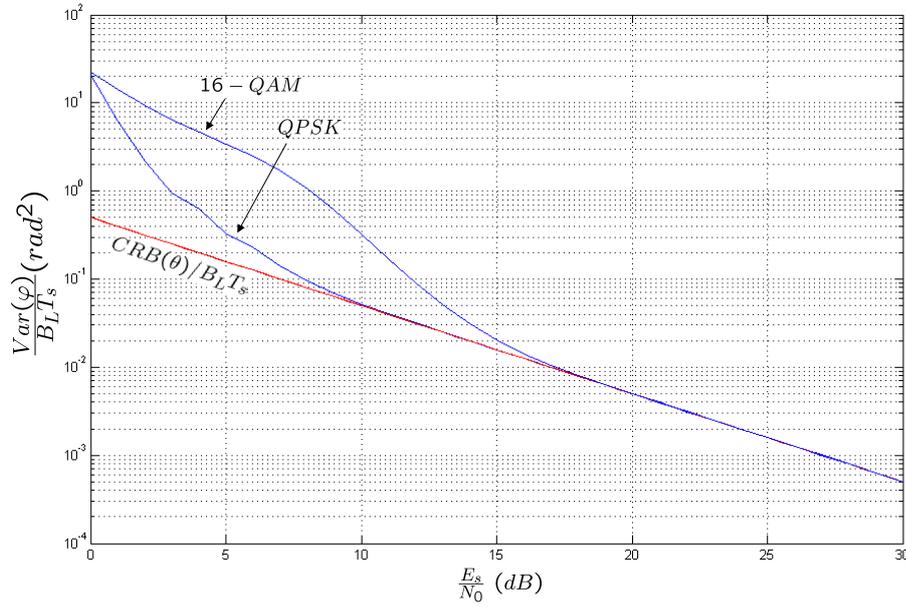


FIGURE 2.22 – Variance de l'erreur d'estimation d'une structure bouclée à détecteur DD

détecteur de Costas peut être généralisé aux constellations M-PSK, dans ce cas le bruit additif $N(k)$ et K_e s'écrivent respectivement : $N(k) = \Im[(d_k + n'_k e^{-j\theta})^M]$ et $K_e = M$. On montre alors que :

$$Var(\varphi) = \sum_{m=1}^M \left[\frac{(M-1)!}{m!(M-m)!} \right]^2 \frac{m!}{2} \frac{1}{(E_s/N_0)^m} \quad (2.52)$$

La Fig. 2.23 illustre le tracé de (2.52) pour $M = 4$ (constellation QPSK), on constate que $Var(\varphi)$ atteint la $CRB(\theta)$ à $E_s/N_0 \simeq 20dB$, comparé au détecteur DD Fig. 2.22, on vérifie bien le résultat du paragraphe b, à savoir que les approches DD sont plus adaptées aux transmissions à fort rapport signal sur bruit alors que celles de type NDA sont plutôt adaptées aux milieux à moyen et faible rapport signal sur bruit.

e) Comportement en présence d'une erreur de fréquence :

En présence d'un faible offset de fréquence $|\Delta f| \ll 1/T_s$, dû probablement à un résidu de l'étage d'estimation de l'erreur de fréquence et/ou des mouvements relatifs de

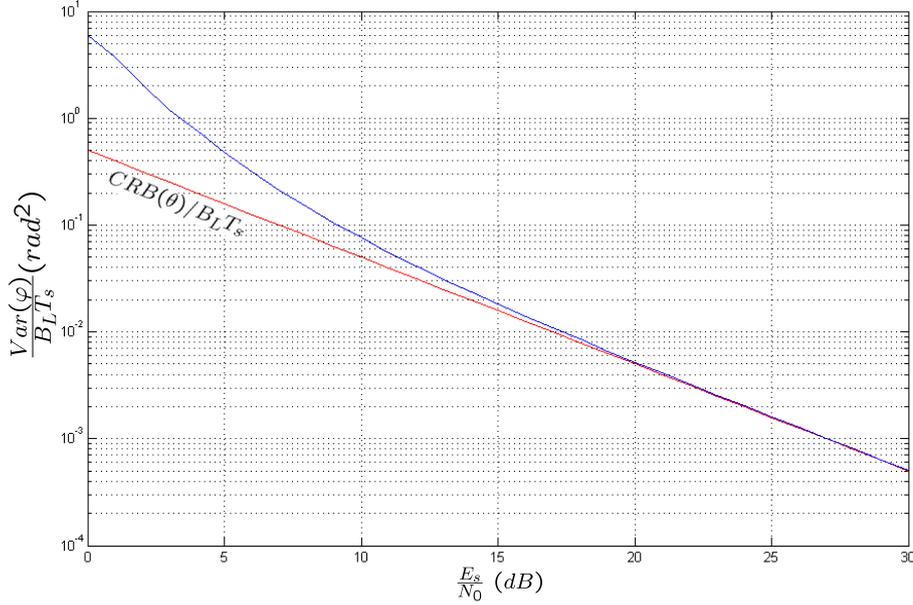


FIGURE 2.23 – Variance de l’erreur d’estimation d’une structure bouclée à détecteur NDA

l’émetteur par rapport au récepteur, une boucle du premier ordre se comporte comme tout système asservi du premier ordre pour une entrée de type rampe $\theta(t) = \Delta f t$, dans ce cas la théorie des systèmes asservis montre que la réponse du système manifeste une erreur de traînage φ_s qui vérifie :

$$S(\varphi_s) = \frac{2\pi\Delta f T_s}{\alpha} \quad (2.53)$$

A partir de cette équation, il est clair qu’une valeur maximale Δf^{max} existe, au delà de laquelle la boucle n’achèvera jamais son cycle d’accrochage (limite d’accrochage d’une boucle du premier ordre), cette valeur critique est donnée par :

$$\Delta f^{max} = \pm \frac{\alpha S^{max}}{2\pi T_s} \quad (2.54)$$

où S^{max} désigne l’amplitude maximale de la courbe en S du détecteur de phase. L’intervalle $\pm \Delta f^{max}$ dans lequel la condition d’accrochage de la boucle est vérifiée est connu sous le nom de zone de capture (lock-in range en anglais). Généralement, la zone de capture est de l’ordre de la bande passante équivalente de bruit B_L .

La démarche standard à suivre pour annuler l’erreur statique est l’utilisation d’une boucle du deuxième ordre (2.39). Cependant, lorsque $|\Delta f| > \Delta f^{max}$, des sauts de cycles se produisent avant que la boucle ne finisse par s’accrocher, il s’ensuit un temps d’accrochage excessivement long qui augmente avec Δf , comme on le constate dans la Fig. 2.24 où différentes réalisations de la trajectoire de l’erreur de phase sont tracées pour un offset de fréquence $|\Delta f| > \Delta f^{max}$. En l’absence de bruit, une expression approximative du temps d’accrochage dans le cas des constellations M-PSK et pour un détecteur de phase sinusoïdale est donnée par [26] :

$$T_{ac} \simeq M^2 \frac{\pi^2 (4\xi^2 + 1)^3}{256\xi^4 B_L} \left(\frac{\Delta f}{B_L} \right)^2 \quad (2.55)$$

où ξ est le facteur d'amortissement de la boucle du deuxième ordre. Cette expression est valable tant que $|\Delta f| < \Delta f^{at}$, avec $\pm \Delta f^{at}$ les limites d'une zone dite d'attraction (pull-in range en anglais) au delà de laquelle la boucle oscillera à l'infini (limite d'accrochage d'une boucle du second ordre). l'erreur d'estimation de la phase dans le cas des structures

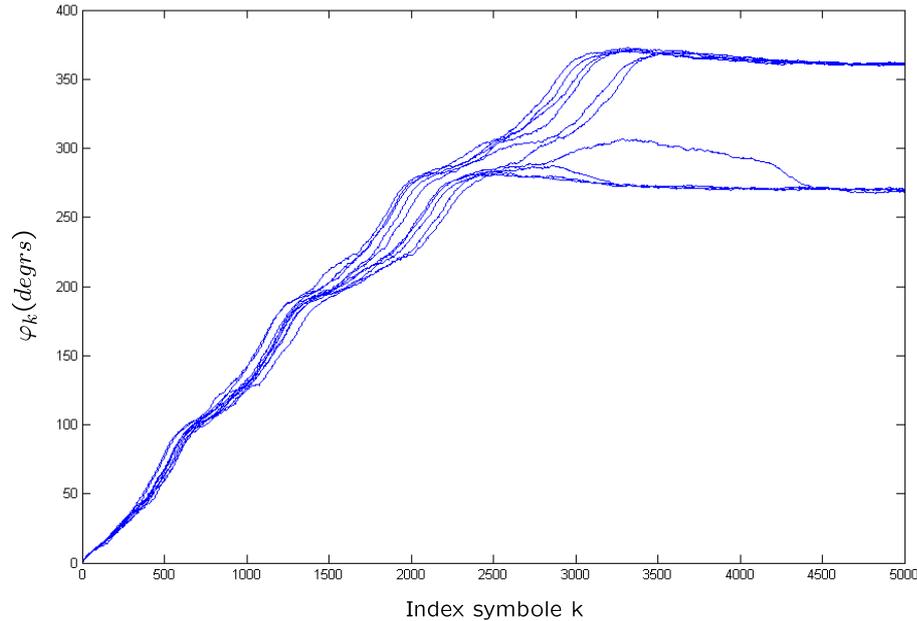


FIGURE 2.24 – Effet d'un offset de fréquence $|\Delta f| > \Delta f^{max}$ sur le temps d'accrochage pour une modulation 16-QAM et $E_b/N_0 = 10dB$

bouclées.

f) Anomalies liées aux structures bouclées FB :

f).1 "Hung-up" :

La courbe en S possède des points d'équilibre stables mais aussi des points d'équilibre instables (correspondants aux minima de la vraisemblance) comme illustré sur la Fig. 2.19. Généralement, au voisinage de ces points, la pente de la courbe en S est très faible, donc en mode d'accrochage, si l'erreur de phase à l'initialisation de la boucle se trouve au voisinage d'un point d'équilibre instable, la boucle peut mettre longtemps à faire sortir l'erreur de phase de cette région. Ce phénomène est connu sous le nom de "hang-up" [121], [122]. La faible pente du détecteur de phase n'est pas la seule cause à l'origine du phénomène de hang-up, en effet, en présence de bruit, même si la pente est assez forte pour faire tendre l'erreur de phase à quitter la région d'instabilité dans un sens ou l'autre, la présence d'un bruit peut faire basculer l'erreur de phase dans le sens inverse entraînant ainsi sa fluctuation autour du point d'équilibre instable pendant une durée de

temps assez longue [123]. La Fig. 2.25 montre le tracé de différentes réalisations de la trajectoire de l'erreur de phase pour une boucle du premier ordre initialisée à $\varphi_0 = 45^\circ$ avec une constellation QPSK, il est clair que le phénomène de hang-up influence fortement la vitesse d'accrochage de la boucle. Il est donc important de prendre en considération ce type de comportement notamment pour des applications où un temps d'accrochage long est prohibitif comme les transmissions par paquets courts.

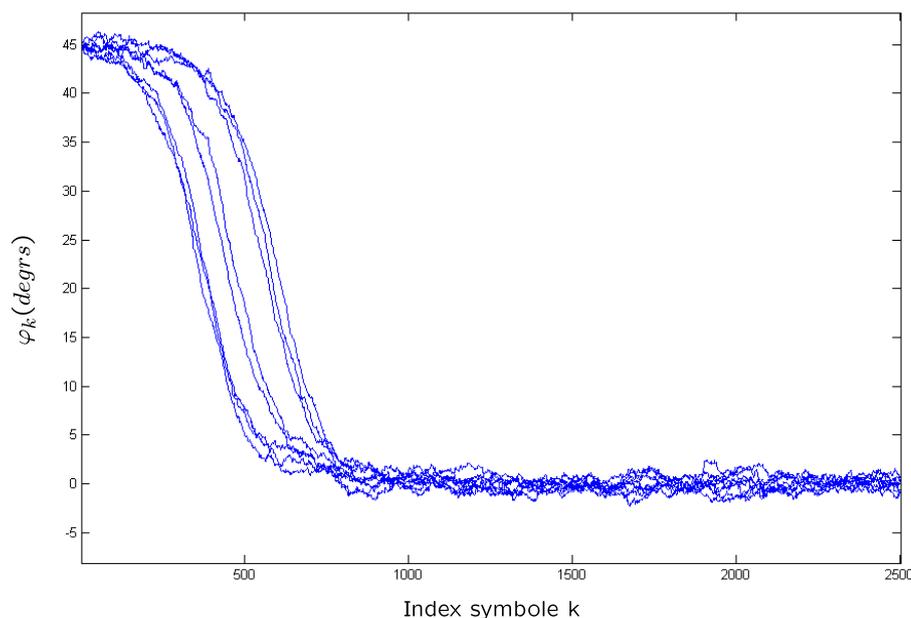


FIGURE 2.25 – Le phénomène de "hang-up" pour une boucle du premier ordre (modulation QPSK, $E_b/N_0 = 10dB$)

f).2 Sauts de cycle :

Lorsque le détecteur de phase possède une courbe en S périodique, les points d'équilibre stables sont multiples et espacés de $2\pi/p$ ($p = 4$ pour les constellations QAM et M pour les constellations M-PSK). Supposons que la boucle fonctionne en mode de poursuite, donc la trajectoire de l'erreur de phase φ présente des faibles fluctuations autour d'un point d'équilibre stable $m2\pi/p$. Cependant, la présence d'un bruit peut brutalement produire une grande variation de l'erreur de phase de telle sorte que celle-ci soit attirée dans la zone d'attraction d'un point d'équilibre voisin. Dans ce cas une nouvelle période d'accrochage se produit avant que la boucle ne se stabilise à nouveau jusqu'à l'apparition d'une autre variation brutale Fig. 2.26. Ce type de comportement appelée sauts de cycle, produit un paquet d'erreurs de décision symbole pendant la durée du saut qui correspond à la période d'accrochage qu'il déclenche (même si un codage différentiel est utilisé), entraînant ainsi une dégradation significative du taux d'erreurs symboles. De ce fait, le phénomène de sauts de cycle doit survenir d'une façon extrêmement rare pour que le comportement de la boucle soit qualifiée d'acceptable.

Beaucoup d'effort ont été investis dans l'étude théorique et expérimentale du phénomène de sauts de cycle. Les références [124], [124] proposent des expressions du temps moyen

entre les sauts de cycle T_c (Fig. 2.26) pour les boucles analogiques. Une extension aux boucles numériques à été établie dans [103] où pour les faibles valeurs de E_b/N_0 , T_c est donné par :

$$T_c \simeq \frac{\pi}{4B_L} \exp\left(\frac{p^2}{\pi^2 \text{Var}(\varphi)}\right) \quad (2.56)$$

Où p est la période (en radian) de la courbe en S du détecteur de phase. L'expression (2.56) est valable pour des détecteurs de phase dont la courbe en S est de forme sinusoïdale, mais on verra dans le chapitre 2 que toute forme de courbe en S tend vers une forme sinusoïdale lorsque $E_b/N_0 \rightarrow 0$.

La Fig. 2.26 illustre une réalisation d'une trajectoire de l'erreur de phase à $E_b/N_0 = 0dB$ pour une modulation QPSK où deux sauts de cycle de durées différentes se sont produits.

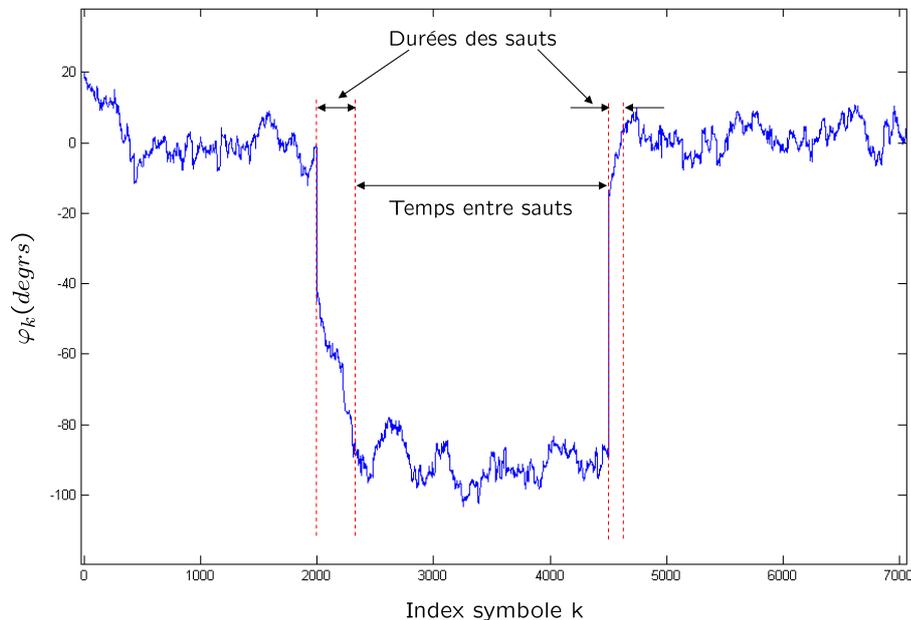


FIGURE 2.26 – Illustration du phénomène de sauts de cycle pour une boucle du premier ordre (modulation QPSK, $E_b/N_0 = 0dB$)

g) Choix des paramètres du filtre de boucle :

Comme nous l'avons expliqué dans la section c, le filtre de boucle $G(z)$ (Fig. 2.18 et Fig. 2.21) dépend de l'ordre de la boucle, c'est un simple gain $G(z) = \alpha$ si la boucle est du premier ordre et un filtre proportionnel intégrateur (PI) $G(z) = \alpha + \frac{\beta}{1-z^{-1}}$ si la boucle est du deuxième ordre.

Sous l'hypothèse d'un fonctionnement linéaire de la boucle du premier ordre (c'est à dire $e(k) = K_e \varphi_k$), on montre facilement que la bande passante équivalente de bruit de la boucle (2.44) peut être approximée par :

$$B_L \simeq \frac{\alpha K_e}{4T_s} \quad (2.57)$$

Il apparaît donc que le choix de α est un problème délicat comme pour tout algorithme adaptatif. α étant proportionnel à B_L (2.57), trop petit, il engendre un temps d'accrochage relativement long (2.43) et une faible capacité de poursuite des variations de phase (2.54) mais procure une faible variance de l'erreur d'estimation (2.49). Trop grand, la précision d'estimation de la boucle est médiocre mais la vitesse d'accrochage est importante et les variations de phase sont bien suivies. La recherche d'un compromis tenant compte de la vitesse d'accrochage, la précision de l'estimation et la poursuite des non-stationnarités s'avère absolument nécessaire.

Pour une boucle du deuxième ordre, et toujours sous l'hypothèse d'un fonctionnement linéaire de la boucle, il est préférable d'aborder le problème du choix des paramètres α et β en approximant la boucle numérique par un système analogique équivalent dont la théorie est largement étudiée. Dans [126], les relations suivantes ont été établies pour les boucles du deuxième ordre sous la condition $B_L T_s \ll 1$:

$$\begin{aligned}\alpha &\simeq \frac{4\xi}{\xi + 1/4\xi} \frac{B_L T_s}{K_e} \\ \beta &\simeq \frac{4}{(\xi + 1/4\xi)^2} \frac{(B_L T_s)^2}{K_e}\end{aligned}\quad (2.58)$$

où, ξ est le paramètre appelé facteur d'amortissement dans la théorie des systèmes asservis. La précision dynamique de la réponse temporelle transitoire de l'erreur du système est d'autant plus médiocre que le facteur d'amortissement est grand mais en même temps la réponse est d'autant plus rapide. La valeur du facteur d'amortissement est donc choisie conformément à un compromis précision-rapidité. En général, la valeur $\xi = 1/\sqrt{2}$ est communément utilisée, elle confère au système le meilleur compromis de performance.

La valeur de ξ étant fixée, il s'agit maintenant de choisir une valeur de B_L , puis appliquer les équations (2.58) pour trouver les paramètres du filtre de boucle α et β . Comme pour le cas d'une boucle du premier ordre, la valeur de B_L doit résulter d'un compromis entre les exigences liées au cahier des charges de l'application, à savoir : vitesse d'accrochage, précision de l'estimation et poursuite des non-stationnarités.

Une approche différente du choix des paramètres α et/ou β se basant sur l'évaluation de l'erreur quadratique moyenne (EQM) asymptotique de l'erreur d'estimation à été proposée dans [120] pour une boucle du premier ordre et dans [127] pour une boucle du deuxième ordre. Cependant, les valeurs optimales obtenues par cette démarche supposent une estimation préalable de la puissance du bruit σ_n^2 et de l'offset de fréquence Δf , ce qui est généralement délicat pour des réalisations concrètes. Une autre approche possible consiste à utiliser des paramètres α et/ou β variant dans le temps de manière adaptative pour approcher les valeurs optimales, suivant un algorithme du gradient stochastique [25]. Cette approche fonctionne correctement pour une boucle du premier ordre mais s'avère moins robuste pour une boucle du deuxième ordre.

Remarques :

- Lors de l'évaluation de la variance de l'erreur d'estimation de phase $Var(\varphi)$ (2.48), nous nous sommes limités uniquement à la réponse de la boucle au bruit additif $N(k)$ introduit par le canal de transmission. En réalité, l'estimation de la phase est affectée

aussi de perturbations liées aux instabilités des oscillateurs de fréquence utilisés. En effet, les oscillateurs locaux utilisés notamment au niveau du récepteur, possèdent un facteur de qualité médiocre, il en résulte une dispersion de la densité spectrale de puissance de l'oscillateur autour de la fréquence fondamentale et donc l'apparition d'harmoniques d'amplitude non négligeable. Dans ce cas $Var(\varphi)$ compte un terme en plus donné par :

$$Var_{\theta}(\varphi) = \int_{-1/2T_s}^{1/2T_s} \Gamma_{\theta}(f) |H_{\theta}(e^{j2\pi f T_s})|^2 df \quad (2.59)$$

où $H_{\theta}(z) = 1/(1 + K_e P(z))$ est la fonction de transfert en boucle fermée (relative à l'erreur d'estimation de la phase) correspondant à la réponse de la boucle au bruit de phase $\theta_a(k)$ et $\Gamma_{\theta}(f)$ désigne la densité spectrale de puissance de $\theta_a(k)$. $\Gamma_{\theta}(f)$ est souvent fournie avec les spécifications de l'oscillateur de fréquence sous forme de gabarit de filtre. $\Gamma_{\theta}(f)$ peut aussi être modélisé par une fonction de transfert de forme Lorentzienne (filtre passe bas à un pôle). Un processus stochastique non stationnaire connu sous le nom de processus de Wiener est souvent utilisé comme modèle mathématique pour représenter le bruit de phase.

On montre dans [27] que l'effet du bruit de phase sur la variance totale de l'erreur d'estimation de phase est d'autant plus réduit que la bande passante équivalente de bruit B_L est importante contrairement à l'effet du bruit additif qui lui est proportionnel à B_L (2.49). Ceci est expliqué par le fait qu'une valeur importante de B_L confère à la boucle une meilleure capacité de poursuite des variations de phase relatives au bruit de phase. Par conséquent, l'effet du bruit de phase est un paramètre primordiale à prendre en compte dans le compromis du choix de la valeur de B_L qui rappelons le, définit les valeurs des paramètres du filtre de boucle α et β .

- Il est possible d'établir une relation entre la variance de l'erreur d'estimation de phase $Var(\varphi)$ et le taux d'erreur binaire (TEB) adopté le plus souvent comme une mesure de performance des algorithmes. On montre dans [26] que la dégradation en dB notée D_{var} du TEB produite par $Var(\varphi)$ est donnée par :

$$D_{var} = \begin{cases} \frac{10}{\ln(10)} \left[1 + \frac{2E_s}{N_0} \cos^2\left(\frac{\pi}{M}\right) \right] Var(\varphi) & \text{pour les constellations } M - PSK \\ \frac{10}{\ln(10)} \left[1 + \frac{E_s}{N_0} \right] Var(\varphi) & \text{pour les constellations } M^2 - QAM \end{cases} \quad (2.60)$$

2.6 Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre que les algorithmes de synchronisation sont subdivisés en deux grandes classes : les structures directes (FF) adaptées aux transmissions par paquets courts à cause de leur temps d'acquisition nul mais qui se trouvent limitées en poursuite des non-stationnarités du paramètre de synchronisation, et les structures bouclées (FB) plutôt adaptées aux transmissions continues, il possèdent une meilleure capacité de poursuite des non-stationnarités mais au prix d'un temps d'acquisition important. Les principaux résultats à retenir de ce chapitre sont :

- Dans les récepteurs numériques, la synchronisation du rythme symbole est effectuée en

premier lieu, suivie de la synchronisation de fréquence porteuse puis celle de la phase, sauf dans le cas d'une erreur de fréquence porteuse suffisamment grande où il est indispensable de récupérer la fréquence avant toute autre fonction de synchronisation.

- Qu'ils soient de type DA ou NDA, les performances des estimateurs directs de phase en termes de variance de l'erreur d'estimation sont d'autant meilleures que la taille de la fenêtre d'observation est importante, elles dépendent dans certains cas (algorithme M-power) du type et/ou de l'ordre de la constellation. La présence d'une erreur de fréquence dégrade considérablement les performances. Les estimateurs directs souffrent du problème d'ambiguïté qui est résolu en utilisant un pré-filtrage mais au prix de l'apparition du phénomène des sauts de cycles.

- Le mode DD est adapté aux structures bouclées. Les détecteurs de phase de type DD sont favorables à des transmissions à fort rapport signal sur bruit tandis que ceux de type NDA sont adaptés aux milieux à moyen voire faible rapport signal sur bruit.

- Les performances des structures bouclées de récupération de phase dépendent de la bande passante équivalente de bruit dont la valeur doit être choisie conformément à un compromis : vitesse d'accrochage, précision d'estimation et poursuite des non-stationnarités. Les structures bouclées sont affectées par deux inconvénients : le phénomène de hang-up et les sauts de cycles.

- Pour les structures bouclées, le comportement de l'erreur d'estimation de phase en mode d'accrochage ainsi que la précision de l'estimation en mode de poursuite sont fortement liés au détecteur de phase. C'est pourquoi nous consacrerons le chapitre suivant à l'étude des détecteurs de phase et l'influence de leurs performances sur le fonctionnement des boucles de récupération de phase.

Chapitre 3

Analyse des détecteurs de phase de type DD pour les constellations M-QAM : théorie et simulation

Sommaire

3.1	Introduction	69
3.2	Les détecteurs de phases DD	71
3.3	Courbe en S du détecteur de phase	72
3.4	Gain du détecteur de phase	80
3.5	Variance du détecteur de phase	81
3.6	Comparaison des performances	87
3.6.1	Performances en mode d'acquisition	87
3.6.2	Performance en mode de poursuite	90
3.6.3	Récapitulatif	92
3.7	Extension de la réponse linéaire du détecteur de phase	93
3.7.1	Le détecteur de phase piloté par décision modifiée MDD	100
3.8	Conclusion	128

3.1 Introduction

Nous avons vu dans le chapitre précédent que la phase de la porteuse peut être estimée de façon indirecte à partir de la fonction de vraisemblance en utilisant une structure bouclée pilotée par un détecteur de phase dont la sortie représente une mesure de l'erreur instantanée de l'estimation de phase $\theta_k - \tilde{\theta}_k$.

Le processus d'accrochage des structures bouclées fait intervenir les non-linéarités des éléments constitutifs de la boucle, celles introduites par le détecteur de phase essentiellement. Plus précisément, les non-linéarités du détecteur de phase provoquent des comportements indésirables de la boucle comme le phénomène de "hang-up" (3.5.3 §f) qui affecte le temps d'accrochage de la boucle (3.5.3 §d.1) ainsi que le phénomène des sauts de cycle qui dégrade le taux d'erreur symbole en présence de bruit fort. Aussi, la capacité de suivi

des variations de la phase dépend des non-linéarités du détecteur de phase (section 3.5.3 §e).

A partir de ces constatations, il apparaît clairement que le choix d'un détecteur de phase aura une forte incidence sur les performances de la boucle en mode d'accrochage comme en mode de poursuite. Une étude des détecteurs de phase permettrait donc une évaluation précise des performances de la boucle.

Les détecteurs de phase de type DA (2.30) se réduisent en moyenne (courbe en S (2.39)) à une fonction sinusoïdale, il en est de même pour l'approximation des détecteurs de phase NDA à faible rapport signal sur bruit (détecteurs de Costas 2.35 et 2.36). Les détecteurs de phase à fonction sinusoïdale ont été largement étudiés dans la littérature dans les nombreux travaux menés sur les boucles à verrouillage de phase (PLL), l'attention sera donc portée dans notre étude, sur les détecteurs de phase de type DD. Bien que différentes variantes des détecteurs de phase de type DD issues d'approches heuristiques aient été présentées dans la littérature, en revanche, très peu de travaux se sont intéressés à leur étude analytique [111], [115], [102].

Dans ce chapitre, une étude exhaustive complète de différents détecteurs de phase de type DD faisant intervenir plusieurs paramètres (courbe en S, gain et variance) est menée en détail. Un détecteur de phase optimisé, utilisant des décisions modifiées est ensuite proposé et analysé.

Dans la première partie du chapitre (3.2), nous allons passer en revue plusieurs variantes du détecteur de phase de type DD issue de l'approche du maximum de vraisemblance. Ces variantes sont dérivées en appliquant la minimisation de différents types de critères ou en s'appuyant sur des approches de raisonnement de type ad-hoc. L'attention sera portée ensuite (3.3 et 3.4) sur l'étude de la courbe en S et de la variance des différents détecteurs de phase de type DD que nous choisirons. L'analyse théorique nous permettra une écriture analytique exacte de la courbe en S et de la variance des détecteurs en fonction du rapport signal sur bruit. Cette écriture est valable pour tout ordre de la modulation QAM. L'analyse théorique permet par la suite (3.5) de comparer les performances des différents détecteurs en mode d'acquisition (réponse linéaire, zone de capture, faux points d'accrochage, gain) et en mode de poursuite (précision de l'estimation). A l'issue de cette comparaison, un détecteur présentant le meilleur compromis des performances sera choisi pour la suite de l'étude. On proposera dans la section (3.6) une amélioration de ce détecteur qui repose sur la modification du schéma de décision classique. Le détecteur proposé confère à la structure de récupération de phase une robustesse vis à vis des erreurs de fréquence et permet de réduire considérablement le temps d'accrochage de phase. On présentera notamment (§3.6.1.5) un nouveau système de détection de verrouillage très peu sensible au niveau du bruit. Associé au détecteur proposé, ce système offre d'excellentes performances en termes de temps d'accrochage et de précision d'estimation.

3.2 Les détecteurs de phases DD

Rappelons tout d'abord l'expression du détecteur de phase de type DD dérivé au chapitre 1 de l'approche du maximum de vraisemblance :

$$\begin{aligned} e(k) &= \Im \left\{ \hat{d}_k^* r(k) e^{-j\hat{\theta}} \right\} \\ &= \Im (\hat{w}_k^* w_k) \end{aligned} \quad (3.1)$$

où \hat{d}_k est noté \hat{w}_k et

$$w_k = r(k) e^{-j\hat{\theta}_k} = d_k e^{j(\theta - \hat{\theta}_k)} + v_k \quad (3.2)$$

avec , $\tilde{\theta} = \hat{\theta}_k$, $v_k = n'_k e^{-j\hat{\theta}_k}$, $n'_k = n_k^I + j n_k^Q$ étant la la réponse du filtre adapté $h(-iT_e)$ au bruit $n(iT_e)$ (2.2) échantillonné à la fréquence symbole $1/T_s$ ($n'_k = n(iT_e) \otimes h(-iT_e)|_{i=kT_s/T_e}$)

Le détecteur de phase peut aussi s'écrire sous la forme

$$\begin{aligned} e(k) &= \Im (\hat{w}_k^* w_k) \\ &= \hat{w}_I(k) w_Q(k) - \hat{w}_Q(k) w_I(k) \end{aligned} \quad (3.3)$$

où on a considéré

$$\begin{aligned} w(k) &= w_I(k) + j w_Q(k) \\ \hat{w}(k) &= \hat{w}_I(k) + j \hat{w}_Q(k) \end{aligned} \quad (3.4)$$

D'autres variantes du détecteur de phase de type DD (3.3) existent dans la littérature [115], [116], [75], qui sont issues d'approches différentes d'estimation de paramètre ou des méthodes de raisonnement de type ad-hoc. Dans [115], Leclert et Vandamme ont proposé cinq versions différentes de détecteurs de phase DD, toutes dérivées de l'expression (3.3), Sari et Moridi ont présenté dans [75] quatre détecteurs de phase et d'erreur de fréquence basés sur une simple modification des détecteurs de phase, ils ont également étudié le comportement d'une structure bouclée de récupération de phase en présence d'interférences inter-symboles pour différents détecteurs de phase de type DD [116].

En réalité, on vérifie aisément que le détecteur de phase (3.3) est aussi le gradient stochastique de l'erreur quadratique moyenne (EQM) par rapport à l'erreur de phase [115], c'est-à-dire :

$$e(k) = \frac{\partial}{\partial \varphi} E[|w(k) - \hat{w}(k)|^2] \quad (3.5)$$

De la même façon, en envisageant différents critères de minimisation, des versions simplifiées du détecteur de phase (3.3) ont été proposés dans [115]. A titre d'exemple, la minimisation de la norme 1 de $\|w(k) - \hat{w}(k)\|_1 = |w_I(k) - \hat{w}_I(k)| + |w_Q(k) - \hat{w}_Q(k)|$ donnera le détecteur de phase suivant :

$$e_2(k) = w_I(k) \operatorname{sgn}[w_Q(k) - \hat{w}_Q(k)] - w_Q(k) \operatorname{sgn}[w_I(k) - \hat{w}_I(k)] \quad (3.6)$$

Leclert et Vandamme ont proposé dans [115] une forme générale de détecteurs de phase dont on vérifie que les expressions des détecteurs (3.3) et (3.6) en sont des cas particuliers, elle est donnée par :

$$e(k) = r \{ f(w_I(k)) \cdot g(w_Q(k)) - f(w_Q(k)) \cdot g(w_I(k)) \} \quad (3.7)$$

où $f(\cdot)$, $g(\cdot)$, et $r(\cdot)$ sont des fonctions impaires.

Par exemple, pour l'expression (3.6), $f(x) = x$, $g(x) = \text{sgn}(x - \hat{x})$, et $r(x) = x$.

Ainsi, se référant à l'expression générale (3.7), plusieurs candidats possibles ont été suggérés [115], tels que

$$e_3(k) = \text{sgn}(w_I(k))(w_Q(k) - \hat{w}_Q(k)) - \text{sgn}(w_Q(k))(w_I(k) - \hat{w}_I(k)) \quad (3.8)$$

$$e_4(k) = \hat{w}_I(k)\text{sgn}(w_Q(k) - \hat{w}_Q(k)) - \hat{w}_Q(k)\text{sgn}(w_I(k) - \hat{w}_I(k)) \quad (3.9)$$

$$e_5(k) = \text{sgn}(w_I(k))\text{sgn}(w_Q(k) - \hat{w}_Q(k)) - \text{sgn}(w_Q(k))\text{sgn}(w_I(k) - \hat{w}_I(k)) \quad (3.10)$$

On s'aperçoit que de telles formes de détecteurs de phase sont des simplifications du détecteur associé au critère MV (3.3), ils permettent effectivement une simplicité du point de vue implementation matérielle. En effet, la fonction sgn peut être vu comme une onde carrée d'amplitude unitaire. Ainsi, la multiplication par la fonction sgn est simplement réalisée par un circuit qui change la polarité du signal dont la mise en oeuvre est souvent plus simple et moins coûteuse qu'un circuit multiplieur [70].

On note ici que le détecteur de phase issu du critère MV (3.3) a été étudié par Simon [111] pour les constellations de type M-QAM et également par Gaudenzi [102] pour celles de type M-PSK. Leclert [115] a analysé le détecteur de phase $e_5(k)$ pour les signaux M-QAM. Conformément à l'expression générale (3.7), les expressions des différents détecteurs de phase de type DD cités ci-dessus et regroupés dans le tableau 3.1 où nous avons noté le détecteur MV (3.3) $e_1(k)$, peuvent être vus comme différentes combinaisons des fonctions suivantes :

$$\begin{aligned} f(x) &= x \text{ ou } \hat{x} \text{ ou } \text{sgn}(x) \\ g(x) &= x \text{ ou } x - \hat{x} \text{ ou } \text{sgn}(x - \hat{x}) \\ r(x) &= x \end{aligned} \quad (3.11)$$

Détecteur de phase	Expression
$e_1(k)$	$\hat{w}_I(k)w_Q(k) - \hat{w}_Q(k)w_I(k)$
$e_2(k)$	$w_I(k)\text{sgn}(w_Q(k) - \hat{w}_Q(k)) - w_Q(k)\text{sgn}(w_I(k) - \hat{w}_I(k))$
$e_3(k)$	$\text{sgn}(w_I(k))(w_Q(k) - \hat{w}_Q(k)) - \text{sgn}(w_Q(k))(w_I(k) - \hat{w}_I(k))$
$e_4(k)$	$\hat{w}_I(k)\text{sgn}(w_Q(k) - \hat{w}_Q(k)) - \hat{w}_Q(k)\text{sgn}(w_I(k) - \hat{w}_I(k))$
$e_5(k)$	$\text{sgn}(w_I(k))\text{sgn}(w_Q(k) - \hat{w}_Q(k)) - \text{sgn}(w_Q(k))\text{sgn}(w_I(k) - \hat{w}_I(k))$

TABLE 3.1 – Les détecteurs de phase de type DD

3.3 Courbe en S du détecteur de phase

Nous l'avons déjà définie dans le chapitre 2, la courbe en S d'un détecteur de phase (aussi appelée caractéristique en boucle ouverte), permet d'appréhender la prise en compte,

par la boucle, de l'erreur de phase et donc de prévoir l'évolution, en moyenne, de l'erreur de phase instantanée. Une telle information s'avère indispensable pour l'évaluation des performances de la boucle. La courbe en S d'un détecteur d'erreur spécifique à une structure bouclée de synchronisation est un cas particulier du concept de champ moyen de l'ODE (2.40) défini pour le cas général des algorithmes adaptatifs. Elle correspond à la valeur moyenne du détecteur de phase par rapport au bruit v_k et aux données d_k prise à une erreur de phase constante [115] :

$$S(\varphi) = E_{d_k, v_k}[e(k)|\varphi] \quad (3.12)$$

où $E_{d_k, v_k}[\cdot]$ désigne l'espérance mathématique vis à vis des données et du bruit. $S(\varphi)$ doit satisfaire les propriétés suivantes :

$$S(\varphi) = S(\varphi + k\frac{\pi}{2}) \quad k \in Z \quad (3.13)$$

où Z est l'ensemble des entiers relatifs,

$$S(-\varphi) = -S(\varphi) \quad (3.14)$$

$\varphi = 0$ est l'unique solution stable de l'équation $S(\varphi) = 0$ dans l'intervalle $[0, \frac{\pi}{2}]$. L'équation (3.13) traduit la périodicité de la courbe en S d'un détecteur de phase qui est directement liée au choix de la constellation du signal. Cette propriété est la conséquence de la symétrie des quadrants d'une constellation à deux dimensions, c'est-à-dire l'invariance de la constellation à une rotation de $k\pi/2$ dans le cas particulier des constellations M-QAM (la périodicité est de $2\pi/M$ pour les constellations M-PSK). La périodicité crée ainsi une ambiguïté de phase de $\pi/2$ qui peut être résolue par des techniques de codage spécifiques (p. ex. un codage différentiel) ou par l'utilisation de préfixes ou de séquences de trames appropriées. L'équation (3.14) est une condition suffisante pour l'obtention d'un équilibre stable à l'origine.

$S(\varphi)$ peut être séparée en deux termes de la forme :

$$S(\varphi) = E_{d_k}[E_{v_k}[e(k)|d_k]|\varphi] \quad (3.15)$$

Sous l'hypothèse :

$$B_L \ll \frac{1}{T_s} \ll B_{IF} \quad (3.16)$$

où B_{IF} est la bande passante à -3 dB du filtre de réception et B_L la bande passante équivalente de bruit de la boucle

et notons $v_k = v_k^c + jv_k^s$, on peut écrire⁽¹⁾ en considérant la forme générale du détecteur de phase (3.7) et pour $r(x) = x$:

$$\begin{aligned} E_{v_k}[e(k)|d_k] &= E_{v_k^c}[f(w_I)|d_k]E_{v_k^s}[g(w_Q)|d_k] \\ &\quad - E_{v_k^s}[f(w_Q)|d_k]E_{v_k^c}[g(w_I)|d_k] \end{aligned} \quad (3.17)$$

Il est important de noter que dans l'hypothèse (3.16), l'inégalité de droite établie que le signal "voit" le bruit comme essentiellement blanc dans sa bande et celle de gauche

(1). Pour des raisons de clarté, $w(k)$ et $\hat{w}(k)$ seront notés w et \hat{w} dans la suite et le conditionnement à φ est omis.

implique que la phase varie lentement dans le temps par rapport au signal et au bruit et donc peut être considéré relativement constante durant une période symbole T_s [111].

Selon les expressions (3.17) et (3.11), l'évaluation des espérances des fonctions x , \hat{x} , $\text{sgn}(x)$, et $\text{sgn}(x - \hat{x})$ où x peut prendre l'une ou l'autre des valeurs w_I et w_Q , nous permettra de calculer l'expression de la courbe en S pour toutes les formes des détecteurs de phase $e_i(k)$.

En considérant les écritures $\varphi = \theta - \hat{\theta}$ et $d_k = a_k + jb_k$ et en prenant en compte les expressions (3.2) et (3.4), w_I et w_Q s'écrivent :

$$w_I = A_k(\varphi) + v_k^c \quad (3.18)$$

$$w_Q = B_k(\varphi) + v_k^s \quad (3.19)$$

avec $A_k(\varphi)$, $B_k(\varphi)$, v_k^c et v_k^s définis comme ceci :

$$\begin{aligned} A_k(\varphi) &= a_k \cos(\varphi) - b_k \sin(\varphi) & v_k^c &= n_k^I \cos(\hat{\theta}) + n_k^Q \sin(\hat{\theta}) \\ B_k(\varphi) &= a_k \sin(\varphi) + b_k \cos(\varphi) & v_k^s &= n_k^Q \cos(\hat{\theta}) - n_k^I \sin(\hat{\theta}) \end{aligned}$$

Ainsi, on a :

$$E_{v_k^c}[w_I|d_k] = A_k(\varphi) \quad (3.20)$$

Considérons les écritures suivantes :

$$\begin{aligned} Q_i^{A_k} &= Q((i - A_k(\varphi))\Delta) \\ Q_i^{B_k} &= Q((i - B_k(\varphi))\Delta) \end{aligned}$$

où

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-\frac{y^2}{2}} dy, \quad \Delta = \frac{\sqrt{2}}{\sigma}$$

Dans le cas des constellations $N^2 - QAM$ on obtient :⁽²⁾

$$E_{v_k^c}[\text{sgn}(w_I)|d_k] = 1 - 2 \cdot Q_0^{-A_k} \quad (3.21)$$

$$E_{v_k^c}[\text{sgn}(w_I - \hat{w}_I)|d_k] = 2 \sum_l (Q_{2l-1}^{A_k} - Q_{2l}^{A_k}) + 2Q_{N-1}^{A_k} - 1 \quad (3.22)$$

$$l = -(N/2 - 1), \dots, N/2 - 1$$

La détermination de $E_{v_k^c}[\hat{w}_I|d_k]$ est basée sur la construction des régions de décision de la constellation $N^2 - QAM$. On montre que :

$$E_{v_k^c}[\hat{w}_I|d_k] = 2 \sum_l Q_l^{A_k} \quad (3.23)$$

$$E_{v_k^c}[w_I - \hat{w}_I|d_k] = A_k(\varphi) - 2 \sum_l Q_l^{A_k} \quad (3.24)$$

$$l = 0, \pm 2, \pm 4, \dots, \pm(N - 2)$$

Pour les termes en w_Q , les expressions des espérances qui en résultent se déduisent de (3.20)-(3.24) en remplaçant A_k par B_k .

(2). Voir l'annexe de [115]

A partir de ces relations, les expressions analytiques des courbes en S des différents détecteurs de phase du Tab. 3.1 peuvent être dérivées. A titre d'exemple, en combinant, conformément à (3.17) (avec $f(x) = x$ et $g(x) = \text{sgn}(x - \hat{x})$), les relations (3.20) et (3.22) évaluées à la fois pour w_I et w_Q , et en prenant la moyenne statistique de l'expression résultante par rapport à d_k , on obtient la courbe en S de $e_2(k)$, notée $S_2(\varphi)$:

$$S_2(\varphi) = \frac{2}{N^2} \sum_{a_k, b_k} \left\{ A_k(\varphi) \cdot \left[\sum_l (Q_{2l-1}^{B_k} - Q_{2l}^{B_k}) + Q_{N-1}^{B_k} \right] \right. \\ \left. - B_k(\varphi) \cdot \left[\sum_l (Q_{2l-1}^{A_k} - Q_{2l}^{A_k}) + Q_{N-1}^{A_k} \right] \right\}, \\ a_k, b_k = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(N-1) \\ l = -(N/2-1), \dots, N/2-1 \quad (3.25)$$

De la même manière, en utilisant les relations (3.21) et (3.24) avec cette fois-ci $f(x) = \text{sgn}(x)$ et $g(x) = x - \hat{x}$, on trouve la courbe en S du détecteur $e_3(k)$:

$$S_3(\varphi) = \frac{1}{N^2} \sum_{a_k, b_k} \left\{ [1 - 2Q_0^{-A_k}] \cdot \left[B_k(\varphi) - 2 \sum_l Q_l^{B_k} \right] \right. \\ \left. - [1 - 2Q_0^{-B_k}] \cdot \left[A_k(\varphi) - 2 \sum_l Q_l^{A_k} \right] \right\}, \\ a_k, b_k = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(N-1) \\ l = 0, \pm 2, \pm 4, \dots, \pm(N-2) \quad (3.26)$$

La courbe en S de $e_4(k)$ est obtenue d'après (3.22) et (3.23), elle s'écrit :

$$S_4(\varphi) = \frac{2}{N^2} \sum_{a_k, b_k} \left\{ \sum_l Q_l^{A_k} \cdot \left[\sum_m (Q_{2m-1}^{B_k} - Q_{2m}^{B_k}) + Q_{N-1}^{B_k} - 1/2 \right] \right. \\ \left. - \sum_l Q_l^{B_k} \cdot \left[\sum_m (Q_{2m-1}^{A_k} - Q_{2m}^{A_k}) + Q_{N-1}^{A_k} - 1/2 \right] \right\}, \\ a_k, b_k = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(N-1) \\ l = 0, \pm 2, \pm 4, \dots, \pm(N-2) \\ m = -(N/2-1), \dots, N/2-1 \quad (3.27)$$

De même, à partir de (3.20) et (3.23), on retrouve $S_1(\varphi)$, l'expression de la courbe en S de $e_1(k)$ donnée dans [111] et aussi, en utilisant (3.21) et (3.22) on retrouve également celle de $e_5(k)$ comme donnée dans [115]. On rappelle leurs expressions :

$$S_1(\varphi) = \frac{2}{N^2} \sum_{a_k, b_k} \sum_l \left(B_k(\varphi) Q_l^{A_k} - A_k(\varphi) Q_l^{B_k} \right) \\ a_k, b_k = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(N-1) \\ l = 0, \pm 2, \pm 4, \dots, \pm(N-2) \quad (3.28)$$

$$\begin{aligned}
 S_5(\varphi) = \frac{2}{N^2} \sum_{a_k, b_k} \left\{ \left[1 - 2Q_0^{-A_k} \right] \left[\sum_l (Q_{2l-1}^{B_k} - Q_{2l}^{B_k}) + Q_{N-1}^{B_k} \right] \right. \\
 \left. - \left[1 - 2Q_0^{-B_k} \right] \left[\sum_l (Q_{2l-1}^{A_k} - Q_{2l}^{A_k}) + Q_{N-1}^{A_k} \right] \right\} \\
 a_k, b_k = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(N-1) \\
 l = -(N/2-1), \dots, N/2-1
 \end{aligned} \tag{3.29}$$

Dans la Fig. 3.1, l'évolution des courbes en S des différents détecteurs de phase $S_i(\varphi)$ comme données par les équations (3.25)-(3.29) est tracée en fonction de l'erreur de phase φ restreinte à l'intervalle $[-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}]$ pour le cas particulier d'une constellation 16-QAM (i.e., $N=4$), et pour différentes valeurs du rapport signal sur bruit en $(\frac{E_b}{N_0})$.

Commençons tout d'abord par une analyse des courbes en S en l'absence de bruit. Rappelons que les courbes sont restreintes à des erreurs de phase comprises dans l'intervalle $[-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}]$ car elles sont impaires et périodiques de période $\frac{\pi}{2}$. A partir de la figure, selon la forme de la courbe en S au voisinage de $\varphi = 0$, deux catégories de détecteurs de phase se distinguent : la première catégorie regroupe les détecteurs $e_1(k)$ et $e_3(k)$ caractérisés par une réponse linéaire proportionnelle à l'erreur de phase ; la seconde catégorie rassemble les détecteurs $e_2(k)$, $e_4(k)$ et $e_5(k)$ dont la réponse autour de $\varphi = 0$ est constante (approximativement constante pour $e_2(k)$). Le terme commun dans les expressions de ces derniers détecteurs (Tab. 3.1) est $sgn(w_I - \hat{w}_I)$ (resp $sgn(w_Q - \hat{w}_Q)$), celui-ci est constant (égale à ± 1) tant qu'il n'y a pas eu de changement de décision symbole par effet de rotation dû à l'erreur de phase. La réponse constante au voisinage de $\varphi = 0$ résulte donc de la présence de ce terme.

Par ailleurs, en présence de bruit, la forme de la courbe en S autour du point d'équilibre stable tend vers une réponse linéaire pour tous les détecteurs. Plus particulièrement, pour une puissance de bruit assez large ($\frac{E_b}{N_0} = 0$ dB), on constate que la forme de l'ensemble des courbes en S tend approximativement vers une forme sinusoïdale. En Effet, Pouzet [117] a montré qu'en présence d'un fort bruit, toute courbe en S périodique perdrait la forme qu'elle avait en absence de bruit et devrait tendre vers une forme sinusoïdale. Par un développement limité d'ordre 3 de $S_i(\varphi)$ par rapport à Δ , au voisinage de $\Delta = 0$ ($\sigma = \infty$), on montre que :

$$\lim_{\sigma \rightarrow \infty} \frac{S_i(\varphi)}{S'_i(0)} = \frac{1}{4} \sin(4\varphi)$$

Où $S'_i(0)$ représente la dérivée de $S_i(\varphi)$ à l'origine.

On note aussi que pour les deux catégories de détecteur de phase, en l'absence de bruit, la courbe en S présente certaines discontinuités qui se produisent à des valeurs d'erreur de phase pour lesquelles les quatre points du premier quadrant de la constellation 16-QAM changent de région de décision. Ce fait devient clair si on examine les expressions des différentes courbes en S (3.25)-(3.29). En effet, sachant que $\lim_{\sigma \rightarrow \infty} Q_i^{A_k} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} sgn(i - A_k(\varphi))$ (il en est de même pour $Q_i^{B_k}$, où il suffit de remplacer $A_k(\varphi)$ par $B_k(\varphi)$), on note que chaque fois que le point reçu $w(k)$ change de région de décision l'argument de la fonction sgn change de signe également, ce qui a pour effet de produire une discontinuité

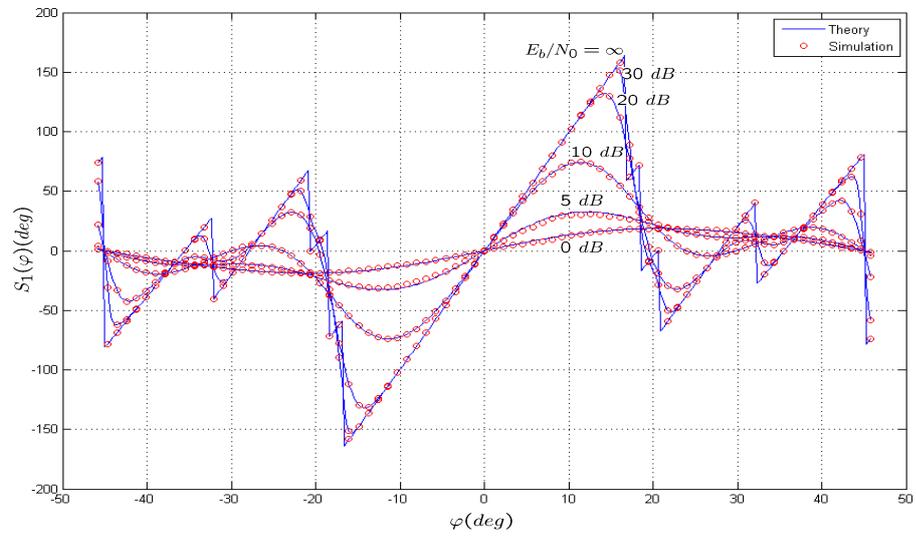
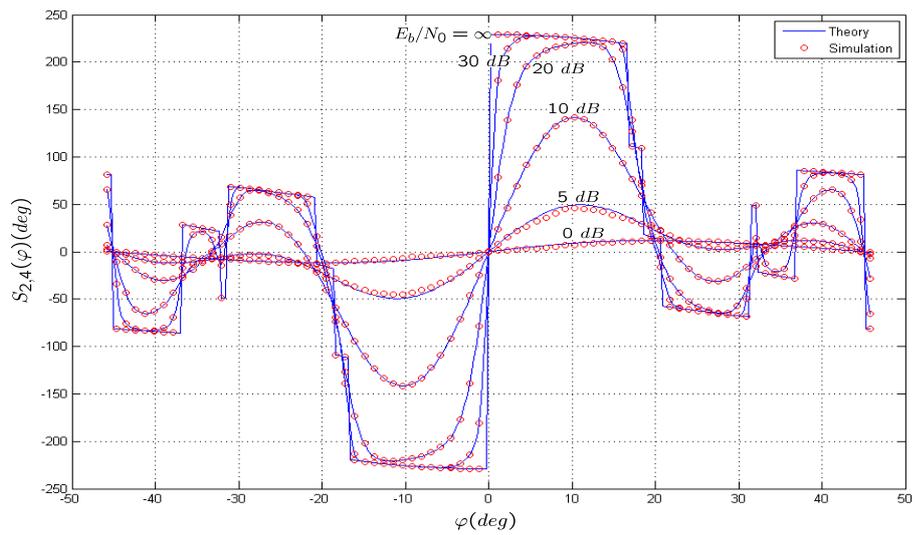
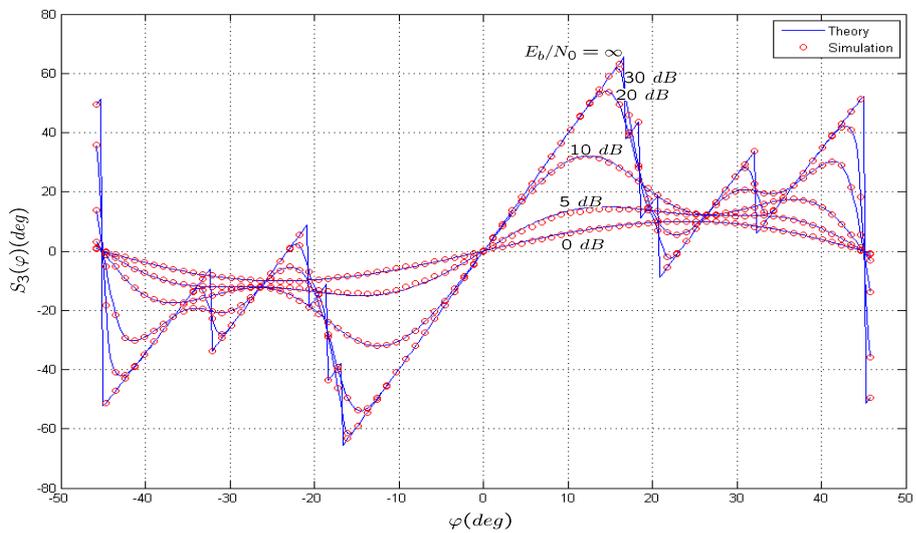
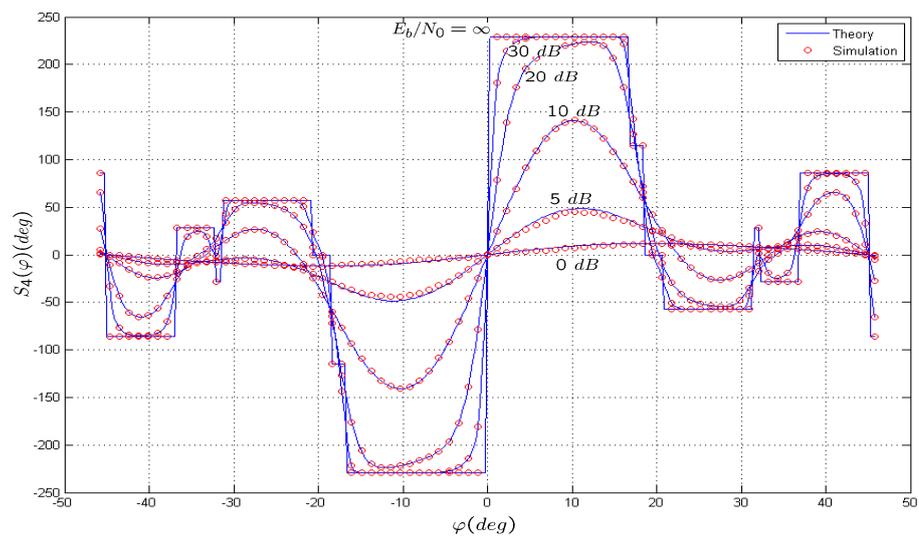
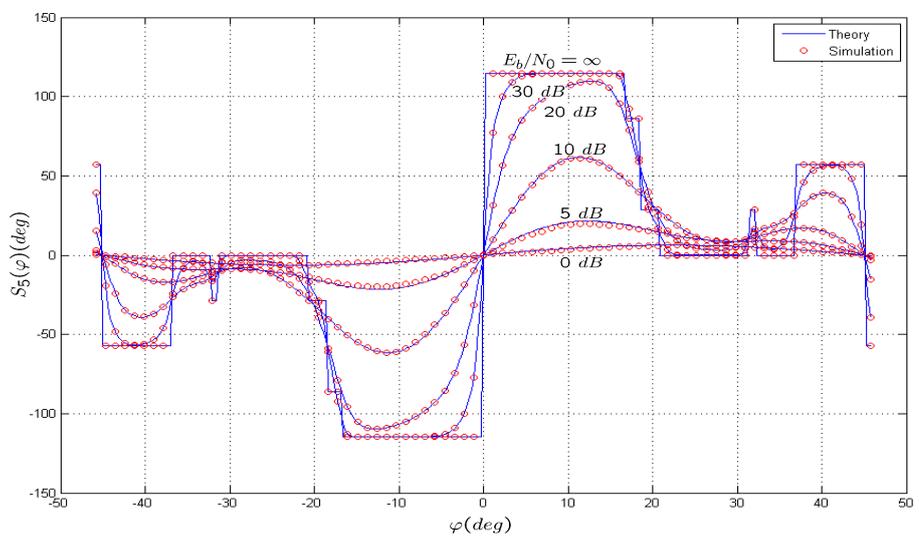
(a) $S_1(\varphi)$ (b) $S_2(\varphi)$ (c) $S_3(\varphi)$

FIGURE 3.1 – Tracés des courbes en S des différents détecteurs de phase de type DD pour la constellation 16-QAM



(d) $S_4(\varphi)$



(e) $S_5(\varphi)$

FIGURE 3.1 – Tracés des courbes en S des différents détecteurs de phase de type DD pour la constellation 16-QAM (suite)

de la courbe [111]. Les valeurs de l'erreur de phase correspondant aux discontinuités des courbes en S $S_i(\varphi)$ sont données par $\varphi_1 = 16^\circ 53'$, $\varphi_2 = 18^\circ 26'$, $\varphi_3 = 20^\circ 48'$, $\varphi_4 = 32^\circ 20'$ et $\varphi_5 = 45^\circ$ Fig. 3.2. Deux autres discontinuités apparaissent avant φ_4 et φ_5 , dans les courbes en S des détecteurs de phase à réponse constante autour de $\varphi = 0$ ($S_2(\varphi)$, $S_4(\varphi)$ et $S_5(\varphi)$) qui ne sont pas liés aux changements de région de décision (Fig.3.2 b). Elles sont dues à la présence du terme $\text{sgn}(w_I - \hat{w}_I)$ (resp $\text{sgn}(w_Q - \hat{w}_Q)$) dans les expressions de ces détecteurs (Tab. 3.1). Ce terme change de valeur lorsque, par effet de rotation, les parties réelles des points de la constellation (3,3) et (1,3) tournés (Fig.3.2 b), sont égales à celles des décisions symbole (1,3) et (-1,3) respectivement.

Rappelons que les points d'équilibre stable sont les points où les courbes en S $S_i(\varphi)$

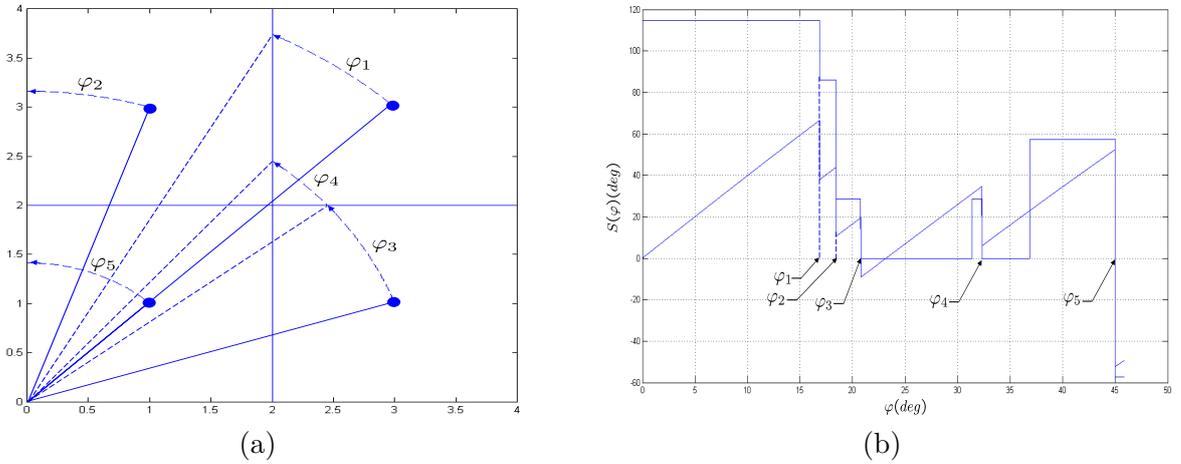


FIGURE 3.2 – Les valeurs de phase où se produisent les discontinuités des courbes en S dans le premier quadrant d'une constellation 16-QAM

s'annulent et qu'elles présentent une pente positive. Les points d'équilibre stable désirables sont ceux qui correspondent à une erreur d'estimation de phase nulle ou multiple de $\frac{\pi}{2}$ (à cause de la périodicité de la courbe en S, $\varphi = 0 + k\frac{\pi}{2}$), ce sont aussi les maxima globaux de la vraisemblance. La Fig. 3.1 montre aussi qu'en plus des points d'équilibre stable désirables, les tracés des courbes en S présentent des points d'équilibre stable non désirables appelés faux points d'accrochage, ils correspondent aux maxima locaux de la vraisemblance. On voit que $S_3(\varphi)$ possède un faux point d'accrochage, $S_1(\varphi)$, $S_2(\varphi)$ et $S_4(\varphi)$ deux faux points d'accrochage alors que $S_5(\varphi)$ révèle une absence de faux points d'accrochage. Par ailleurs, on constate sur la figure que la présence de bruit diminue l'influence des faux points d'accrochage qui tendent à disparaître à faible rapport signal sur bruit.

Il est aussi intéressant de noter que le bruit affecte la courbe en S d'un détecteur de phase en en réduisant son amplitude maximale S_i^{max} , ce qui entraîne également une réduction de la zone de capture de la boucle de synchronisation (eq 1.54). Pour comprendre ce comportement, il suffit de regarder les formes des courbes en S en l'absence de bruit, dans ce cas, S_i^{max} peut être associé à l'amplitude de la courbe en S correspondant à la première discontinuité de la courbe, c'est-à-dire $S_i(\varphi_1)$. Comme la première discontinuité est due au changement de région de décision du point (3,3) de la constellation (Fig.3.2 a), il est clair que le bruit additif est susceptible de pousser les échantillons du signal reçu

vers les limites des régions de décision, la discontinuité se produit donc à une erreur de phase φ'_1 inférieur à φ_1 et dont la valeur est d'autant plus faible que le niveau du bruit est important, prenant en compte la forme des courbes en S sans bruit, il s'en suit que $S_i(\varphi'_1) \leq S_i(\varphi_1)$.

Enfin, la Fig. 3.1 montre aussi la comparaison entre les tracés des expressions analytiques des différentes courbes en S et les résultats de simulation. On note ici que la simulation des courbes en S a été effectuée en évaluant la moyenne de la sortie du détecteur de phase sur 10000 réalisations. On observe clairement la concordance entre les courbes obtenues par simulation et celles issues de l'étude théorique. Ce qui confirme donc, la validité des formules 3.25-3.29 (les expressions A.5 et 3.29 sont similaires à celles présentées dans [111] et [115]).

3.4 Gain du détecteur de phase

Le gain d'un détecteur de phase K_e est défini comme la pente de la courbe en S à l'origine ($\varphi = 0$), soit :

$$K_{ei} = \lim_{\varphi \rightarrow 0} \frac{\partial}{\partial \varphi} S_i(\varphi) \quad (3.30)$$

Le gain d'un détecteur de phase est un bon indicateur des performances de la boucle de

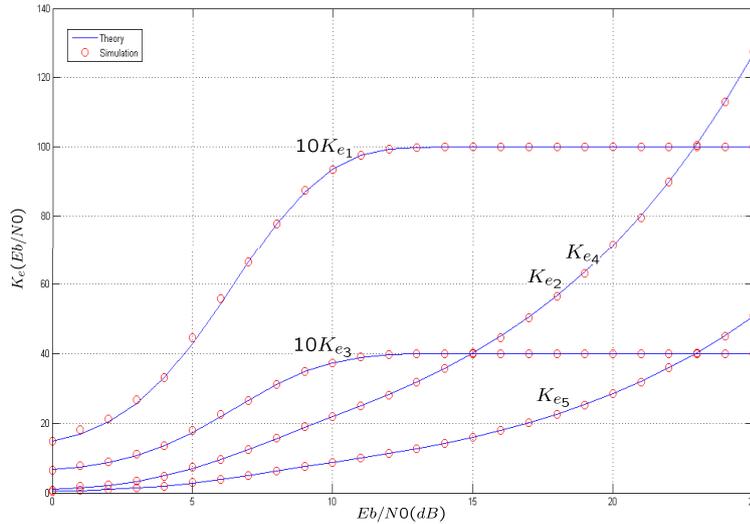


FIGURE 3.3 – Les gains des détecteurs de phase pour une constellation 16-QAM (K_{e1} et K_{e3} sont multipliés par 10 pour des raisons d'homogénéité de l'échelle)

synchronisation en termes de temps d'accrochage puisque, comme nous l'avons vu dans le chapitre 2, le temps d'accrochage est, en général, inversement proportionnel à la bande passante équivalente de bruit de la boucle (2.43 et 2.55), qui elle, est proportionnelle au gain du détecteur de phase 2.57. La Fig. 3.3 montre le tracé du gain des différents détecteurs de phase du Tab. 3.1 en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ dans le cas particulier d'une constellation 16-QAM. Les gains des détecteurs de phase de courbe en S à réponse constante autour de l'origine ($S_2(\varphi)$, $S_4(\varphi)$ et $S_5(\varphi)$) notés : K_{e2} , K_{e4} et K_{e5} présentent des valeurs importantes pour les fortes et moyennes valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$ qui tendent vers l'infini lorsque $\frac{E_b}{N_0}$ augmente,

suivant une forme approximativement exponentielle. Ce comportement du gain est dû à la présence d'une discontinuité à l'origine de la courbe en S dans ce type de détecteur de phase. Cette discontinuité est accentuée pour les valeurs importantes de $\frac{E_b}{N_0}$ et est de plus en plus lissée (c'est à dire la pente diminue) quand le bruit croît. Cependant, dans le cas des détecteurs de phase de courbe en S à réponse linéaire autour de l'origine ($S_1(\varphi)$ et $S_3(\varphi)$), les gains K_{e_1} et K_{e_3} tendent vers une valeur limite à partir de $\frac{E_b}{N_0} \simeq 13$ dB qui est égale à $\frac{4}{N}[(N-1)^2 + 1] = 10$ ($N = 4$ pour la constellation 16-QAM) pour $e_1(k)$ et $N = 4$ pour $e_3(k)$. Pour des valeurs moyennes et faibles de $\frac{E_b}{N_0}$, l'effet du bruit est le même que celui constaté pour l'autre type des détecteurs de phase, dans le sens où l'augmentation de l'effet de lissage du bruit sur la forme de la courbe en S autour de l'origine est responsable de la réduction de la valeur du gain.

Enfin, les expressions analytiques du gain pour les différents détecteurs de phase étudiés sont facilement déduites des expressions des courbes en S (voir annexe A). Leur évaluation conduit aux résultats tracés dans la Fig.3.3 où l'accord entre simulation et théorie apparaît clairement.

3.5 Variance du détecteur de phase

Bien que la courbe en S du détecteur de phase définisse le comportement moyen de la boucle de récupération de phase et bien qu'elle soit d'une importance capitale pour évaluer les performances de la boucle en acquisition de phase notamment le temps d'accrochage, elle ne suffit malheureusement pas pour analyser l'impact du détecteur de phase sur le comportement de la boucle en phase de poursuite. A notre connaissance, la variance du détecteur de phase n'a pas encore été étudiée dans la littérature du point de vue théorique. Il s'avère donc que la variance du détecteur de phase mérite d'être abordé dans cette étude à travers une approche d'analyse théorique dont les résultats seront ensuite validés par simulation.

La variance du détecteur de phase $\sigma_e^2(\varphi)$ constitue une mesure de la puissance des fluctuations de la sortie du détecteur de phase autour de sa valeur moyenne (la courbe en S) pour une erreur de phase donnée φ . Elle intègre d'une part le bruit intrinsèque au détecteur (qui provient en général des erreurs de décision symbole) et d'autre part la contribution du bruit blanc additif gaussien [103]. Elle est définie par :

$$\begin{aligned}\sigma_e^2(\varphi) &= E_{d_k, v_k}[\{e(k) - S(\varphi)\}^2 | \varphi] \\ &= E_{d_k, v_k}[e^2(k) | \varphi] - S^2(\varphi)\end{aligned}\quad (3.31)$$

Comme pour (3.15), (3.31) peut être écrite sous la forme :

$$\sigma_e^2(\varphi) = E_{d_k}[E_{v_k}[e^2(k) | d_k] | \varphi] - S^2(\varphi)\quad (3.32)$$

Prenons en compte la forme générale d'un détecteur de phase $e(k)$ donnée par (3.7) avec $r(x) = x$, $E_{v_k}[e^2(k) | d_k]$ peut être exprimé par :

$$\begin{aligned}E_{v_k}[e^2(k) | d_k] &= E_{v_k^c}[f^2(w_I) | d_k] E_{v_k^s}[g^2(w_Q) | d_k] \\ &+ E_{v_k^s}[f^2(w_Q) | d_k] E_{v_k^c}[g^2(w_I) | d_k] \\ &- 2E_{v_k^c}[f(w_I)g(w_I) | d_k] E_{v_k^s}[f(w_Q)g(w_Q) | d_k]\end{aligned}\quad (3.33)$$

Conformément aux valeurs possibles que peuvent prendre les fonctions $f(x)$ et $g(x)$ (comme évoqué plus haut dans 3.11), les expressions présentées dans ce qui suit suffisent pour le calcul de 3.33, et nous permettront ainsi de dériver les expressions analytiques de la variance pour l'ensemble des détecteurs de phase du Tab. 3.1. Pour des raisons de concision, seules les espérances des termes en w_I sont présentées dans ce calcul. En raison de la symétrie des parties réelles et imaginaires des points de la constellation QAM, les espérances des termes en w_Q se déduisent facilement de celles en w_I en remplaçant A_k par B_k .

1) A partir de (3.18)

$$E_{v_k^c}[w_I^2|d_k] = A_k^2(\varphi) + \frac{\sigma^2}{2} \quad (3.34)$$

2) La démarche de calcul de l'expression $E_{v_k^c}[\hat{w}_I^2|d_k]$ est sensiblement similaire à celle de (3.23), on trouve :

$$E_{v_k^c}[\hat{w}_I^2|d_k] = 4 \sum_l l Q_l^{A_k} + (N-1)^2$$

$$l = \pm 2, \pm 4, \dots, \pm(N-2) \quad (3.35)$$

3) En utilisant la définition de w_I donnée par (3.18) et aussi l'équation (3.23) on obtient :

$$E_{v_k^c}[w_I \hat{w}_I|d_k] = 2A_k(\varphi) \sum_l Q_l^{A_k} + E_{v_k^c}[v_k^c \hat{w}_I|d_k]$$

$$l = 0, \pm 2, \pm 4, \dots, \pm(N-2) \quad (3.36)$$

Désignons par $Pr[x|y]$ la probabilité de x connaissant y , on montre que $E[v_k^c \hat{w}_I|d_k]$ s'écrit :

$$E[v_k^c \hat{w}_I|d_k] = \sum_i i \int_{D_i^c} v_k^c p(v_k^c) dv_k^c Pr[\hat{w}_I = i|d_k]$$

$$i \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(N-1)\}, \quad D_i^c = \{v_k^c | \hat{w}_I = i\} \quad (3.37)$$

où $p(v_k^c)$ est une distribution Gaussienne de moyenne nulle et de variance $\frac{\sigma^2}{2}$, ainsi on trouve :

$$E_{v_k^c}[w_I \hat{w}_I|d_k] = 2 \sum_l (A_k(\varphi) Q_l^{A_k} + e_l^{A_k})$$

$$l = 0, \pm 2, \pm 4, \dots, \pm(N-2) \quad (3.38)$$

où on a considéré la notation :

$$e_l^{A_k} = \frac{\sigma}{\sqrt{2\pi}} e^{-((l-A_k(\varphi))\Delta)^2/2}$$

4) la définition (3.18) et l'équation (3.21) nous permettent d'écrire

$$E_{v_k^c}[sgn(w_I)(w_I - \hat{w}_I)|d_k] = A_k(\varphi)[1 - 2 \cdot Q_0^{-A_k}] + E_{v_k^c}[v_k^c sgn(w_I)|d_k]$$

$$- E_{v_k^c}[sgn(w_I)\hat{w}_I|d_k] \quad (3.39)$$

Le même procédé que celui utilisé pour la dérivation des termes (3.23) et (3.21) nous conduit à écrire :

$$E_{v_k^c}[sgn(w_I)\hat{w}_I|d_k] = 2 \sum_l sgn(l)Q_l^{A_k} + (N-1) \quad (3.40)$$

$$l = \pm 2, \pm 4, \dots, \pm(N-2)$$

$$E_{v_k^c}[v_k^c sgn(w_I)|d_k] = 2e_0^{A_k} \quad (3.41)$$

On obtient ainsi :

$$\begin{aligned} E_{v_k^c}[sgn(w_I)(w_I - \hat{w}_I)|d_k] &= A_k(\varphi)[1 - 2 \cdot Q_0^{-A_k}] + 2e_0^{A_k} \\ &\quad - 2 \sum_l sgn(l)Q_l^{A_k} - (N-1) \\ &\quad l = \pm 2, \pm 4, \dots, \pm(N-2) \end{aligned} \quad (3.42)$$

5) De même, en se servant de (3.18) et (3.22), on montre que :

$$\begin{aligned} E_{v_k^c}[w_I sgn(w_I - \hat{w}_I)|d_k] &= 2A_k(\varphi) \left[\sum_l (Q_{2l-1}^{A_k} - Q_{2l}^{A_k}) + Q_{N-1}^{A_k} - 1/2 \right] \\ &\quad + 2 \sum_l (e_{2l-1}^{A_k} - e_{2l}^{A_k}) + 2e_{N-1}^{A_k} \\ &\quad l = -(N/2 - 1), \dots, N/2 - 1 \end{aligned} \quad (3.43)$$

6) On montre aussi que :

$$\begin{aligned} E_{v_k^c}[\hat{w}_I sgn(w_I - \hat{w}_I)|d_k] &= 2 \sum_l (-1)^{(l \bmod 2)+1} l Q_{2l-1}^{A_k} + (N-1) \\ &\quad l = -(N-1), \dots, N-1 \end{aligned} \quad (3.44)$$

où "mod" désigne la fonction modulo

7) Et enfin

$$\begin{aligned} E_{v_k^c}[sgn(w_I)sgn(w_I - \hat{w}_I)|d_k] &= 2 \sum_l [sgn(2l+1)Q_{2l-1}^{A_k} - sgn(2l)Q_{2l}^{A_k}] + 2Q_{N-1}^{A_k} + 1 \\ &\quad l = -(N/2 - 1), \dots, N/2 - 1 \end{aligned} \quad (3.45)$$

avec $sgn(x) = 0$ pour $x = 0$

A partir de là, les expressions de la variance peuvent être évaluées pour chaque détecteur de phase. Par exemple, en remplaçant (3.34), (3.35) et (3.36) dans (3.33) (avec $f(x) = x$ et $g(x) = \hat{x}$) pour w_I et w_Q , et en évaluant la moyenne sur d_k , la variance du détecteur $e_1(k)$ s'écrit :

$$\begin{aligned} \sigma_{e_1}^2(\varphi) &= \frac{1}{N^2} \sum_{a_k, b_k} \left\{ \left[B_k(\varphi)^2 + \frac{\sigma^2}{2} \right] \left[4 \sum_{l_1} l_1 Q_{l_1}^{A_k} + (N-1)^2 \right] + \left[A_k(\varphi)^2 + \frac{\sigma^2}{2} \right] \right. \\ &\quad \cdot \left[4 \sum_{l_1} l_1 Q_{l_1}^{B_k} + (N-1)^2 \right] - 8 \sum_{l_2} (A_k(\varphi)Q_{l_2}^{A_k} + e_{l_2}^{A_k}) \sum_{l_2} (B_k(\varphi)Q_{l_2}^{B_k} + e_{l_2}^{B_k}) \left. \right\} \\ &\quad - S_1^2(\varphi) \quad a_k, b_k = \pm 1, \pm 3, \dots, N-1 \quad l_1 = \pm 2, \pm 4, \dots, \pm(N-2) \\ &\quad l_2 = 0, \pm 2, \pm 4, \dots, \pm(N-2) \end{aligned} \quad (3.46)$$

De la même manière, en utilisant (3.34) et (3.43), avec cette fois $f(x) = x$ et $g(x) = \text{sgn}(x - \hat{x})$, on trouve la variance du détecteur $e_2(k)$

$$\begin{aligned} \sigma_{e_2}^2(\varphi) = & \frac{1}{N^2} \sum_{a_k, b_k} \left\{ \left[A_k(\varphi)^2 + B_k(\varphi)^2 + \sigma^2 \right] - 8 \left[A_k(\varphi) \left(\sum_l (Q_{2l-1}^{A_k} - Q_{2l}^{A_k}) + Q_{N-1}^{A_k} - 1/2 \right) \right. \right. \\ & + \sum_l (e_{2l-1}^{A_k} - e_{2l}^{A_k}) + e_{N-1}^{A_k} \left. \right] \left[B_k(\varphi) \left(\sum_l (Q_{2l-1}^{B_k} - Q_{2l}^{B_k}) + Q_{N-1}^{B_k} - 1/2 \right) \right. \\ & + \sum_l (e_{2l-1}^{B_k} - e_{2l}^{B_k}) + e_{N-1}^{B_k} \left. \right] - S_2^2(\varphi) \quad a_k, b_k = \pm 1, \pm 3, \dots, N-1 \\ & l = -(N/2 - 1), \dots, N/2 - 1 \end{aligned} \quad (3.47)$$

De même, la variance de $e_3(k)$ est obtenue à partir de (3.34), (3.35) et (3.42), soit :

$$\begin{aligned} \sigma_{e_3}^2(\varphi) = & \frac{1}{N^2} \sum_{a_k, b_k} \left\{ A_k^2(\varphi) + B_k^2(\varphi) + \sigma^2 + 2(N-1)^2 \right. \\ & - 4 \sum_l \left((A_k(\varphi) + l)Q_l^{A_k} + (B_k(\varphi) + l)Q_l^{B_k} + e_l^{A_k} + e_l^{B_k} \right) \\ & - 2 \left(A_k(\varphi)[1 - 2Q_0^{-A_k}] + 2e_0^{A_k}(\varphi) - 2 \sum_l \text{sgn}(l)Q_l^{A_k}(\varphi) - (N-1) \right) \\ & \cdot \left(B_k(\varphi)[1 - 2Q_0^{-B_k}] + 2e_0^{B_k}(\varphi) - 2 \sum_l \text{sgn}(l)Q_l^{B_k} - (N-1) \right) \left. \right\} \\ & - S_3^2(\varphi) \quad a_k, b_k = \pm 1, \pm 3, \dots, N-1 \\ & l = 0, \pm 2, \pm 4, \dots, \pm(N-2) \end{aligned} \quad (3.48)$$

En utilisant les expressions (3.35) et 3.44, on obtient :

$$\begin{aligned} \sigma_{e_4}^2(\varphi) = & \frac{4}{N^2} \sum_{a_k, b_k} \left\{ \left[\sum_{l_1} l_1 (Q_{l_1}^{A_k} + Q_{l_1}^{B_k}) + \frac{(N-1)^2}{2} \right] - 2 \left[\sum_{l_2} (-1)^{(l_2 \% 2) + 1} l_2 Q_{2l_2-1}^{A_k} + \frac{(N-1)}{2} \right] \right. \\ & \cdot \left. \left[\sum_{l_2} (-1)^{(l_2 \% 2) + 1} l_2 Q_{2l_2-1}^{B_k} + \frac{(N-1)}{2} \right] \right\} - S_4^2(\varphi) \quad a_k, b_k = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(N-1) \\ & l_1 = \pm 2, \pm 4, \dots, \pm(N-2) \quad l_2 = -(N-1), \dots, (N-1) \end{aligned} \quad (3.49)$$

Enfin, l'expression (3.45) suffit pour la dérivation de la variance de $e_5(k)$:

$$\begin{aligned} \sigma_{e_5}^2(\varphi) = & \frac{2}{N^2} \sum_{a_k, b_k} \left\{ 1 - 4 \left[\sum_l (\text{sgn}(2l+1)Q_{2l-1}^{A_k} - \text{sgn}(2l)Q_{2l}^{A_k}) + Q_{N-1}^{A_k} + \frac{1}{2} \right] \right. \\ & \cdot \left. \left[\sum_l (\text{sgn}(2l+1)Q_{2l-1}^{B_k} - \text{sgn}(2l)Q_{2l}^{B_k}) + Q_{N-1}^{B_k} + \frac{1}{2} \right] \right\} - S_5^2(\varphi) \\ & a_k, b_k = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(N-1) \quad l = -\left(\frac{N}{2} - 1\right), \dots, \left(\frac{N}{2} - 1\right) \end{aligned} \quad (3.50)$$

La Fig.3.4 illustre le tracé de l'écart type $\sigma_e(\varphi)$ des différents détecteurs de phase en fonction de φ dans l'intervalle $[0, \frac{\pi}{4}]$ pour différentes valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$ et pour le cas particulier d'une constellation 16-QAM (i.e., $N=4$). Pour les détecteurs de courbe en S à

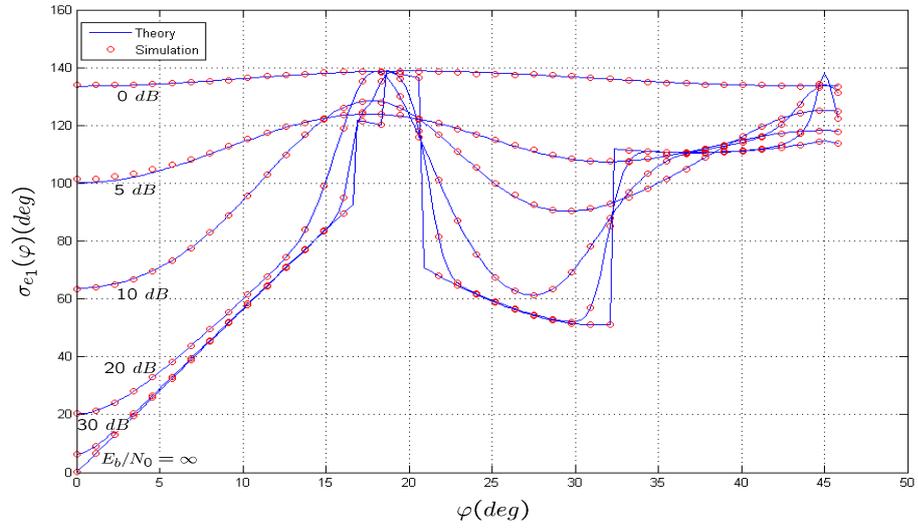
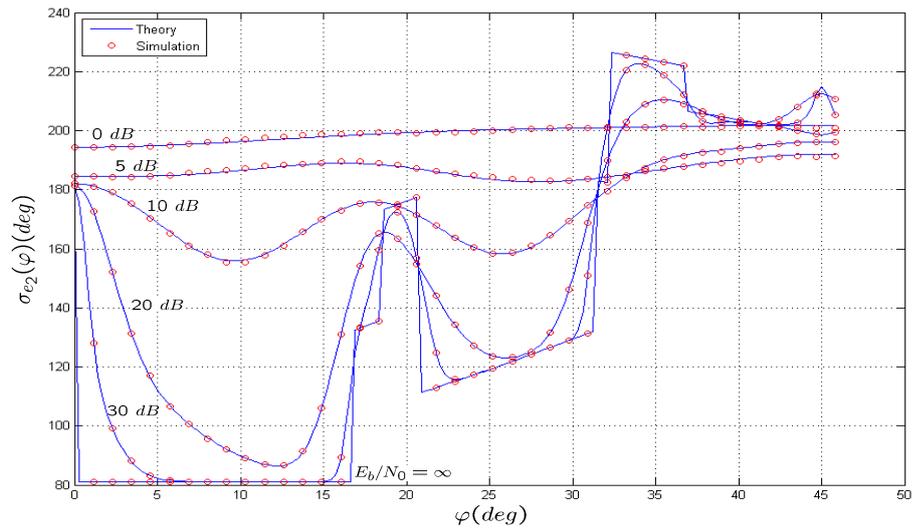
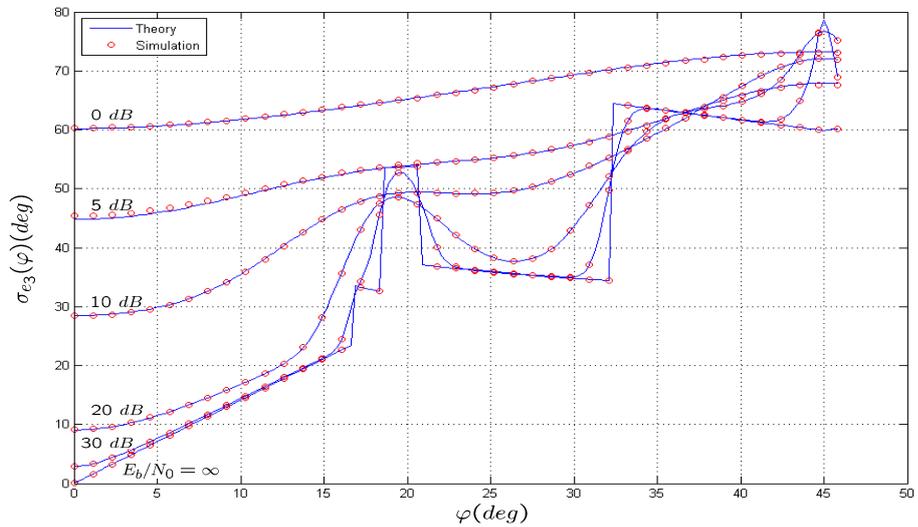
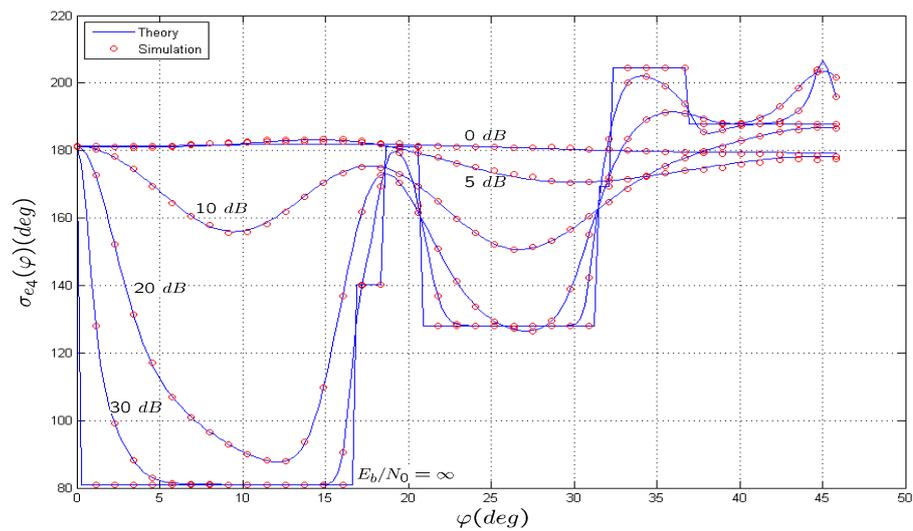
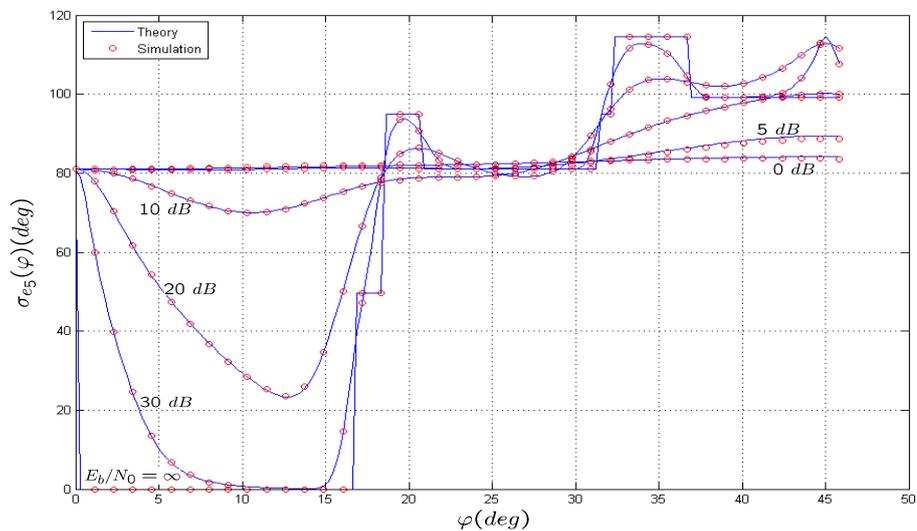
(a) $\sigma_{e_1}(\varphi)$ (b) $\sigma_{e_2}(\varphi)$ (c) $\sigma_{e_3}(\varphi)$

FIGURE 3.4 – Tracés des variances des différents détecteurs de phase de type DD pour la constellation 16-QAM



(d) $\sigma_{e_4}(\varphi)$



(e) $\sigma_{e_5}(\varphi)$

FIGURE 3.4 – Tracés des variances des différents détecteurs de phase de type DD pour la constellation 16-QAM (suite)

réponse constante autour de l'origine ($e_2(k)$, $e_4(k)$ et $e_5(k)$), on observe en l'absence de bruit, que les courbes présentent une variance importante à l'origine due à la discontinuité de la courbe en S en ce point (raideur du bassin d'attraction de la fonction de coût au point d'équilibre stable), elles présentent également une variance minimale (nulle dans le cas de $e_5(k)$) autour de l'origine car la pente de la courbe en S dans cette région est approximativement nulle comme montré dans la Fig. 3.1 (zone de transition entre deux extremums de la fonction de coût). Ailleurs, le comportement de la variance dépend du signe de la pente de la courbe en S aux discontinuités où l'on constate une réduction de la valeur de la variance lorsque la discontinuité atteint zéro avec une pente négative (point d'équilibre instable) (Fig. 3.1) par contre on note une augmentation de la variance quand la discontinuité en question atteint zéro avec une pente positive (point d'équilibre stable). Cependant, pour les détecteurs de phase de courbe en S à réponse linéaire autour de l'origine ($e_1(k)$ et $e_3(k)$), la variance est nulle à l'origine, bien que la pente de la courbe en S soit relativement grande en ce point. Ceci est dû à l'absence de discontinuité contrairement à l'autre type de détecteurs de phase. Au voisinage de l'origine, la variance augmente puisque la sortie du détecteur de phase augmente aussi, en dehors de cette région on observe une diminution de la variance chaque fois qu'une discontinuité de la courbe en S atteint zéro, autrement, la variance augmente lorsqu'une discontinuité de la courbe en S est loin de zéro.

En gros, pour les deux types de détecteurs de phase, les courbes montrent une variance de la sortie du détecteur de phase relativement faible (pour chacun des détecteurs de phase pris séparément) autour du point d'équilibre stable désiré qui représente le point de verrouillage de la boucle de synchronisation et une variance importante ailleurs excepté au voisinage d'un faux point d'accrochage où la variance est légèrement réduite.

Encore une fois, la forme de la variance du détecteur de phase est dégradée par l'effet de lissage du bruit comme pour la courbe en S et on observe aussi une forte augmentation de la valeur de la variance quand le bruit additif devient important.

Une simulation de la variance des détecteurs de phase a aussi été effectuée pour valider les résultats analytiques 3.46-3.50. Sur la Fig.3.4, l'accord entre simulation et théorie est très bon.

3.6 Comparaison des performances

Une fois l'analyse des propriétés des différents détecteurs de phase en termes de courbe en S, de gain et de variance en boucle ouverte établie, il semble intéressant d'étudier la comparaison de leurs performances en termes de capacité d'accrochage et de poursuite des variations de phase. Dans cette partie de l'étude nous allons montrer que la phase d'acquisition et le comportement de la boucle en phase de poursuite d'une boucle de synchronisation dépendent fortement des performances du détecteur de phase.

3.6.1 Performances en mode d'acquisition

3.6.1.1 Réponse linéaire

Comme nous l'avons évoqué auparavant, le détecteur de phase devrait fournir à la structure de synchronisation une quantité proportionnelle à l'erreur d'estimation de phase qui doit tendre vers zéro : le point d'équilibre stable de la courbe en S. De ce fait, pour

amener le système de synchronisation en état de verrouillage, il est nécessaire que la sortie du détecteur de phase soit proportionnelle à l'erreur de phase autour du point d'équilibre stable, la région où l'on satisfait cette condition est dite réponse linéaire de la courbe en S. Ainsi, un détecteur de phase correctement conçu devrait fournir une réponse linéaire la plus large possible.

Dans la Fig.3.1, pour les valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$ fortes et moyennes (au dessus de 10 dB), on observe que les détecteurs de phase de courbe en S à réponse linéaire autour de l'origine ($e_1(k)$ et $e_3(k)$) fournissent une meilleure information représentative de l'erreur de phase. Cependant, la réponse autour de l'origine des autres détecteurs de phase devient de plus en plus linéaire lorsque le bruit augmente. Notons que pour tous les détecteurs de phase la taille de la réponse linéaire diminue avec le bruit.

3.6.1.2 Zone de capture

Pour une boucle de récupération de phase du premier ordre, en présence d'un écart résiduel de fréquence Δf , nous avons montré dans le chapitre 2 (2.54) que la boucle est incapable d'achever son cycle d'accrochage si Δf dépasse une valeur critique (en l'absence d'une erreur de phase initiale constante) donnée par :

$$\Delta f^{(max)} = \pm \frac{\alpha S^{max}}{2\pi T_s}$$

où S^{max} représente l'amplitude maximale de la courbe en S du détecteur de phase et α le gain du filtre proportionnel de la boucle (chapitre 2 Fig. 2.17). L'intervalle $\pm \Delta f^{(max)}$ est appelé zone de capture de la boucle, ainsi, un détecteur de phase dont l'amplitude maximale de la courbe en S est importante résulte en un système de récupération de phase à large zone de capture, donc plus robuste aux erreurs de fréquence. De plus, avec une boucle du second ordre, le temps d'accrochage est d'autant plus court que la zone de capture est large lorsque un offset de fréquence est présent (cf 2.55).

Une comparaison de S^{max} des différents détecteurs de phase dans la Fig.3.1 montre que les détecteurs $e_2(k)$ et $e_4(k)$ possèdent la zone de capture la plus large. Cependant, comme illustré sur la Fig. 3.5, à faible $\frac{E_b}{N_0}$ ($\leq 2dB$), $e_1(k)$ devient meilleur. Notons que pour l'ensemble des détecteurs le bruit affecte la courbe en S en en réduisant S^{max} et donc la zone de capture.

3.6.1.3 Faux points d'accrochage

Comme nous l'avons déjà mentionné, la courbe en S présente parfois des points d'accrochage non désirables qui ne peuvent pas être résolus par un codage différentiel appliqué à l'émission, communément utilisé pour la levée d'ambiguïté de phase. Le problème des faux points d'accrochage est résolu au moyen d'une séquence de symboles appropriée insérée avant les données, dite préfixe, cette séquence additionnelle engendre malheureusement une perte de débit utile.

Dans les tracés des courbes en S de la Fig.3.1, en l'absence de bruit, il est facile de distinguer le détecteur $e_5(k)$ par l'absence de faux points d'accrochage, il constitue de ce fait le meilleur détecteur de phase. La courbe en S du détecteur $e_3(k)$ passe très légèrement sous l'axe des abscisses pour une erreur de phase d'environ 23° , pour autant ce passage ne peut être considéré comme un faux point d'accrochage car trop court. La courbe en S du

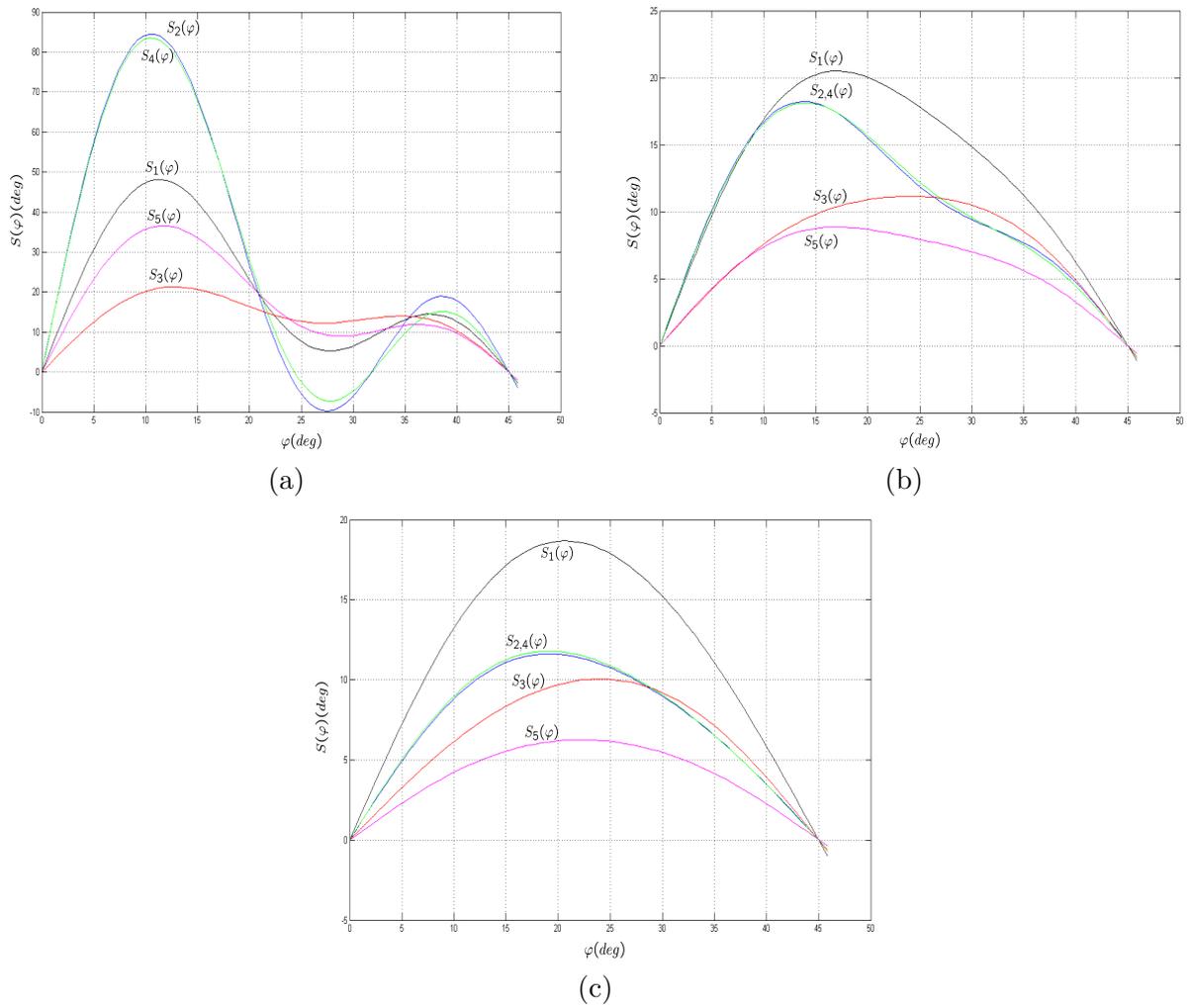


FIGURE 3.5 – Courbes en S des détecteurs de phase pour différents $\frac{E_b}{N_0}$ (constellation 16-QAM) (a) $\frac{E_b}{N_0} = 7 \text{ dB}$, (b) $\frac{E_b}{N_0} = 2 \text{ dB}$, (c) $\frac{E_b}{N_0} = 0 \text{ dB}$

détecteur $e_1(k)$ présentent deux faux points d'accrochage à environ 28° et 35° , de même, les courbes de $e_2(k)$ et $e_4(k)$ en révèlent deux à environ 32° et 37° . Toutefois, la présence de bruit déplace légèrement les faux points d'accrochage et surtout, les fait disparaître à partir d'une certaine valeur de $\frac{E_b}{N_0} < 30$ dB. La capacité du bruit à "déloger" la boucle d'un faux point d'accrochage est d'autant plus importante que le gain en ce point est faible comme on le constate pour $e_1(k)$.

3.6.1.4 Gain du détecteur de phase

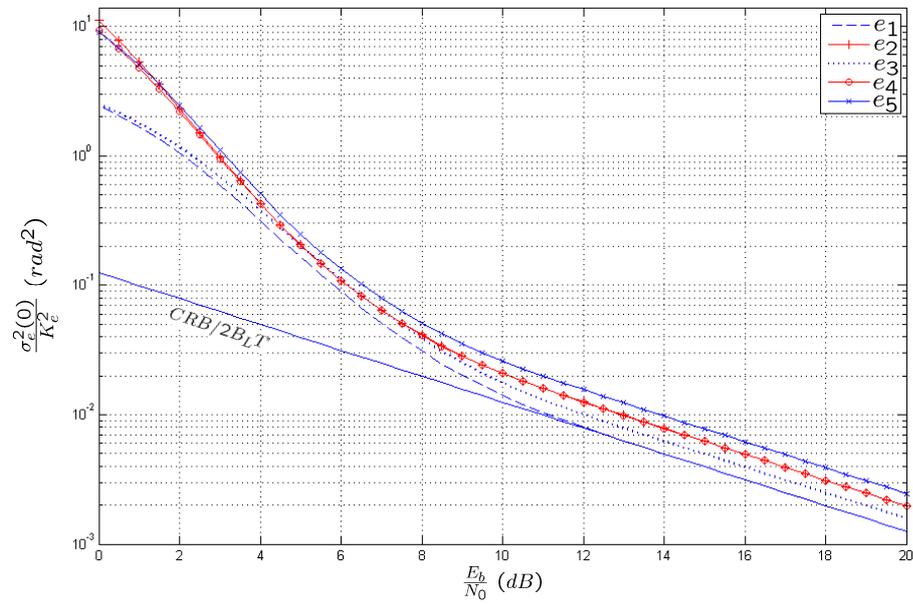
Gardner a constaté dans [94] que le taux de correction de la phase est proportionnel au gain du détecteur de phase. En effet, une pente importante autour du point d'équilibre stable correspond à un bassin d'attraction étroit autour du maximum global de la fonction de vraisemblance. De ce fait, le processus d'accrochage de la phase est plus rapide pour une boucle de synchronisation munie d'un détecteur de phase de gain important (sous l'hypothèse que l'erreur de phase à l'initialisation se trouve au voisinage d'un point d'équilibre stable). D'ailleurs, on remarque que le gain du détecteur de phase peut être vu dans une boucle du premier ordre comme un facteur multiplicatif du pas de convergence α dans (2.37), il est donc clair que plus le gain est important plus la convergence est rapide. A partir de la Fig.3.3, les détecteurs de phase de courbe en S à réponse constante autour de l'origine montrent un gain très important comparés aux détecteurs de phase de courbe en S à réponse linéaire, ainsi, $e_2(k)$ et $e_4(k)$ constituent les meilleurs candidats en terme de gain vu qu'ils présentent la (même) plus grande valeur de gain.

3.6.2 Performance en mode de poursuite

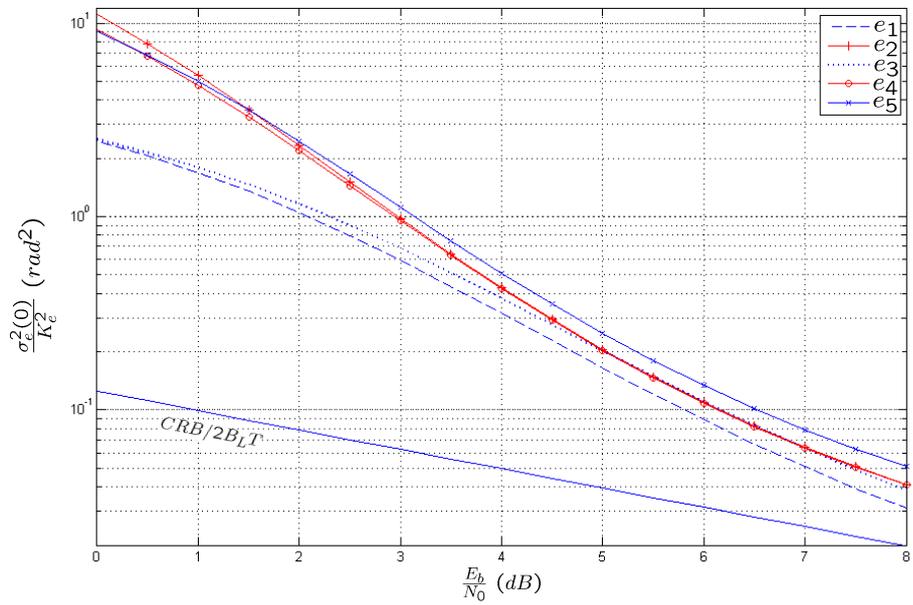
Pour tout système de récupération de phase, l'approche la plus communément utilisée pour évaluer les performances en mode de poursuite est de mesurer la variance de l'erreur d'estimation de phase $\varphi(k)$ en régime permanent (c'est à dire après convergence) et la confronter à la Borne de Cramer-Rao (CRB) qui constitue la limite théorique inférieure de la variance. La variance de l'erreur de phase résulte à la fois des erreurs de décision symbole, du bruit additif, et du bruit de phase des oscillateurs opérant avant la boucle de récupération de phase. Cependant, nous nous limiterons à l'influence du bruit additif et des erreurs de décision. Il est clair que la variance de l'erreur de phase devrait être maintenue aussi faible que possible afin de garder la dégradation à l'entrée des étages du récepteur en aval de la récupération de phase dans des limites raisonnables [26]. Nous avons établi dans le chapitre 2 (2.49) une expression analytique approximative qui relie la variance de l'erreur de phase $Var(\varphi)$ à la variance du détecteur de phase à l'origine $\sigma_e^2(0)$. Nous rappelons son expression ici :

$$\begin{aligned} Var(\varphi) &\simeq 2B_L T_s \frac{E[|N(k)|^2]}{K_e^2} \\ &\simeq 2B_L T_s \frac{\sigma_e^2(0)}{K_e^2} \end{aligned} \quad (3.51)$$

La Fig. 3.6 représente l'évolution pour les différents détecteurs de phase étudiés, de la variance de l'erreur de phase normalisée par rapport à $2B_L T_s$ ($\frac{\sigma_e^2(0)}{K_e^2}$) en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ dans le cas d'une constellation 16-QAM. La CRB est aussi représentée sur la figure pour la comparaison. Pour une valeur donnée de la bande passante équivalente de bruit de



(a)



(b)

FIGURE 3.6 – Variance normalisée de l'erreur d'estimation de phase pour une constellation 16-QAM

la boucle B_L , les détecteurs de phase de courbe en S à réponse linéaire ($e_1(k)$ et $e_3(k)$) montrent une variance de l'erreur de phase inférieure à celle des détecteurs de courbe en S à réponse constante ($e_2(k)$, $e_4(k)$ et $e_5(k)$) pour les très faibles et pour les fortes valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$. La variance de l'erreur de phase est similaire pour les valeurs faibles de $\frac{E_b}{N_0}$ (4.5 dB à 7.5 dB) pour $e_2(k)$, $e_3(k)$ et $e_4(k)$ (Fig. 3.6 b). D'une manière générale, on observe que la variance de l'erreur de phase de $e_1(k)$ reste la plus faible et se confond à la CRB pour $\frac{E_b}{N_0} > 12$ dB, en d'autres termes, la boucle de récupération de phase atteint l'optimum théorique de performance. Par contre, la variance de l'erreur de phase de $e_1(k)$ dépasse la CRB pour les faibles valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$ où l'effet des erreurs de décisions symboles devient plus important à cause du bruit additif. Il est aussi important de noter que la variance de l'erreur de phase de $e_3(k)$ est très proche de celle de $e_1(k)$ mais elle n'atteint pas la CRB même pour les fortes valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$ où elle présente une dégradation constante. Cette dernière est due au fait que $e_3(k)$ utilise une approximation du signal corrigé en phase $sgn(w_I)$ (resp $sgn(w_Q)$) dans Tab. 3.1) au lieu de la vraie valeur.

3.6.3 Récapitulatif

En résumé, l'analyse des aspects les plus importants des performances en mode d'acquisition et de poursuite des différents détecteurs de phase a révélé que :

- En terme de réponse linéaire, les détecteurs $e_1(k)$ et $e_3(k)$ sont les plus intéressants et montrent la même performance.
- La zone de capture est fortement liée à la valeur de $\frac{E_b}{N_0}$, les détecteurs $e_2(k)$ et $e_4(k)$ présentent une large zone de capture à fort et moyen $\frac{E_b}{N_0}$, tandis que $e_1(k)$ apparaît le meilleur à faible $\frac{E_b}{N_0}$.
- Les détecteurs $e_3(k)$ et $e_5(k)$ présentent une absence de faux points d'accrochage.
- Les détecteurs $e_2(k)$ et $e_4(k)$ sont les plus performants en gain et $e_3(k)$ le moins.
- Le détecteur $e_3(k)$ approche les performances de $e_1(k)$ en mode de poursuite, qui montre la plus faible variance de l'erreur d'estimation de phase.

Le Tableau 3.2 résume les points essentiels de la comparaison. De cette comparaison ap-

Détecteur de phase	Réponse linéaire	Zone de capture	Faux points d'accrochage	Variance de l'erreur de phase
$e_1(k)$	+	++	-	++
$e_2(k)$	-	++	--	-
$e_3(k)$	+	+	++	+
$e_4(k)$	-	++	--	-
$e_5(k)$	-	+	++	--

TABLE 3.2 – Comparaison des performances

paraît l'intérêt du détecteur $e_3(k)$ qui présente le meilleur compromis entre performances en mode d'accrochage et de poursuite bien qu'il montre un faible gain et une zone de cap-

ture relativement réduite. Il sera donc retenu comme élément de la boucle de récupération de phase dans la suite de l'étude réalisée ici. Dans le paragraphe qui suit on présentera un détecteur de phase piloté par décision modifiée qui nous permettra d'étendre à la fois la réponse linéaire et la zone de capture améliorant ainsi significativement les performances du système de synchronisation.

3.7 Extension de la réponse linéaire du détecteur de phase

Dans la littérature, certaines techniques ont été proposées pour augmenter la taille de la réponse linéaire des détecteurs de phase (de type DD) de courbes en S à réponse linéaire appelés aussi détecteurs en dent de scie. Parmi celles-ci, l'approche proposée par Jablon [128] dite "RC-PLL" (pour Reduced-Constellation PLL), qui consiste à ne considérer que les points de la constellation dont le module (et donc la puissance) est le plus élevé et qui correspondent aux points des quatre coins de la constellation dans le cas de la QAM. Ces points sont en effet caractérisés par un rapport signal à bruit important comparés aux autres points. Ainsi, seuls les échantillons du signal reçu se trouvant au voisinage de ces points sont pris en compte par le détecteur de phase. La détection est réalisée en comparant la puissance instantanée du signal reçu corrigé en phase $|w(k)|^2$ à un seuil défini P_{th} (Fig. 3.7). Cette idée a été appliquée par Jablon sur un détecteur de type DD :

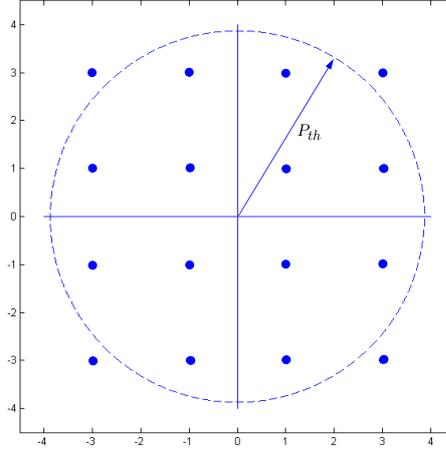


FIGURE 3.7 – Illustration du seuil de détection de l'approche RC-PLL sur une constellation 16-QAM

$$e(k) = \begin{cases} \Im\left\{\frac{w(k)}{\hat{w}'(k)}\right\} & \text{si } |w(k)|^2 \geq P_{th} \\ 0 & \text{si } |w(k)|^2 < P_{th} \end{cases} \quad (3.52)$$

Avec $\hat{w}'(k) = (N-1)(\text{sgn}(w_I(k)) + j\text{sgn}(w_Q(k)))$ pour une constellation N^2 -QAM. Comme le montre la Fig. 3.8, la courbe en S du détecteur de Jablon (noté DD-RC) pour une constellation 16-QAM et pour un seuil $P_{th} = 17$ présente une réponse linéaire maximale (environ 45°) à $\frac{E_b}{N_0} = 30$ dB. La courbe en S est similaire dans ce cas à celle obtenue avec une constellation 4-QAM puisque seuls les points des coins de la constellation sont utilisés. La figure indique aussi que le détecteur DD-RC manifeste un gain quatre fois plus

faible à $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$. Par ailleurs, le gain augmente avec le bruit et dépasse du double celui du détecteur DD à $\frac{E_b}{N_0} = 0 \text{ dB}$.

Pour les mêmes paramètres de simulation (une constellation 16-QAM et $P_{th} = 17$), on constate aussi sur la Fig. 3.9 que la variance de l'erreur d'estimation de phase de la boucle est meilleure en utilisant le détecteur DD-RC pour $\frac{E_b}{N_0} \leq 5 \text{ dB}$.

La Fig. 3.10 illustre le tracé d'une réalisation de la trajectoire de l'erreur d'estimation

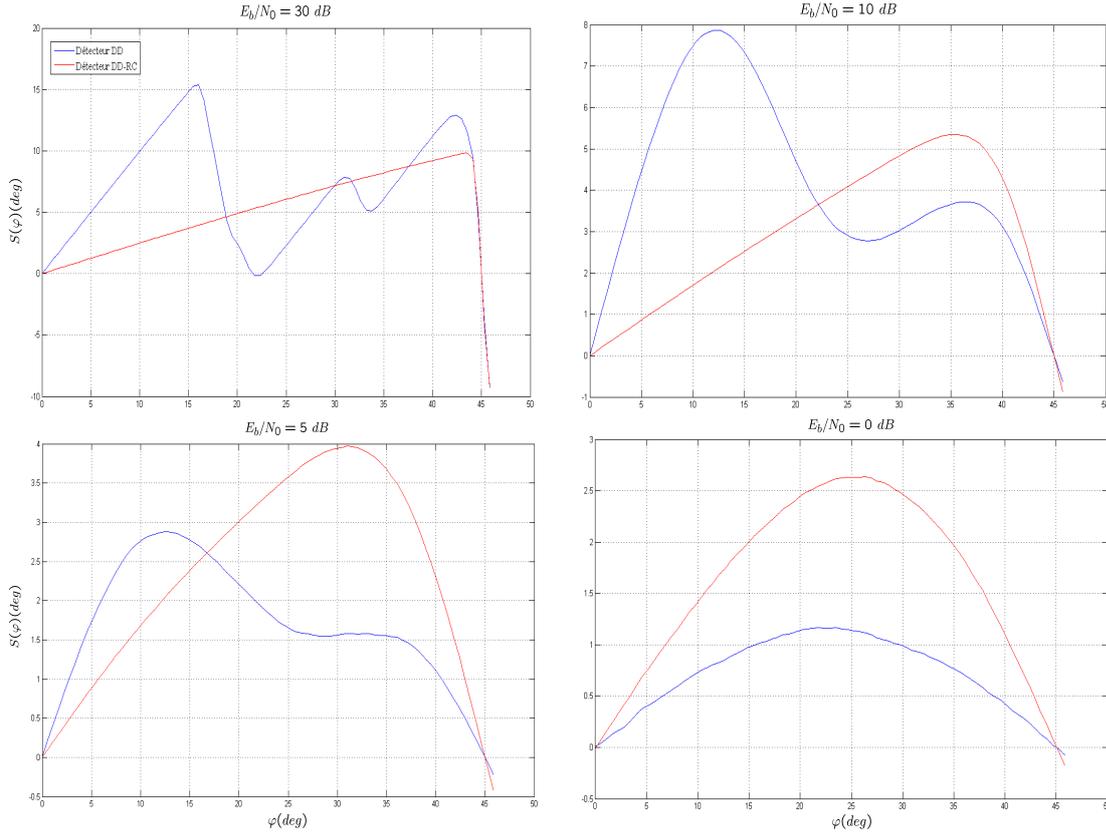


FIGURE 3.8 – Courbes en S des détecteurs DD et DD-RC pour une constellation 16-QAM, $P_{th} = 17$

de phase $\varphi_k = \theta_k - \hat{\theta}_k$ à $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$, pour une boucle du second ordre utilisant les deux détecteurs de phase DD et DD-RC. Les paramètres de simulation ont été fixés arbitrairement : un facteur d'amortissement $\xi = 1/\sqrt{2}$ (valeur correspondant au meilleur compromis précision dynamique-temps de réponse), une bande passante équivalente de bruit relative à la fréquence symbole $B_L T_s = 10^{-3}$, une erreur de fréquence relative à la fréquence symbole $\Delta f T_s = 15 \cdot 10^{-5}$ et un seuil du détecteur DD-RC $P_{th} = 17$. On note que les tracés correspondent à la réponse temporelle typique à une entrée rampe de pente Δf , d'un système asservi linéaire du second ordre en régime sous amorti.

La Fig. 3.10 révèle deux inconvénients majeurs de cette approche. Le premier réside dans le fait que la sortie du détecteur DD-RC atteint sa moyenne au bout d'un grand nombre d'échantillons reçus à cause de la faible probabilité d'occurrence des quatre symboles des coins de la constellation 16-QAM qui est d'autant plus faible que l'ordre de la constel-

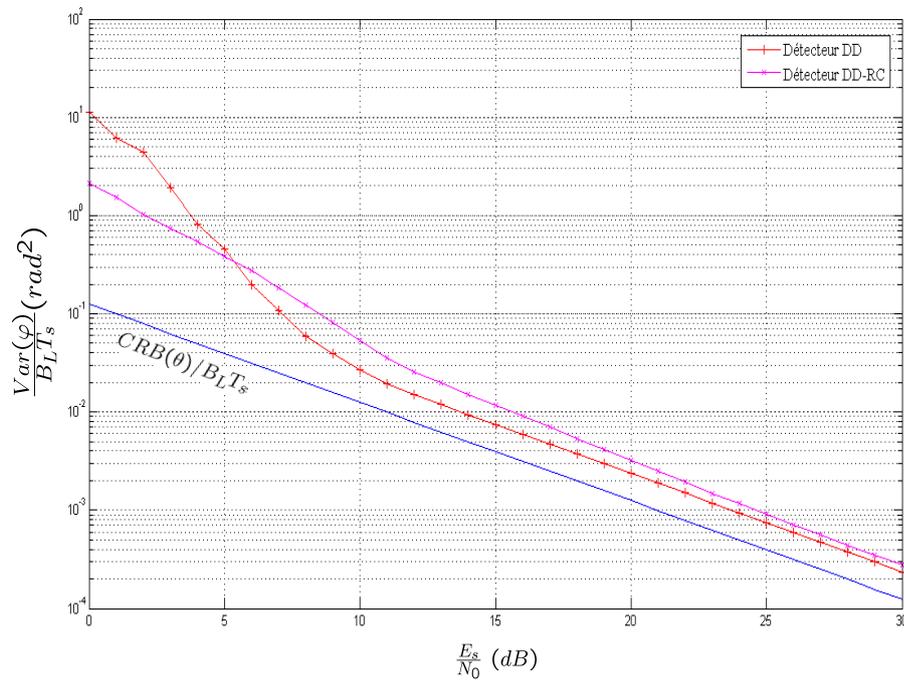


FIGURE 3.9 – Variance de l’erreur d’estimation de phase pour une constellation 16-QAM, $P_{th} = 17$

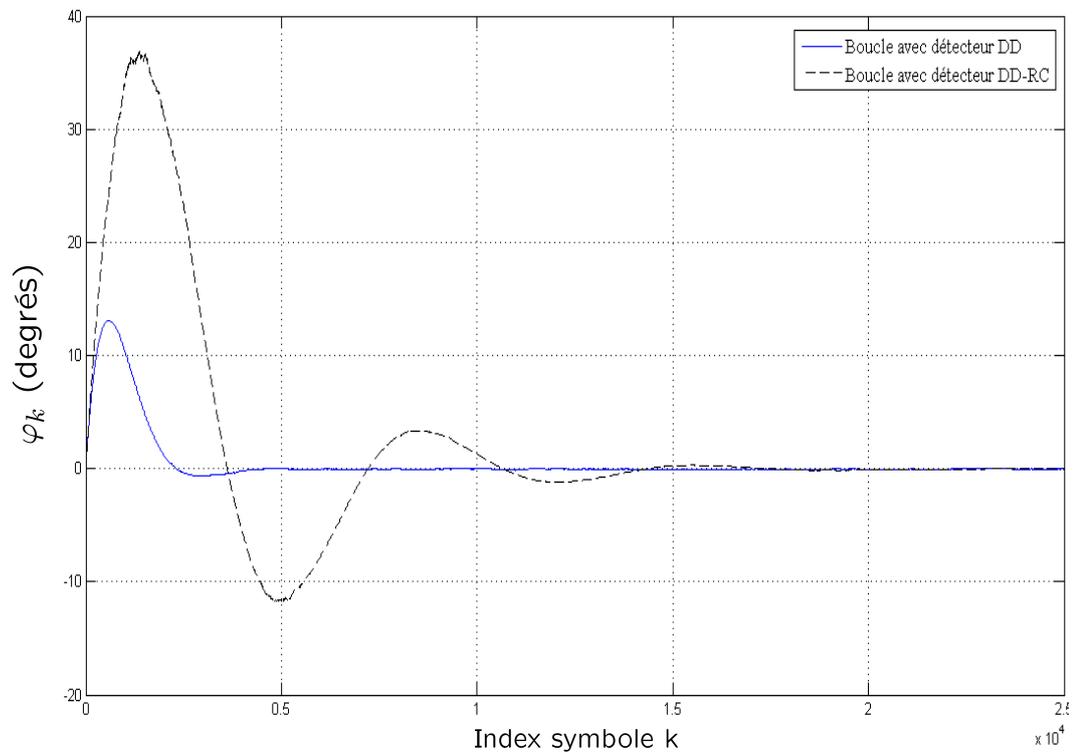


FIGURE 3.10 – Trajectoire de l’erreur d’estimation de phase pour une constellation 16-QAM

lacion est important. Ceci engendre un temps d'accrochage de phase important comme le montre bien la figure. Le premier maximum atteint par l'erreur d'estimation de phase nommé dépassement (overshoot) D , constitue le deuxième inconvénient. En effet, si le dépassement se situe en dehors de la limite de la zone autour du point d'équilibre stable dans laquelle la pente de la courbe en S est positive (cette zone correspond à la réponse linéaire en l'absence de bruit), la boucle manifestera un phénomène de saut de cycles avant de s'accrocher. Il en résulte ainsi un temps d'accrochage très important en plus d'une ambiguïté de phase.

Le dépassement est plus important pour la boucle utilisant le détecteur DD-RC à cause de son faible gain. Une étude détaillée du dépassement de la boucle en régime sous amorti ($\xi < 1 \Leftrightarrow \alpha + \beta < 2\sqrt{\beta}$) a été menée dans [129], nous utilisons ses résultats (donnés dans l'annexe B) ici pour tracer (Fig. 3.11) le dépassement en fonction du gain du détecteur K_e en gardant les paramètres de simulation de la Fig. 3.10. Les gains des détecteurs DD et DD-RC sont égaux à 1 et 0,25 respectivement (Fig. 3.8), on vérifie donc la concordance entre les valeurs des dépassements (environ 13° et 36° respectivement) sur les figures Fig. 3.11 et Fig. 3.10.

De ce qui précède, on retiendra surtout qu'à fort et à moyen rapport signal sur bruit,

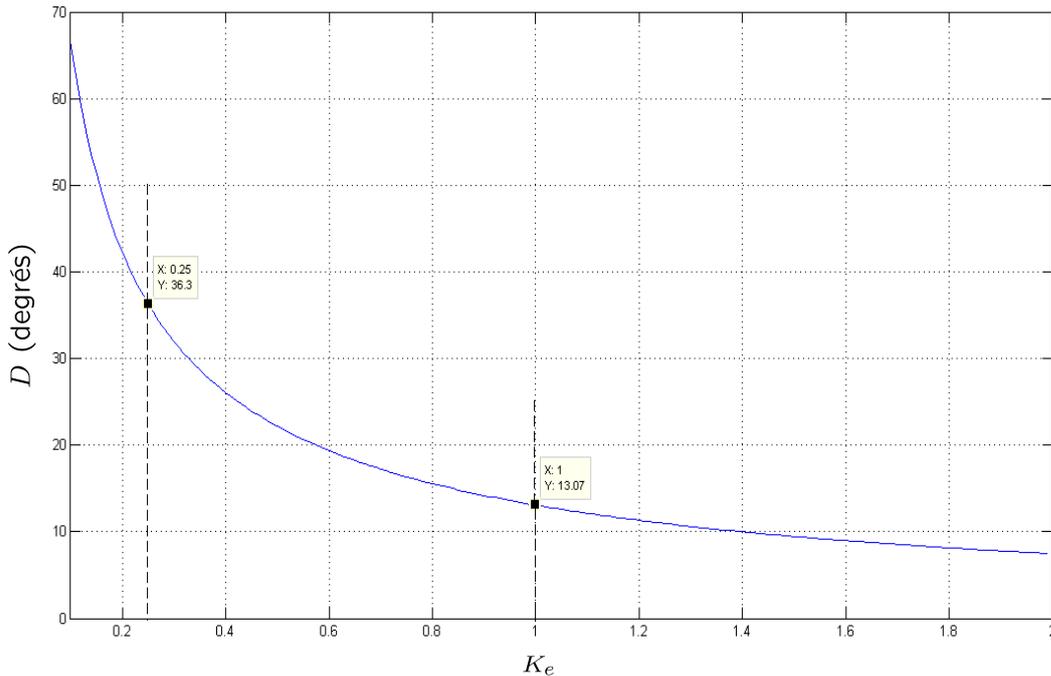
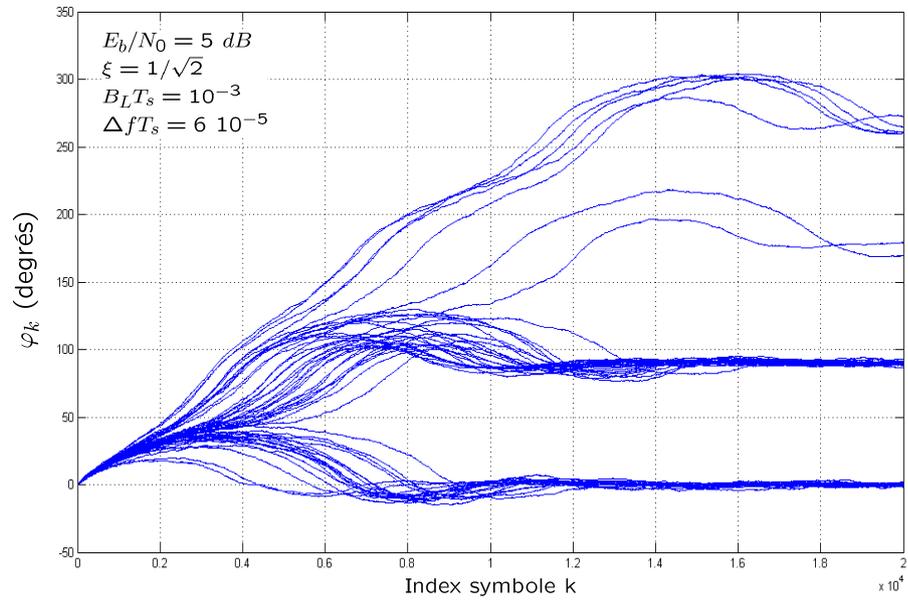


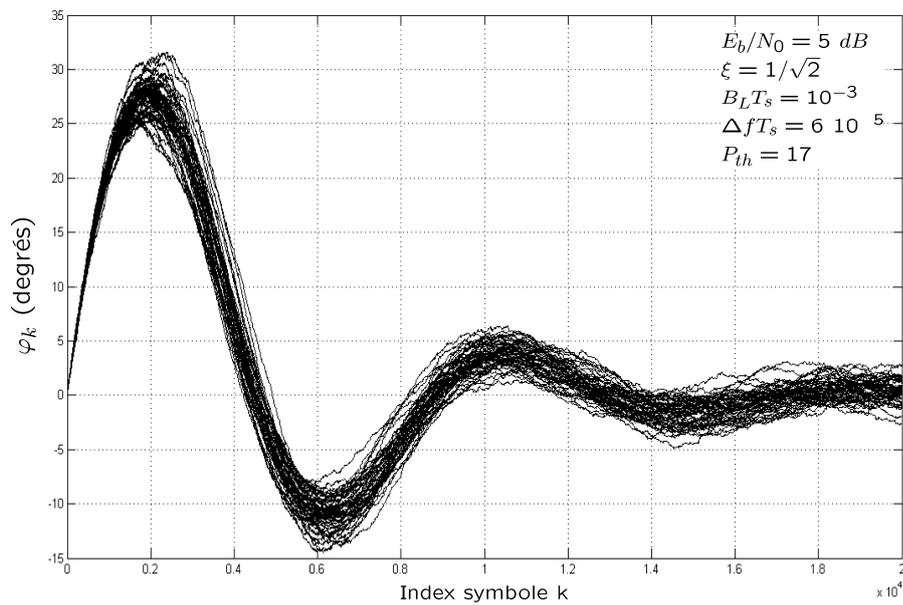
FIGURE 3.11 – Dépassement de la réponse de la boucle en fonction du gain du détecteur

le détecteur DD-RC ne confère pas à la boucle une meilleure performance du point de vue de l'accrochage de phase en présence d'une erreur de fréquence bien que sa réponse linéaire soit plus large. Toutefois, à faible $\frac{E_b}{N_0}$, le gain du détecteur DD-RC augmente, le problème du dépassement ne se pose donc plus et la boucle montre une grande robustesse aux erreurs de fréquence qui permet d'éviter le phénomène de saut de cycles et réduire ainsi le temps d'accrochage comme le montre la Fig. 3.12 où l'on a représenté le tracé de 50 réalisations de la trajectoire de l'erreur d'estimation de phase.

Dans [130], une autre approche a été proposée pour étendre la réponse linéaire du détec-



Détecteur DD



Détecteur DD-RC

FIGURE 3.12 – Trajectoires de l'erreur d'estimation de phase pour une constellation 16-QAM

teur DD $e_3(k)$ (3.8). L'idée de base consiste à observer que dans une constellation QAM, les régions de décision classiques prennent en compte uniquement l'effet du bruit additif, il faut donc les modifier en les adaptant aux effets des rotations produites par une erreur de phase. Un schéma de décision basé sur un compromis entre la sensibilité de la constellation au erreurs de phase et au bruit blanc additif Gaussien a donc été proposé dans [130], il est représenté dans la Fig. 3.13 où σ sur la figure représente l'écart type du bruit additif. Nous avons vu dans le paragraphe (3.3) que pour les détecteurs de phase de courbe en S

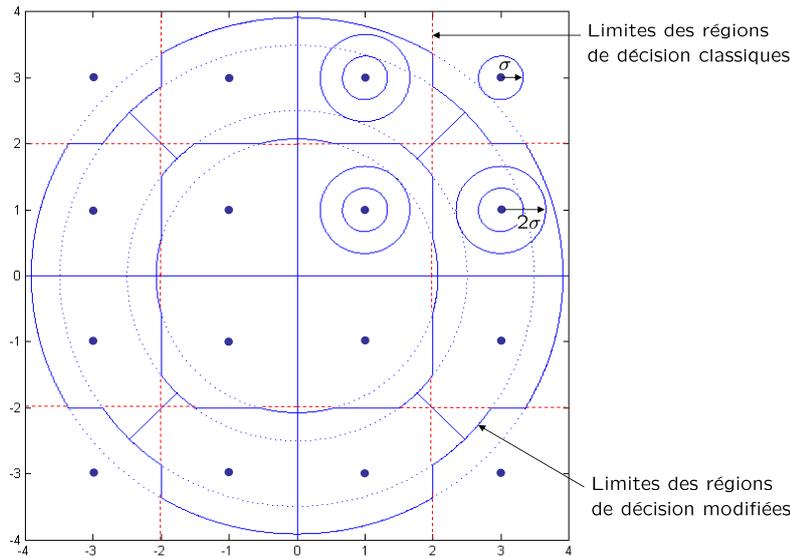


FIGURE 3.13 – Illustration des régions du schéma de décision modifié pour une constellation 16-QAM

à réponse linéaire, la taille de la réponse linéaire est limitée par la première discontinuité qui se produit à $\varphi = \varphi_1$ (Fig. 3.2) et qui est dû au changement de région de décision du symbole (3,3) (si on raisonne sur le premier quadrant) lorsqu'il passe par effet de rotation de sa région de décision à celle du symbole (1,3) (ou (3,1) dans le sens inverse). Pour parvenir à éliminer cette discontinuité, la région de décision du symbole (3,3) est étendue à toute la région circulaire se trouvant en dehors du cercle de rayon $\sqrt{18} - \sigma$ ($\sqrt{18}$ est le module du symbole (3,3)). Notons qu'en présence de bruit blanc additif Gaussien, 68% des symboles sont concentrés autour des points de la constellation dans des cercles de rayon σ , d'où la limite $\sqrt{18} - \sigma$. Quand cela est possible, les régions de décision de certains points de la constellation sont étendues pour contenir les symboles se trouvant à l'intérieur des cercles de rayon 2σ comme le montre la Fig. 3.13.

Dans la Fig. 3.14, il est illustré la comparaison entre les courbes en S du détecteur DD $e_3(k)$ qui utilise les régions de décision classiques et celui qui utilise les régions modifiées. On constate une légère augmentation de la taille de la réponse linéaire à fort rapport signal à bruit (environ 3° à $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$), ceci est dû au fait que le schéma de décision modifié ne supprime pas la seconde discontinuité de la courbe en S à $\varphi = \varphi_2$ (Fig. 3.2). En effet, cette discontinuité est produite par le changement de région de décision d'un quadrant à l'autre de la constellation des symboles ((1,3) et (3,1) dans le sens inverse) qui existe toujours dans le schéma de décision modifié. Cependant, à faible $\frac{E_b}{N_0}$ on observe une

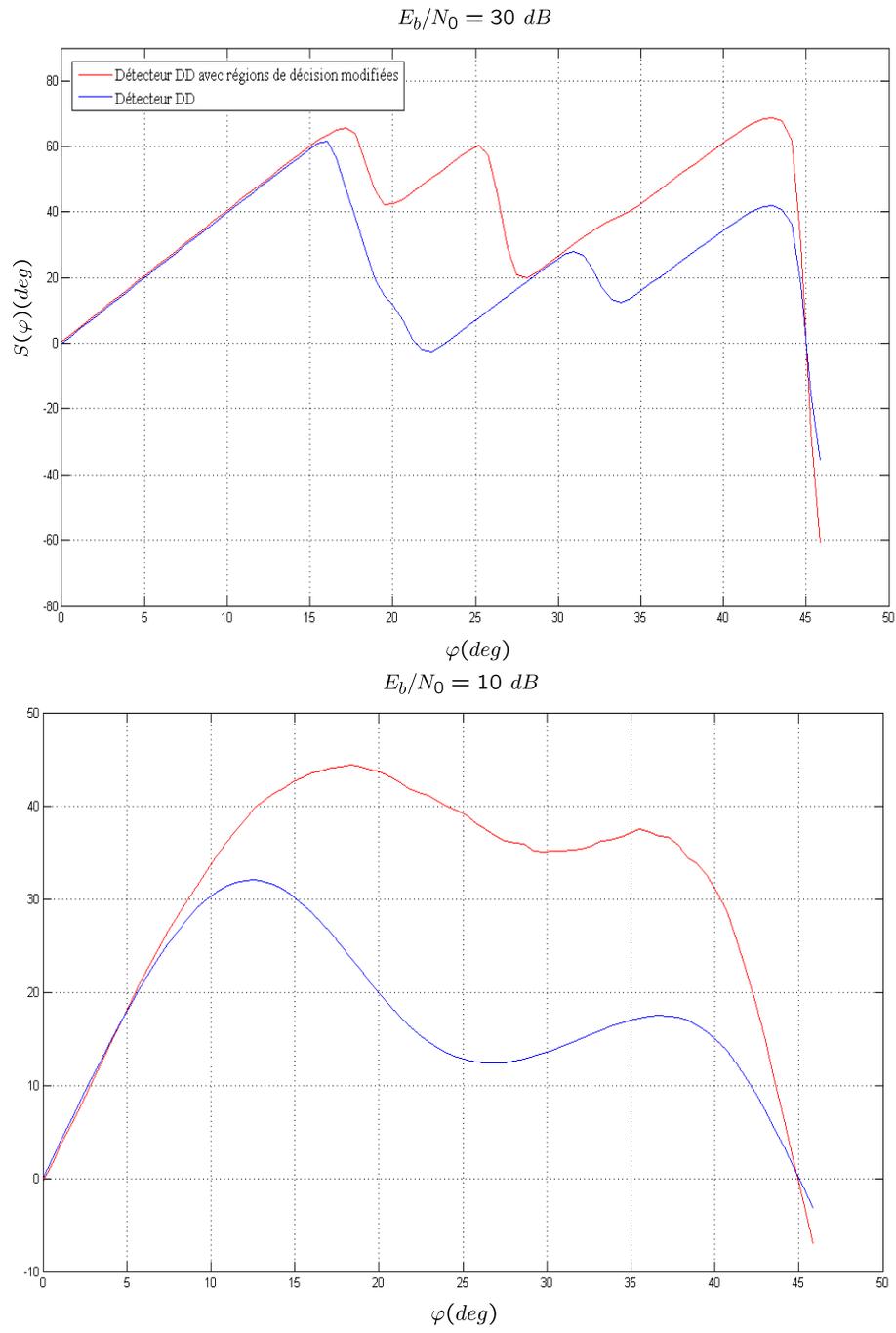


FIGURE 3.14 – Courbes en S des détecteurs DD et DD à schéma de décision modifié pour une constellation 16-QAM

réponse linéaire plus large du détecteur à schéma de décision modifié ce qui procure à la boucle de synchronisation une meilleure performance en mode d'accrochage.

Nous ne détaillerons pas les performances de cette approche car elle suscite peu d'intérêt. En effet, il est nécessaire d'utiliser au préalable, un dispositif d'estimation de la puissance du bruit additif (c'est ce qu'on cherche à éviter en général dans des réalisations pratiques), nécessaire pour établir les règles de décision symbole modifiée, en plus l'approche n'apporte pas une amélioration importante de la réponse linéaire du détecteur.

3.7.1 Le détecteur de phase piloté par décision modifiée MDD

On a vu dans la section 3.6 que le détecteur $e_3(k)$ offrait le meilleur compromis entre les différents critères de performance étudiés. On se propose dans ce paragraphe d'élaborer une procédure qui permettrait d'étendre sa réponse linéaire en se basant sur l'élimination des discontinuités de la courbe en S. Pour se faire, nous commencerons tout d'abord par l'analyse de l'origine de leur apparition.

3.7.1.1 Discontinuités de la courbe en S et décisions modifiées

Pour une constellation 16-QAM, en l'absence de bruit et en présence d'une phase tournante due à une erreur de fréquence, les points de la constellation décrivent 3 cercles Fig. 3.15.

En traçant la courbe en S du détecteur $e_3(k)$ (en l'absence de bruit) pour les symboles

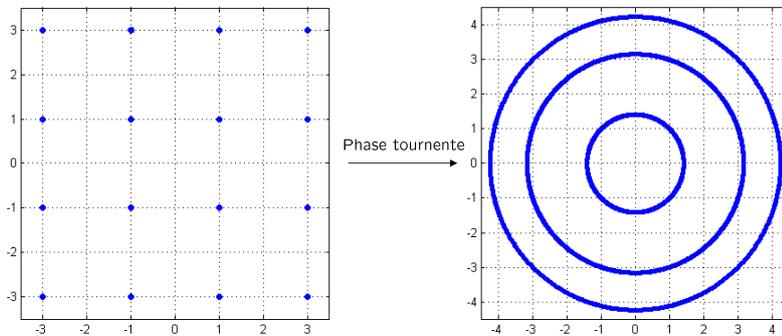


FIGURE 3.15 – Effet d'une phase tournante sur une constellation 16-QAM

de chaque cercle séparément, on peut en tirer plusieurs constatations :

- Pour les 4 symboles du cercle intérieur, la réponse linéaire de la courbe en S du détecteur DD (Fig. 3.16 (d)) est de taille maximale (45°), aucune discontinuité n'apparaît puisque les symboles ne change pas de région de décision avant une rotation de 45° .
- Pour les 4 symboles du cercle extérieur, la courbe en S du détecteur DD (Fig. 3.16 (b)) révèle une discontinuité à $16^\circ 53'$. En effet, comme le montre la Fig. 3.2(a), à $\varphi = \varphi_1$ la décision \hat{w} passe de $(3+3j)$ à $(1+j)$, ce qui engendre une variation de la partie réelle de la décision de -2 visible sur la courbe en S de la Fig. 3.16 (b).
- Pour les 8 symboles du cercle du milieu (Fig. 3.16 (c)), une discontinuité de la courbe en S du détecteur DD apparaît à $18^\circ 26'$, elle est due au passage de la décision de $(1+3j)$ à $(-1+3j)$ (Fig. 3.2) qui se traduit par une variation de -1,16 sur la courbe en S de la Fig.

3.16 (c). Deux autres discontinuités surviennent respectivement à $20^{\circ}48'$ et $32^{\circ}25'$, à cause des changements de décision $(3+j) \rightarrow (3+3j)$ puis $(3+j) \rightarrow (1+3j)$, l'effet sur la courbe en S est une variation de -1.

Remarque : du fait de la symétrie de la constellation QAM, nous avons raisonné uni-

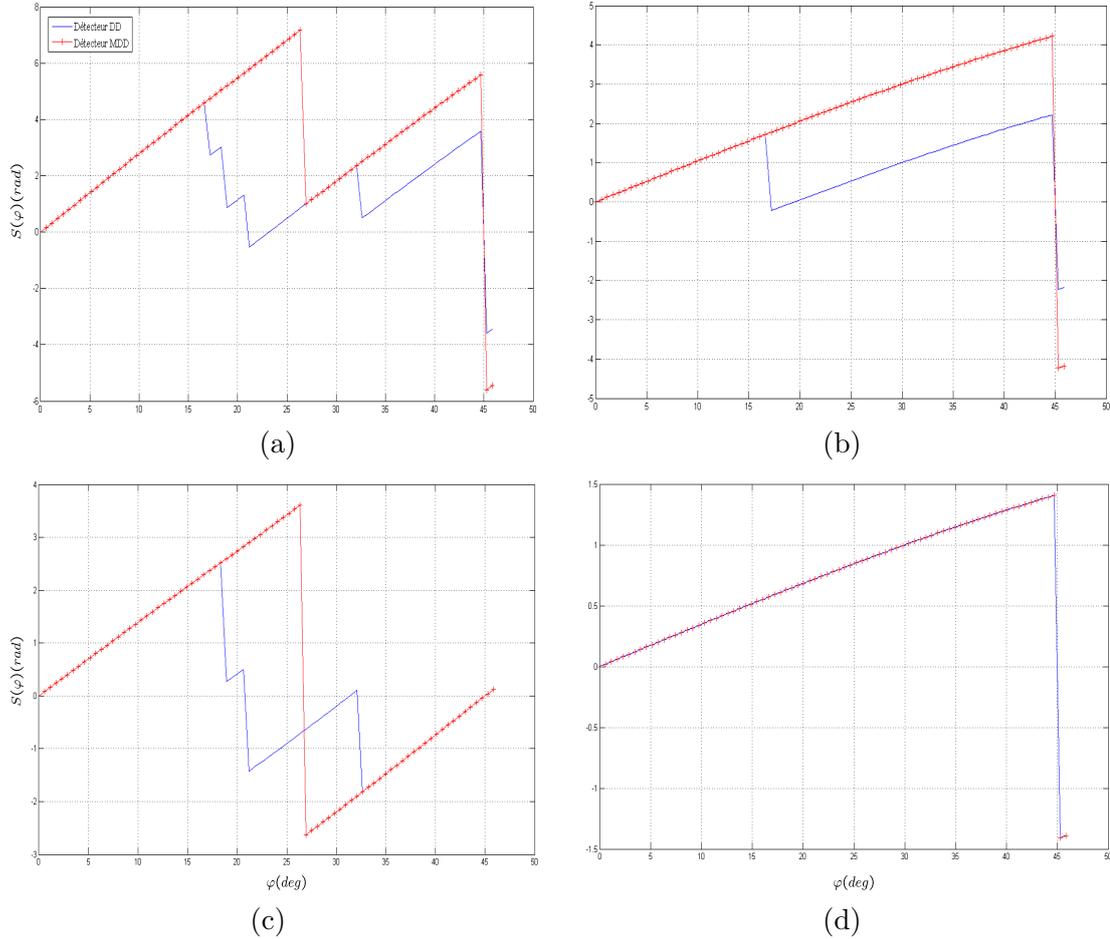


FIGURE 3.16 – Courbes en S des détecteurs DD et MDD en l'absence de bruit pour une constellation 16-QAM, $\alpha = 0, 7$, $\zeta = 2$, $\alpha_2 = \alpha_3 = 0, 23$ (a) pour tous les symboles de la constellation (b) pour les symboles du cercle extérieur (c) pour les symboles du cercle du milieu (d) pour les symboles du cercle intérieur.

quement sur le premier quadrant.

Le changement des décisions symboles est à l'origine des discontinuités de la courbe en S et donc, du problème de limitation de la réponse linéaire du détecteur, pour y remédier, on propose de modifier les décisions de façon à compenser les variations aux discontinuités et recoller les morceaux linéaires. Pour se faire, on procède comme suit (le détecteur qui utilise les décisions modifiées sera appelé MDD (pour Modified Decision-Directed)) :

- En premier lieu, la discontinuité de la courbe en S des symboles du cercle extérieur est supprimée en basculant sur une décision 4-QAM $(2+2j)$ (Fig. 3.17) au lieu de la décision classique $(1+3j)$ lorsque $\varphi \geq \varphi_1$. De cette façon, une variation à la fois de la partie réelle

et imaginaire de la décision de +1 chacune, compensera celle de la courbe en S (-2) à φ_1 (courbe MDD Fig. 3.16 (b)). Pour contenir la dispersion des symboles par l'effet du bruit additif, la décision 4-QAM s'étend sur une région rectangulaire de surface variable, dont les limites sont fixés par deux paramètres entiers α et ζ (comme illustré sur le Fig. 3.17) qui prennent leur valeur dans l'intervalle $[0, 2]$.

- Puis, pour les symboles du cercle du milieu, la discontinuité de la courbe en S à $\varphi = \varphi_2$ est due au changement de décision $(1+3j) \rightarrow (-1+3j)$. Une même décision QPSK ($j\sqrt{10}$) prise lorsque le symbole se trouve dans les régions de décision des symboles $(1+3j)$ et $(-1+3j)$ (Fig. 3.17) permet d'éviter le basculement de décision et de supprimer donc la discontinuité (courbe MDD Fig. 3.16 (c)). Il est clair que la taille de la région de décision QPSK est aussi variable puisqu'elle dépend des paramètres α et ζ (Fig. 3.17). Les discontinuités à $20^\circ 48'$ et $32^\circ 25'$ sont également supprimées car, d'un côté, toutes les décisions 16-QAM sur le cercle du milieu sont remplacées par les décisions QPSK, en plus, on introduit deux paramètres α_2 et α_3 (Fig. 3.17) qui permettent de repousser les limites de la région de décision QPSK vers celle du symbole $(3+3j)$ pour éviter un éventuel changement de décision $\text{QPSK} \rightarrow (3+3j)$. Il existe tout de même une discontinuité sur la courbe en S du détecteur MDD (à environ 26° pour $\alpha_2 = \alpha_3 = 0,23$) qui est inévitable à cause du changement de décision QPSK : $\sqrt{10} \rightarrow j\sqrt{10}$. Notons que les valeurs optimales des paramètres α , ζ , α_2 et α_3 sont déterminées de façon à avoir la plus large réponse linéaire en l'absence et en présence de bruit.

Le schéma de décision modifiée de la Fig. 3.17 est résumé ci-dessous où $\hat{w}^M = \hat{w}_I^M + j\hat{w}_Q^M$ désigne la décision modifiée :

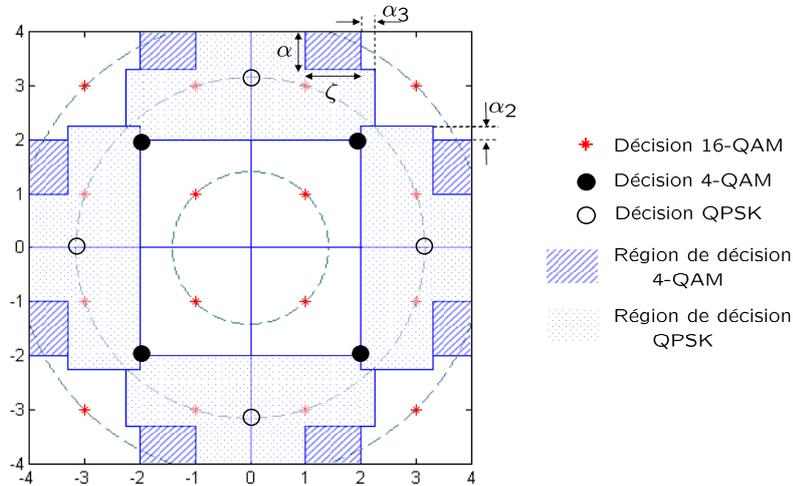


FIGURE 3.17 – Les régions de décision modifiées de la constellation 16-QAM

$$\hat{w}_I^M = \begin{cases} \text{sgn}(w_I) & \text{pour } (|w_I| < 2) \text{ et } (|w_Q| < 2) \\ 2 \text{sgn}(w_I) & \text{pour } (|w_I| \geq 4 - \alpha) \text{ et } (2 - \zeta \leq |w_Q| < 2) \\ & \text{ou } (2 - \zeta \leq |w_I| < 2) \text{ et } (|w_Q| \geq 4 - \alpha) \\ 3 \text{sgn}(w_I) & \text{pour } (|w_I| \geq 4 - \alpha) \text{ et } (2 \leq |w_Q| < 2 + \alpha_2) \\ & \text{ou } (|w_I| \geq 2 + \alpha_3) \text{ et } (2 + \alpha_2 \leq |w_Q| < 4 - \alpha) \\ & \text{ou } (|w_I| \geq 2) \text{ et } (|w_Q| \geq 4 - \alpha) \\ \sqrt{10} \text{sgn}(w_I) & \text{pour } (|w_I| \geq 4 - \alpha) \text{ et } (|w_Q| \leq 2 - \zeta) \\ & \text{ou } (2 \leq |w_I| < 4 - \alpha) \text{ et } (|w_Q| \leq 2 + \alpha_2) \\ 0 & \text{pour } (|w_I| \leq 2 + \alpha_3) \text{ et } (2 + \alpha_2 \leq |w_Q| < 4 - \alpha) \\ & \text{ou } (|w_I| \leq 2 - \zeta) \text{ et } (|w_Q| \geq 4 - \alpha) \\ & \text{ou } (|w_I| \leq 2) \text{ et } (2 \leq |w_Q| < 2 + \alpha_2) \end{cases} \quad (3.53)$$

$$\hat{w}_Q^M = \begin{cases} \text{sgn}(w_Q) & \text{pour } (|w_Q| < 2) \text{ et } (|w_I| < 2) \\ 2 \text{sgn}(w_Q) & \text{pour } (|w_Q| \geq 4 - \alpha) \text{ et } (2 - \zeta \leq |w_I| < 2) \\ & \text{ou } (2 - \zeta \leq |w_Q| < 2) \text{ et } (|w_I| \geq 4 - \alpha) \\ 3 \text{sgn}(w_Q) & \text{pour } (|w_Q| \geq 4 - \alpha) \text{ et } (2 \leq |w_I| < 2 + \alpha_3) \\ & \text{ou } (|w_Q| \geq 2 + \alpha_2) \text{ et } (2 + \alpha_3 \leq |w_I| < 4 - \alpha) \\ & \text{ou } (|w_Q| \geq 2) \text{ et } (|w_I| \geq 4 - \alpha) \\ \sqrt{10} \text{sgn}(w_Q) & \text{pour } (2 + \alpha_2 \leq |w_Q| < 4 - \alpha) \text{ et } (|w_I| \leq 2 + \alpha_3) \\ & \text{ou } (|w_Q| \geq 4 - \alpha) \text{ et } (|w_I| \leq 2 - \zeta) \\ & \text{ou } (2 \leq |w_Q| < 2 + \alpha_2) \text{ et } (|w_I| \leq 2) \\ 0 & \text{pour } (|w_Q| \leq 2 - \zeta) \text{ et } (|w_I| \geq 4 - \alpha) \\ & \text{ou } (|w_Q| \leq 2 + \alpha_2) \text{ et } (2 \leq |w_I| < 4 - \alpha) \end{cases} \quad (3.54)$$

On trouve par simulation que les valeurs des paramètres des régions de décision modifiées qui nous permettent d'avoir la plus large réponse linéaire sont : $\alpha = 0,7$, $\zeta = 2$, $\alpha_2 = \alpha_3 = 0,23$. Sa taille est de 26° , soit 10° de gain par rapport au détecteur DD (Fig. 3.16 (a)).

Dans la suite, on cherche à évaluer et valider par simulation les expressions de la courbe en S et de la variance du détecteur MDD. Ces expressions nous permettront plus tard d'évaluer les performances de la boucle de synchronisation munie du détecteur MDD.

3.7.1.2 Courbe en S du détecteur MDD

En adoptant le schéma de décision modifiée décrit ci-dessus, l'expression de la courbe en S du détecteur MDD est la même que celle du détecteur DD $e3(k)$, uniquement les termes qui dépendent de la décision ($E_{v_k^c}[\hat{w}_I|d_k]$ et $E_{v_k^s}[\hat{w}_Q|d_k]$) changent :

$$S(\varphi) = \frac{1}{16} \sum_{a_k, b_k} \left\{ [1 - 2Q_0^{-A_k}] \cdot [B_k(\varphi) - E_{v_k^s}[\hat{w}_Q^M|d_k]] \right. \\ \left. - [1 - 2Q_0^{-B_k}] \cdot [A_k(\varphi) - E_{v_k^c}[\hat{w}_I^M|d_k]] \right\}, \\ a_k, b_k = \pm 1, \pm 3 \\ l = 0, \pm 2 \quad (3.55)$$

Le terme $E_{v_k^c}[\hat{w}_I^M|d_k]$ est calculé comme suit :

$$E_{v_k^c}[\hat{w}_I^M|d_k] = \sum_i iPr[\hat{w}_I^M = i|d_k] \quad i \in \{0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm\sqrt{10}\} \quad (3.56)$$

On trouve après simplification :

$$\begin{aligned} E_{v_k^c}[\hat{w}_I^M|d_k] = & \left((2 - \sqrt{10})(Q_{2-\zeta}^{B_k} - Q_{-2+\zeta}^{B_k}) + (3 - \sqrt{10})(Q_{-2-\alpha_2}^{B_k} - Q_{2+\alpha_2}^{B_k}) + Q_2^{B_k} - Q_{-2}^{B_k} \right) \\ & \cdot \left(Q_{-4+\alpha}^{A_k} + Q_{4-\alpha}^{A_k} \right) + \left(Q_2^{B_k} - Q_{-2}^{B_k} + 1 + Q_{4-\alpha}^{B_k} - Q_{-4+\alpha}^{B_k} + \sqrt{10}(Q_{-2-\alpha_2}^{B_k} - Q_{2+\alpha_2}^{B_k}) \right) \\ & \cdot \left(Q_{-2}^{A_k} + Q_2^{A_k} \right) + 2 \left(1 + Q_{4-\alpha}^{B_k} - Q_{-4+\alpha}^{B_k} \right) \left(Q_{-2+\zeta}^{A_k} + Q_{2-\zeta}^{A_k} \right) + 2(Q_{-2}^{B_k} - Q_2^{B_k})Q_0^{A_k} \\ & + 3 \left(Q_{-4+\alpha}^{B_k} - Q_{4-\alpha}^{B_k} + Q_{2+\alpha_2}^{B_k} - Q_{-2-\alpha_2}^{B_k} \right) \left(Q_{-2-\alpha_3}^{A_k} + Q_{2+\alpha_3}^{A_k} \right) - Q_2^{B_k} + Q_{-2}^{B_k} - 3 \\ & - (2 - \sqrt{10})(Q_{2-\zeta}^{B_k} - Q_{-2+\zeta}^{B_k}) \end{aligned} \quad (3.57)$$

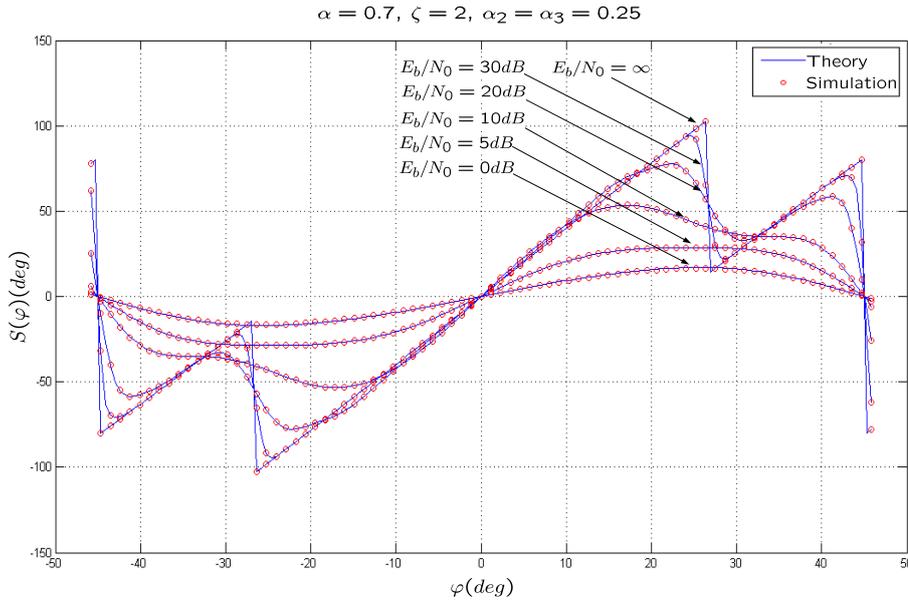


FIGURE 3.18 – Tracés des courbes en S du détecteur MDD

$$\begin{aligned} E_{v_k^s}[\hat{w}_Q^M|d_k] = & \left((2 - \sqrt{10})(Q_{2-\zeta}^{A_k} - Q_{-2+\zeta}^{A_k}) + (3 - \sqrt{10})(Q_{-2-\alpha_2}^{A_k} - Q_{2+\alpha_2}^{A_k}) + Q_2^{A_k} - Q_{-2}^{A_k} \right) \\ & \cdot \left(Q_{-4+\alpha}^{B_k} + Q_{4-\alpha}^{B_k} \right) + \left((1 - \sqrt{10})(Q_2^{A_k} - Q_{-2}^{A_k}) + 1 + Q_{4-\alpha}^{A_k} - Q_{-4+\alpha}^{A_k} \right) \left(Q_{-2}^{B_k} + Q_2^{B_k} \right) \\ & + 2 \left(1 + Q_{4-\alpha}^{A_k} - Q_{-4+\alpha}^{A_k} \right) \left(Q_{-2+\zeta}^{B_k} + Q_{2-\zeta}^{B_k} \right) + 2(Q_{-2}^{A_k} - Q_2^{A_k})Q_0^{B_k} - Q_2^{A_k} + Q_{-2}^{A_k} - 3 \\ & + \left(3(Q_{-4+\alpha}^{A_k} - Q_{4-\alpha}^{A_k}) + (3 - \sqrt{10})(Q_{2+\alpha_3}^{A_k} - Q_{-2-\alpha_3}^{A_k}) + \sqrt{10}(Q_2^{A_k} - Q_{-2}^{A_k}) \right) \\ & \cdot \left(Q_{-2-\alpha_2}^{B_k} + Q_{2+\alpha_2}^{B_k} \right) - (2 - \sqrt{10})(Q_{2-\zeta}^{A_k} - Q_{-2+\zeta}^{A_k}) \end{aligned} \quad (3.58)$$

La courbe en S du détecteur MDD donnée par l'expression (3.55) est tracée sur la Fig. 3.18 et comparée aux résultats de simulation pour différentes valeurs du rapport signal à bruit. On vérifie bien l'exactitude des résultats théoriques.

3.7.1.3 Variance du détecteur MDD

Nous avons vu dans le paragraphe 3.6 que l'expression de la variance (3.32) requiert l'évaluation du terme $E_{v_k}[e^2(k)|d_k]$ (3.59). Dans le cas du détecteur MDD, il s'écrit sous la forme :

$$\begin{aligned}
E_{v_k}[e(k)^2|d_k] &= E_{v_k^c}[w_I^2|d_k] + E_{v_k^c}[(\hat{w}_I^M)^2|d_k] - 2E_{v_k^c}[w_I\hat{w}_I^M|d_k] \\
&+ E_{v_k^s}[w_Q^2|d_k] + E_{v_k^s}[(\hat{w}_Q^M)^2|d_k] - 2E_{v_k^s}[w_Q\hat{w}_Q^M|d_k] \\
&- 2E_{v_k^s}[\text{sgn}(w_Q)w_Q|d_k]E_{v_k^c}[\text{sgn}(w_I)w_I|d_k] \\
&- 2E_{v_k}[\text{sgn}(w_Q)\text{sgn}(w_I)\hat{w}_I^M\hat{w}_Q^M|d_k] \\
&+ 2E_{v_k}[\text{sgn}(w_Q)\text{sgn}(w_I)\hat{w}_I^Mw_Q|d_k] \\
&+ 2E_{v_k}[\text{sgn}(w_Q)\text{sgn}(w_I)\hat{w}_Q^Mw_I|d_k]
\end{aligned} \tag{3.59}$$

Les expressions des espérances qui ne font pas intervenir de décision ont été établies dans le paragraphe 3.6 (équations 3.34 et 3.42). L'évaluation des expressions restantes étant longue et fastidieuse, on se contentera ici, de donner les résultats uniquement pour les espérances sur v_k^c (la démarche de calcul est expliquée dans l'annexe C) :

1)

$$E_{v_k^c}[w_I\hat{w}_I|d_k] = A_k(\varphi)E_{v_k^c}[\hat{w}_I^M|d_k] + E_{v_k^c}[v_k^c\hat{w}_I^M|d_k]$$

$E_{v_k^c}[\hat{w}_I^M|d_k]$ est donné par l'expression (3.57) et

$$\begin{aligned}
E_{v_k^c}[v_k^c\hat{w}_I^M|d_k] &= \left((2 - \sqrt{10})(Q_{2-\zeta}^{B_k} - Q_{-2+\zeta}^{B_k}) + (3 - \sqrt{10})(Q_{-2-\alpha_2}^{B_k} - Q_{2+\alpha_2}^{B_k}) + Q_2^{B_k} \right. \\
&- Q_{-2}^{B_k} \left. \right) \left(e_{-4+\alpha}^{A_k} + e_{4-\alpha}^{A_k} \right) + \left(Q_2^{B_k} - Q_{-2}^{B_k} + 1 + Q_{4-\alpha}^{B_k} - Q_{-4+\alpha}^{B_k} + \sqrt{10}(Q_{-2-\alpha_2}^{B_k} - Q_{2+\alpha_2}^{B_k}) \right) \\
&\cdot \left(e_{-2}^{A_k} + e_2^{A_k} \right) + 2(Q_{-2}^{B_k} - Q_2^{B_k})e_0^{A_k} + 2\left(1 + Q_{4-\alpha}^{B_k} - Q_{-4+\alpha}^{B_k}\right) \left(e_{-2+\zeta}^{A_k} + e_{2-\zeta}^{A_k} \right) \\
&+ 3\left(Q_{-4+\alpha}^{B_k} - Q_{4-\alpha}^{B_k} + Q_{2+\alpha_2}^{B_k} - Q_{-2-\alpha_2}^{B_k}\right) \left(e_{-2-\alpha_3}^{A_k} + e_{2+\alpha_3}^{A_k} \right)
\end{aligned} \tag{3.60}$$

2)

$$\begin{aligned}
E_{v_k^c}[(\hat{w}_I^M)^2|d_k] &= \left(-6(Q_{2-\zeta}^{B_k} - Q_{-2+\zeta}^{B_k}) + 5(Q_2^{B_k} - Q_{-2}^{B_k}) - Q_{-2-\alpha_2}^{B_k} + Q_{2+\alpha_2}^{B_k} \right) \\
&\cdot \left(Q_{4-\alpha}^{A_k} - Q_{-4+\alpha}^{A_k} \right) + \left(Q_2^{B_k} - Q_{-2}^{B_k} + 5(1 + Q_{4-\alpha}^{B_k} - Q_{-4+\alpha}^{B_k}) + 10(Q_{-2-\alpha_2}^{B_k} - Q_{2+\alpha_2}^{B_k}) \right) \\
&\cdot \left(Q_2^{A_k} - Q_{-2}^{A_k} \right) + 9\left(Q_{2+\alpha_2}^{B_k} - Q_{-2-\alpha_2}^{B_k} + Q_{-4+\alpha}^{B_k} - Q_{4-\alpha}^{B_k}\right) \left(Q_{2+\alpha_3}^{A_k} - Q_{-2-\alpha_3}^{A_k} \right) + 9 \\
&+ 4\left(1 + Q_{4-\alpha}^{B_k} - Q_{-4+\alpha}^{B_k}\right) \left(Q_{2-\zeta}^{A_k} - Q_{-2+\zeta}^{A_k} \right) + 6\left(Q_{-2+\zeta}^{B_k} - Q_{2-\zeta}^{B_k}\right) + 5\left(Q_2^{B_k} - Q_{-2}^{B_k}\right)
\end{aligned} \tag{3.61}$$

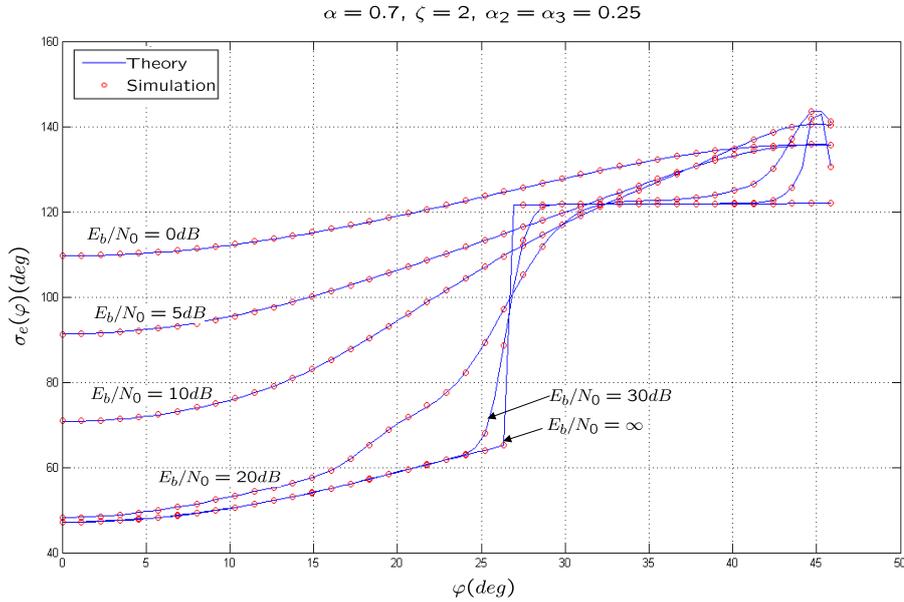
3)

$$\begin{aligned}
E_{v_k}[\text{sgn}(w_Q)\text{sgn}(w_I)\hat{w}_I^M\hat{w}_Q^M|d_k] &= \left(Q_{-2}^{B_k} - Q_2^{B_k} \right) \left(Q_{-2}^{A_k} - Q_2^{A_k} \right) + \left(1 + Q_{4-\alpha}^{A_k} - Q_{-4+\alpha}^{A_k} \right) \\
&\cdot \left(4(Q_{-2}^{B_k} - Q_{-2+\zeta}^{B_k} + Q_{2-\zeta}^{B_k} - Q_2^{B_k}) + 9(Q_{-2-\alpha_2}^{B_k} - Q_{-2}^{B_k} + Q_2^{B_k} - Q_{2+\alpha_2}^{B_k}) \right) + \left(1 + Q_{4-\alpha}^{B_k} \right. \\
&- Q_{-4+\alpha}^{B_k} \left. \right) \left(4(Q_{-2}^{A_k} - Q_{-2+\zeta}^{A_k} + Q_{2-\zeta}^{A_k} - Q_2^{A_k}) + 9(1 - Q_{-2}^{A_k} + Q_2^{A_k}) \right) + 9\left(Q_{-4+\alpha}^{B_k} - Q_{-2-\alpha_2}^{B_k} \right. \\
&\left. + Q_{2+\alpha_2}^{B_k} - Q_{4-\alpha}^{B_k} \right) \left(1 - Q_{-2-\alpha_2}^{A_k} + Q_{2+\alpha_2}^{A_k} \right)
\end{aligned} \tag{3.62}$$

4)

$$\begin{aligned}
 E_{v_k} [\operatorname{sgn}(w_Q) \operatorname{sgn}(w_I) \hat{w}_I^M w_Q | d_k] = & \left((\sqrt{10} - 1)(Q_2^{A_k} - Q_{-2}^{A_k}) + \sqrt{10} \right) 2e_0^{B_k} + \left(Q_2^{A_k} - Q_{-2}^{A_k} \right. \\
 & + Q_{4-\alpha}^{A_k} - Q_{-4+\alpha}^{A_k} + 1 \left. \right) \left(e_2^{B_k} + e_{-2}^{B_k} \right) + \left(2(Q_{2-\zeta}^{A_k} - Q_{-2+\zeta}^{A_k}) - 3(Q_{2+\alpha_3}^{A_k} - Q_{-2-\alpha_3}^{A_k}) + Q_2^{A_k} \right. \\
 & - Q_{-2}^{A_k} \left. \right) \left(e_{4-\alpha}^{B_k} + e_{-4+\alpha}^{B_k} \right) + (2 - \sqrt{10}) \left(Q_{4-\alpha}^{A_k} - Q_{-4+\alpha}^{A_k} + 1 \right) \left(e_{2-\zeta}^{B_k} + e_{-4+\zeta}^{B_k} \right) + \left(\sqrt{10}(Q_2^{A_k} \right. \\
 & - Q_{-2}^{A_k}) + (1 - \sqrt{10})(Q_{4-\alpha}^{A_k} - Q_{-4+\alpha}^{A_k}) + 3(Q_{2+\alpha_3}^{A_k} - Q_{-2-\alpha_3}^{A_k}) \left. \right) \left(e_{2+\alpha_2}^{B_k} + e_{-2-\alpha_2}^{B_k} \right) \\
 & + B_k(\varphi) \left(\left((\sqrt{10} - 1)(Q_2^{A_k} - Q_{-2}^{A_k}) + \sqrt{10} \right) 2Q_0^{B_k} + \left(Q_2^{A_k} - Q_{-2}^{A_k} + Q_{4-\alpha}^{A_k} - Q_{-4+\alpha}^{A_k} + 1 \right) \right. \\
 & \cdot \left(Q_2^{B_k} + Q_{-2}^{B_k} \right) + \left(2(Q_{2-\zeta}^{A_k} - Q_{-2+\zeta}^{A_k}) - 3(Q_{2+\alpha_3}^{A_k} - Q_{-2-\alpha_3}^{A_k}) + Q_2^{A_k} - Q_{-2}^{A_k} \right) \left(Q_{4-\alpha}^{B_k} \right. \\
 & + Q_{-4+\alpha}^{B_k} - 1 \left. \right) + (2 - \sqrt{10}) \left(Q_{4-\alpha}^{A_k} - Q_{-4+\alpha}^{A_k} + 1 \right) \left(Q_{2-\zeta}^{B_k} + Q_{-4+\zeta}^{B_k} \right) + \left(\sqrt{10}(Q_2^{A_k} - Q_{-2}^{A_k}) \right. \\
 & \left. + (1 - \sqrt{10})(Q_{4-\alpha}^{A_k} - Q_{-4+\alpha}^{A_k}) + 3(Q_{2+\alpha_3}^{A_k} - Q_{-2-\alpha_3}^{A_k}) \right) \left(Q_{2+\alpha_2}^{B_k} + Q_{-2-\alpha_2}^{B_k} \right) \left. \right) \quad (3.63)
 \end{aligned}$$

Par soucis de concision, l'expression $E_{v_k^c} [\operatorname{sgn}(w_Q) \operatorname{sgn}(w_I) \hat{w}_Q^M w_I | d_k]$ n'est pas reconduite



ici (voir annexe C).

Pour valider l'expression analytique de la variance du détecteur MDD, elle est tracée sur la Fig. 3.19 ainsi que les résultats de simulation, pour différentes valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$. La concordance entre résultats théoriques et simulation est claire.

3.7.1.4 Performances du détecteur MDD

En l'absence de bruit, nous avons vu (Fig. 3.16 (a)) que le détecteur MDD présente une courbe en S de réponse linéaire égale à $26^{\circ}25'$ supérieure à celle du détecteur DD ($16^{\circ}53'$). En présence de bruit, la Fig. 3.20 montre que la réponse linéaire du détecteur MDD diminue avec le bruit mais reste supérieure à celle du détecteur DD. Une boucle de récupération de phase munie du détecteur MDD manifestera une meilleure performance en mode d'accrochage comme nous le verrons plus tard.

On observe aussi sur la Fig. 3.18 que l'amplitude maximale S^{max} de la courbe en S du détecteur MDD est égale à $102^{\circ}46'$ en l'absence de bruit, cependant elle est égale à $66^{\circ}30'$ pour le détecteur DD ($S_3(\varphi)$, Fig. 3.1). Il en résulte donc, un gain en zone de capture de la boucle (paragraphe 3.6.1.2) d'environ 60%. En présence de bruit, le gain en zone de capture peut atteindre 100% comme c'est le cas à $\frac{E_b}{N_0} = 5 \text{ dB}$ (Fig. 3.20). Notons qu'une zone de capture importante permet un accrochage rapide de la boucle du premier ordre en présence d'un offset de fréquence.

Le gain du détecteur MDD est égal à celui du détecteur DD à fort rapport signal à bruit,

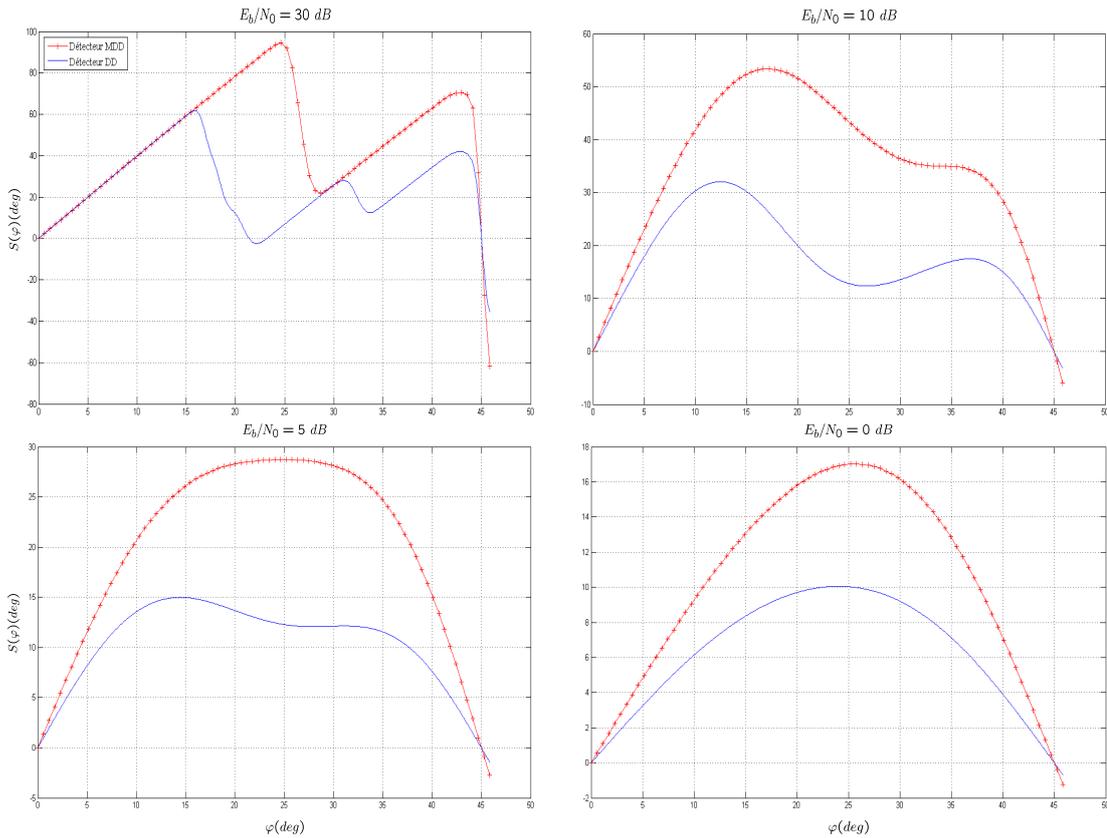


FIGURE 3.20 – Courbes en S du détecteur MDD pour différentes valeurs de E_b/N_0 , $\alpha = 0,7$, $\zeta = 2$, $\alpha_2 = \alpha_3 = 0,23$

il devient cependant plus important à moyen et faible rapport signal à bruit (à partir de $\frac{E_b}{N_0} = 20 \text{ dB}$) comme le montre la Fig. 3.21. On observe que le gain du détecteur MDD

atteint un maximum de 5,2 à $\frac{E_b}{N_0} = 13,5 \text{ dB}$. Un gain du détecteur important permet un accrochage rapide de la boucle puisqu'il correspond à la raideur du bassin d'attraction de la fonction de coût au point d'équilibre stable (paragraphe 3.6.1.4), de plus, un gain du détecteur important engendre un faible dépassement de la réponse de la boucle et donc un faible risque d'apparition du phénomène de saut de cycles (Fig. 3.11).

Il est important de noter que le détecteur MDD ne présente aucun faux point d'accrochage

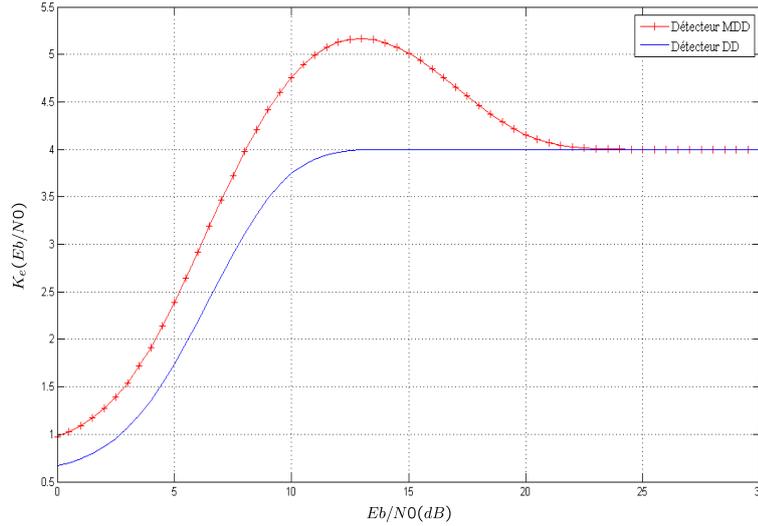


FIGURE 3.21 – Comparaison des gains des détecteurs MDD et DD pour une constellation 16-QAM

(Fig. 3.18). Le tableau 3.3 résume les critères de performance en mode d'accrochage du détecteur MDD discutés ci-dessus.

Remarques :

E_b/N_0	Détecteur DD			Détecteur MDD		
	Réponse linéaire	Zone de capture $\times T_s$	Gain	Réponse linéaire	Zone de capture $\times T_s$	Gain
∞	$16^\circ 53'$	$\pm 1,23 \cdot 10^{-4}$	4	$26^\circ 25'$	$\pm 1,9 \cdot 10^{-4}$	4
30 dB	$15^\circ 53'$	$\pm 1,14 \cdot 10^{-4}$	4	$24^\circ 36'$	$\pm 1,75 \cdot 10^{-4}$	4
10 dB	$6^\circ 30'$	$\pm 6,00 \cdot 10^{-5}$	3,74	10°	$\pm 9,87 \cdot 10^{-5}$	4,76
5 dB	6°	$\pm 2,77 \cdot 10^{-5}$	1,73	9°	$\pm 5,31 \cdot 10^{-5}$	2,38
0 dB	$7^\circ 30'$	$\pm 1,86 \cdot 10^{-5}$	0,66	11°	$\pm 3,15 \cdot 10^{-5}$	0,97

TABLE 3.3 – Comparaison des performances des détecteurs DD et MDD

- Les résultats correspondant au détecteur MDD ont été obtenus avec les paramètres suivants : $\alpha = 0,7$, $\zeta = 2$, $\alpha_2 = \alpha_3 = 0,23$. Ces valeurs seront retenues pour la suite de l'étude.
- La zone de capture relative à la fréquence symbole du tableau 3.3 a été calculée pour

$$B_L T_s = 10^{-3} \text{ et } \xi = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Nous avons évoqué dans le paragraphe g) du chapitre 2 le choix des paramètres du filtre de boucle où l'on a exprimé les paramètres α et β en fonction du coefficient d'amortissement ξ et de la bande passante équivalente de bruit de la boucle B_L . Cependant, on constate à partir des équations (2.58) que les paramètres du filtre de boucle sont inversement proportionnels au gain du détecteur K_e dont la valeur est fortement liée au rapport signal à bruit comme on l'observe sur la Fig. 3.21. En pratique, il est courant de considérer le gain du détecteur à $\frac{E_b}{N_0} = \infty$ (égale à 4 pour les détecteurs qu'on étudie) lors de la conception de la boucle [131]. Ceci signifie que dès lors que la valeur du gain est modifiée sous l'effet du bruit, les paramètres du filtre de boucle fixés au départ conformément à un compromis entre la rapidité et l'amplitude des oscillations de la réponse de la boucle ne répondront plus à ce compromis. Par conséquent, la réponse de la boucle peut basculer d'un régime de fonctionnement sous amorti (correspondant au meilleur compromis) à un régime critique voir hyper amorti entraînant ainsi une dégradation de la précision d'estimation (variance importante). On s'aperçoit qu'il est donc important de vérifier l'effet de la variation du gain du détecteur sur le comportement de la boucle.

Pour visualiser et comparer cet effet pour les détecteurs DD et MDD, on considère le cas d'une boucle de récupération de phase dont les paramètres du filtre sont fixés pour $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$ et $K_e = 4$, opérant en présence d'une erreur de fréquence. En utilisant les résultats de [129], on a tracé sur la Fig. 3.22 le dépassement D (défini en 3.7) en fonction du rapport signal à bruit et de l'erreur de fréquence normalisée par rapport à la fréquence symbole. Une erreur de phase constante choisie arbitrairement à $\theta_0 = 20^\circ$ est prise en compte.

Les courbes du dépassement sur cette figure, sont tracées sous l'hypothèse d'une réponse linéaire théorique des détecteurs de taille infinie. Elles nous permettront par la suite de prédire le comportement de la boucle compte tenu de la taille de la réponse linéaire de la courbe en S des détecteurs DD et MDD notamment en présence de bruit.

En gros, on observe sur la Fig. 3.22 (a) que le dépassement est plus important lorsqu'on utilise le détecteur DD en particulier à faible $\frac{E_b}{N_0}$. En effet, en projetant les courbes sur le plan ($|D|$, E_b/N_0) (Fig. 3.22 (b)), on constate que le dépassement est identique pour les deux détecteurs au dessus de $\frac{E_b}{N_0} = 20 \text{ dB}$ où le gain est aussi identique comme on l'a vu dans la Fig. 3.21, en dessous de 20 dB , le dépassement est plus important pour le détecteur DD. L'écart s'accroît au fur et à mesure que le bruit augmente. On observe aussi que le dépassement pour le détecteur MDD atteint son minimum à $\frac{E_b}{N_0} = 13,5 \text{ dB}$ (pour un $\Delta f T_s$ constant), valeur correspondant à son maximum de gain (Fig. 3.21). La projection des courbes de dépassement sur le plan ($|D|$, $\Delta f T_s$) (Fig. 3.22 (c)) illustre clairement que le dépassement est plus important dans le cas du détecteur DD, elle montre également que plus l'erreur de fréquence relative $\Delta f T_s$ est forte, plus le dépassement est déterminé par la valeur de cette erreur. Lorsque l'erreur de fréquence est faible, c'est la valeur de l'erreur de phase θ_0 qui détermine le dépassement. Ce comportement est aussi constaté sur la Fig. 3.23 où l'on a tracé les courbes de dépassement avec les détecteurs DD et MDD pour différentes valeurs d'erreur de phase constante θ_0 et pour plusieurs valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$.

Il apparaît sur la Fig. 3.23 qu'à $\frac{E_b}{N_0}$ constant, l'intervalle de l'erreur de fréquence où θ_0 détermine le dépassement est d'autant plus large que la valeur de θ_0 est importante. Cependant, la taille de cet intervalle décroît lorsque le bruit augmente. On observe aussi que le dépassement est également important en présence d'une erreur de phase constante

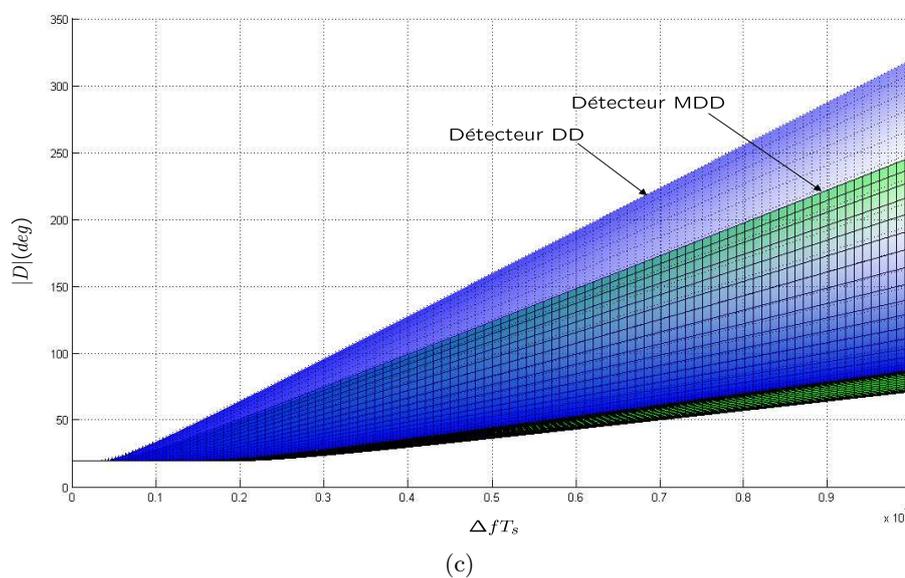
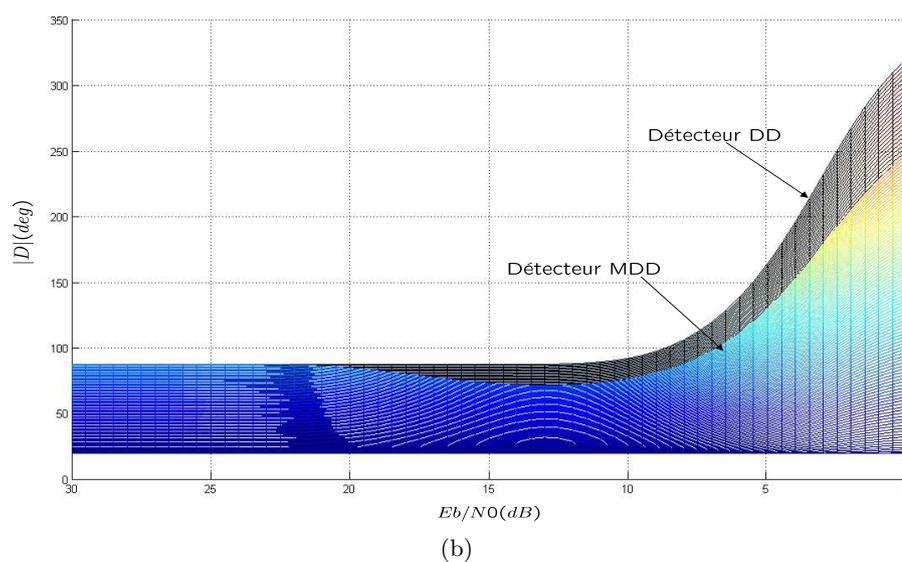
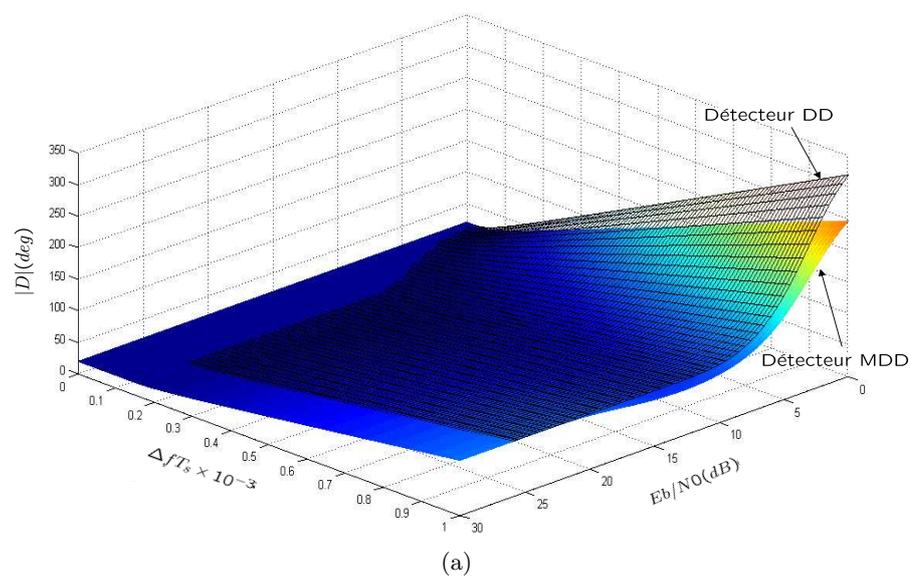


FIGURE 3.22 – Comparaison du dépassement

θ_0 importante.

La Fig. 3.23 nous permet de prédire les limites de performances des détecteurs MDD et DD en présence d'une erreur de fréquence. En effet, à $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$ et pour $\theta_0 = 0$, on peut observer sur la figure que la valeur de $\Delta f T_s$ peut aller jusqu'à environ $2,8 \cdot 10^{-4}$ avant que le détecteur MDD sorte des limites de la zone linéaire c'est à dire $|D| < 25^\circ$ (contre $1,8 \cdot 10^{-4}$ pour le détecteur DD). Ce résultat est vérifié par simulation sur la Fig. 3.24 (a) et (b) où pour $\Delta f T_s = 2,8 \cdot 10^{-4}$, on trace 1000 réalisations de l'évolution de l'erreur d'estimation de phase d'une boucle du second ordre dans les deux cas des détecteurs DD et MDD. On observe que la boucle munie du détecteur DD présente des sauts de cycle avant accrochage, on note dans ce cas que la boucle peut accrocher le faux point d'accrochage de la courbe en S du détecteur DD présent à $l \cdot 90^\circ + 23^\circ$ (l multiple entier) (Fig. 3.1 (a)) lorsque $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$. La boucle munie du détecteur MDD ne présente aucun saut de cycle, on remarque toutefois que l'on s'attendait à avoir un dépassement maximum de l'ordre de 25° alors que certaines courbes atteignent des dépassements de l'ordre de 43° sans qu'un saut de cycle se produise. Ce comportement est difficile à expliquer du fait de la non linéarité de la courbe en S du détecteur MDD pour les erreurs de phase supérieures à 25° .

A $\frac{E_b}{N_0} = 10 \text{ dB}$ (Fig. 3.24 (c) et (d)), on trouve par simulation que la limite du détecteur MDD est de $\Delta f T_s = 1,9 \cdot 10^{-4}$ avant l'apparition de sauts de cycle, le dépassement peut atteindre jusqu'à 36° .

Des remarques similaires peuvent être tirées des courbes de l'erreur de phase à faible rapport signal à bruit ($\frac{E_b}{N_0} = 5 \text{ dB}$ et 0 dB , Fig. 3.24 (e), (f), (g), (h)). On trouve par simulation que les limites du détecteurs MDD sont à $\Delta f T_s = 1,2 \cdot 10^{-4}$ et $\Delta f T_s = 7 \cdot 10^{-5}$ respectivement contre $\Delta f T_s = 9 \cdot 10^{-5}$ et $\Delta f T_s = 5 \cdot 10^{-5}$ pour le détecteur DD. Une très faible probabilité d'apparition de sauts de cycle avant accrochage est constatée pour la boucle comprenant le détecteur MDD pour ces deux valeurs limites de l'erreur de fréquence ($3 \cdot 10^{-3}$ à 5 dB et $7 \cdot 10^{-3}$ à 0 dB).

Il est important de noter que plus le niveau du bruit augmente, plus il devient difficile de prédire les limites des détecteurs de phase à partir des courbes de la Fig. 3.23, cela provient encore de l'effet des non-linéarités de la courbe en S.

Le détecteur MDD est donc plus robuste face aux erreurs de fréquence, il permet un accrochage sans sauts de cycle pour une plage d'erreur de fréquence plus large que celle du détecteur DD. Il en résulte des temps d'accrochage nettement plus faibles pour la boucle munie du détecteur MDD comme le montre la Fig. 3.25. Sur cette figure on a tracé les histogrammes du temps d'accrochage correspondant aux courbes de la Fig. 3.24. Le temps d'accrochage est défini par le temps écoulé avant que l'erreur de phase instantanée φ_k rentre dans un intervalle symétrique de $\pm \delta^\circ$ autour du point d'accrochage (un multiple de $\frac{\pi}{2}$) et y reste pendant un certain temps T_δ . Pour tous les histogrammes, T_δ est fixé à 1500 symboles. La valeur de δ varie selon le rapport signal à bruit compte tenu que la variance de l'erreur d'estimation de phase augmente avec le bruit. Donc, par simulation on choisit $\delta = 3^\circ$, $5,5^\circ$ et $7,5^\circ$ à $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$ et 10 dB , 5 dB et 0 dB respectivement. On constate la supériorité du détecteur MDD, le gain en temps d'accrochage moyen atteint environ un facteur de 5 à $\frac{E_b}{N_0} = 10 \text{ dB}$ (Tab.3.4). On observe sur la Fig. 3.26 que même en présence de sauts de cycle dans le cas du détecteur MDD à $\frac{E_b}{N_0} = 5 \text{ dB}$, le temps d'accrochage moyen est 3 fois plus faible que dans le cas du détecteur DD (Tab. 3.4).

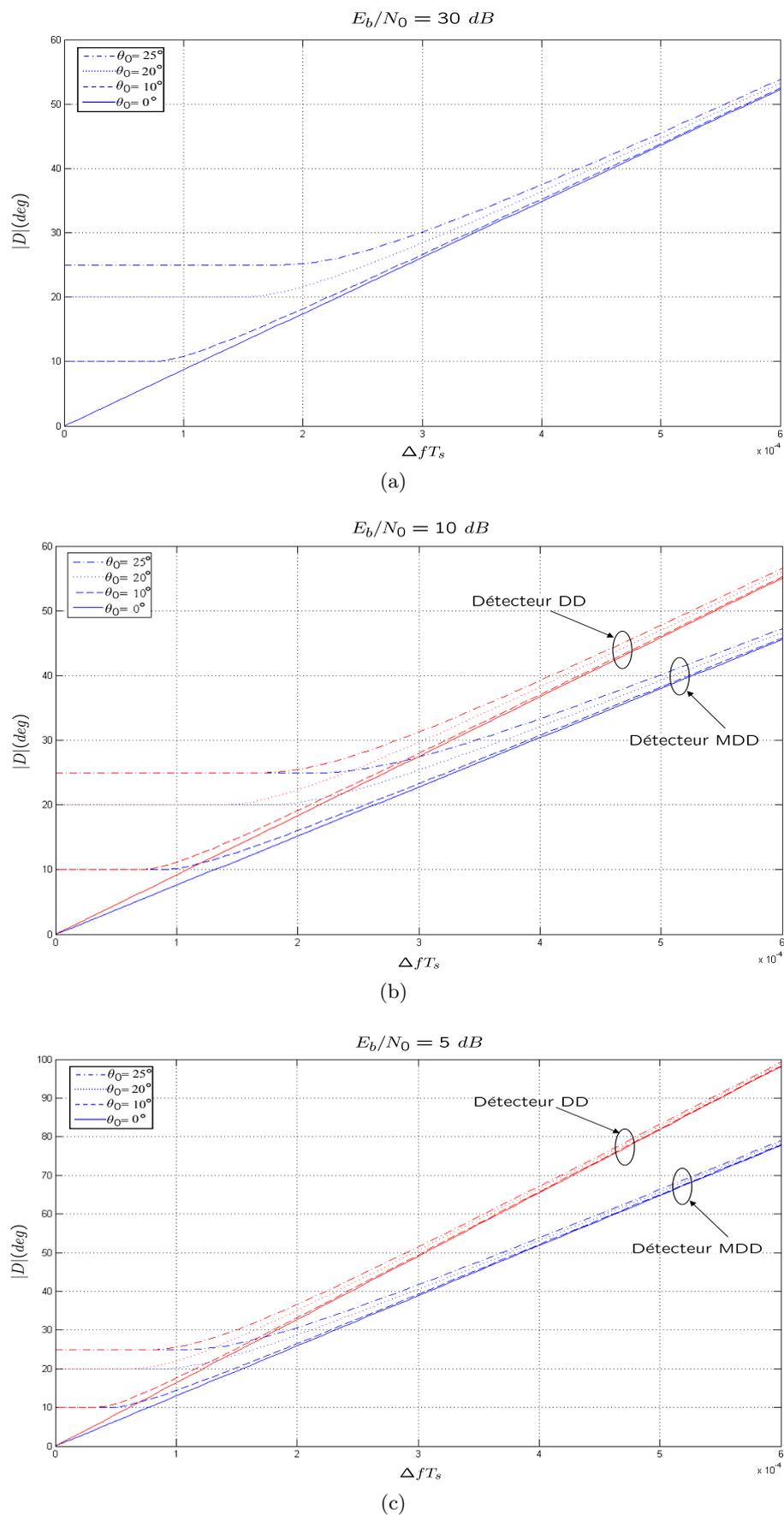


FIGURE 3.23 – Tracé du dépassement en fonction de $\Delta f T_s$, $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$

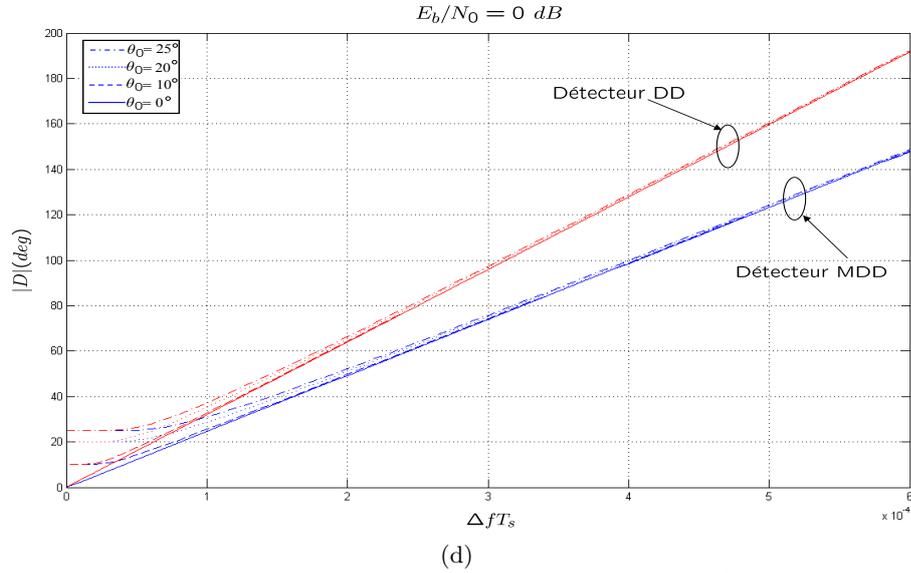


FIGURE 3.23 – Tracé du dépassement en fonction de ΔfT_s , $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$ (suite)

Le tableau 3.4 résume la comparaison des performances de la boucle munie des détecteurs DD et MDD en terme de robustesse aux erreurs de fréquence et de temps d'accrochage. $\Delta f_{sc} T_s$ désigne l'erreur de fréquence relative à la fréquence symbole qui correspond à l'erreur de fréquence maximale que la boucle peut accrocher sans saut de cycle, m_{tac} et σ_{tac} sont la moyenne et l'écart type du temps d'accrochage pour δ et T_δ donnés.

L'inconvénient du détecteur MDD réside dans le fait que le schéma de décision modifié

E_b/N_0	Détecteur DD			Détecteur MDD		
	$\Delta f_{sc} T_s$	m_{tac} (symboles)	σ_{tac} (symboles)	$\Delta f_{sc} T_s$	m_{tac} (symboles)	σ_{tac} (symboles)
30 dB	$1,9 \cdot 10^{-4}$	$7,74 \cdot 10^3$	$1,33 \cdot 10^3$	$2,8 \cdot 10^{-4}$	$2,15 \cdot 10^3$	660,62
10 dB	$1,3 \cdot 10^{-4}$	$9,8 \cdot 10^3$	$1,45 \cdot 10^3$	$1,9 \cdot 10^{-4}$	$2,14 \cdot 10^3$	562,67
5 dB	$9 \cdot 10^{-5}$	$1,2 \cdot 10^4$	$1,96 \cdot 10^3$	$1,2 \cdot 10^{-4}$	$3,6 \cdot 10^3$	984,12
0 dB	$5 \cdot 10^{-5}$	$9,7 \cdot 10^3$	$3,26 \cdot 10^3$	$7 \cdot 10^{-5}$	$4,3 \cdot 10^3$	$1,84 \cdot 10^3$

TABLE 3.4 – Comparaison des performances de la boucle en mode d'accrochage

engendre une dégradation de la variance du détecteur de phase et donc une dégradation de la variance de l'estimation de phase même en l'absence de bruit comme on le constate sur la Fig. 3.24 (b). Cela provient des décisions du schéma de décision modifié qui ne sont pas optimales par rapport aux décisions classiques (MV) même en l'absence de bruit additif et de rotation de phase. L'effet des décisions non optimales est à l'origine de l'apparition d'un plancher de variance d'estimation de phase (Fig. 3.27). Ainsi, on propose dans la suite une approche pour réduire la variance d'estimation de phase dont le principe consiste à

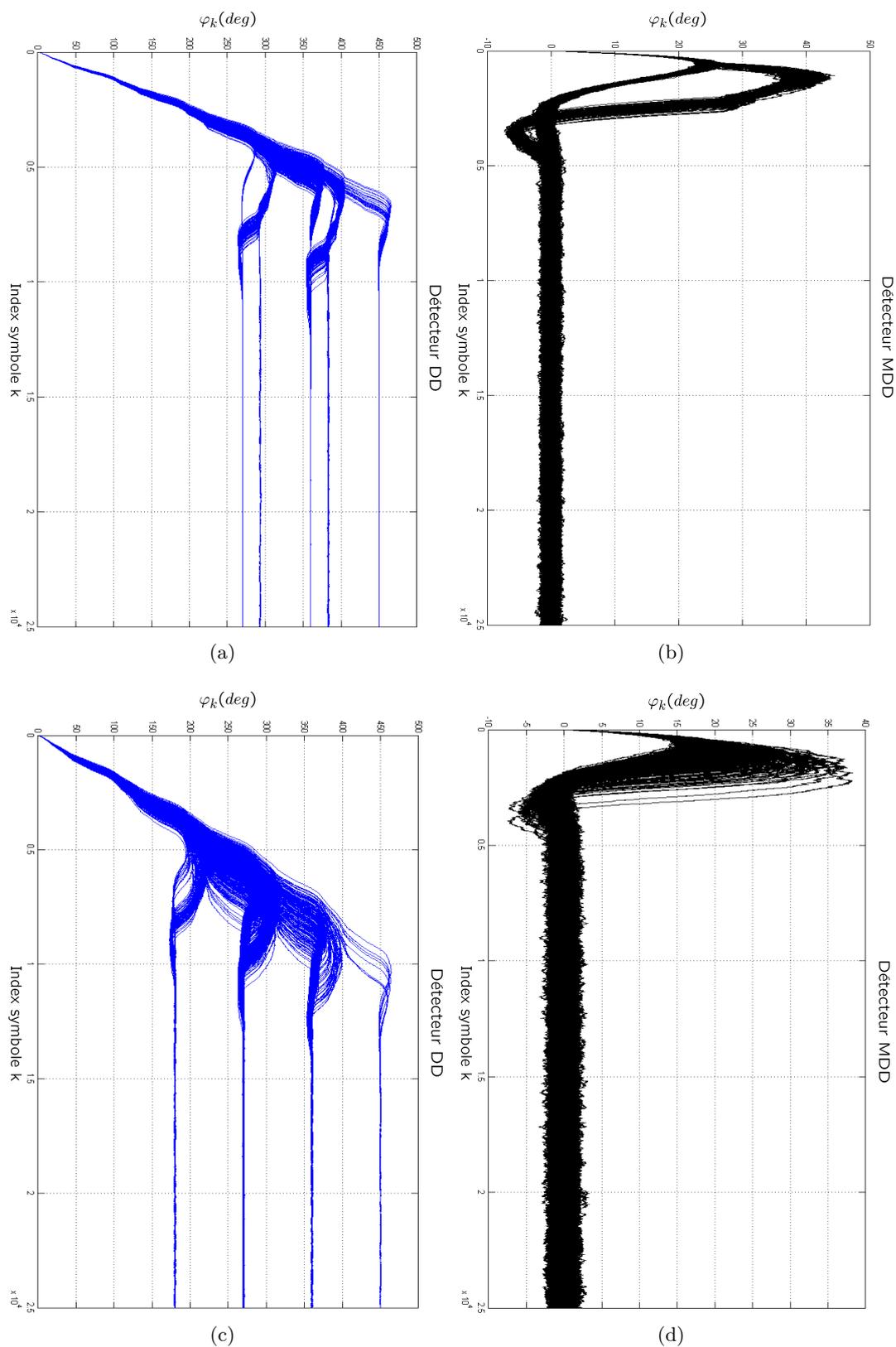


FIGURE 3.24 – Evolution de l’erreur d’estimation de phase en présence d’une erreur de fréquence, $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$, (a), (b) $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$, $\Delta f T_s = 2,8 \cdot 10^{-4}$, (c), (d) $\frac{E_b}{N_0} = 10 \text{ dB}$, $\Delta f T_s = 1,9 \cdot 10^{-4}$

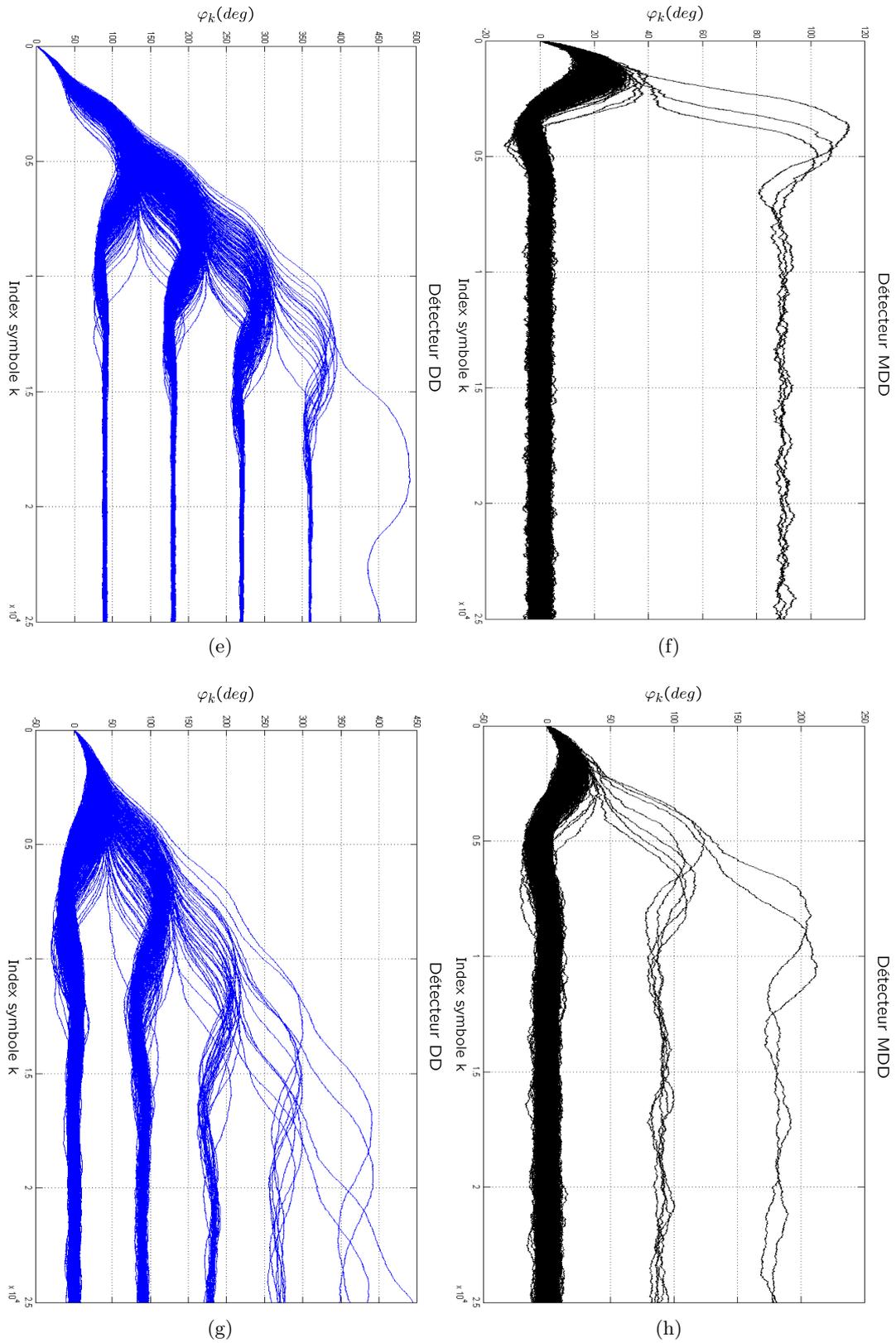


FIGURE 3.24 – (suite) Evolution de l'erreur d'estimation de phase en présence d'une erreur de fréquence, $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$, (e), (f) $\frac{E_b}{N_0} = 5 \text{ dB}$, $\Delta f T_s = 1,2 \cdot 10^{-4}$, (g), (h) $\frac{E_b}{N_0} = 0 \text{ dB}$, $\Delta f T_s = 7 \cdot 10^{-5}$

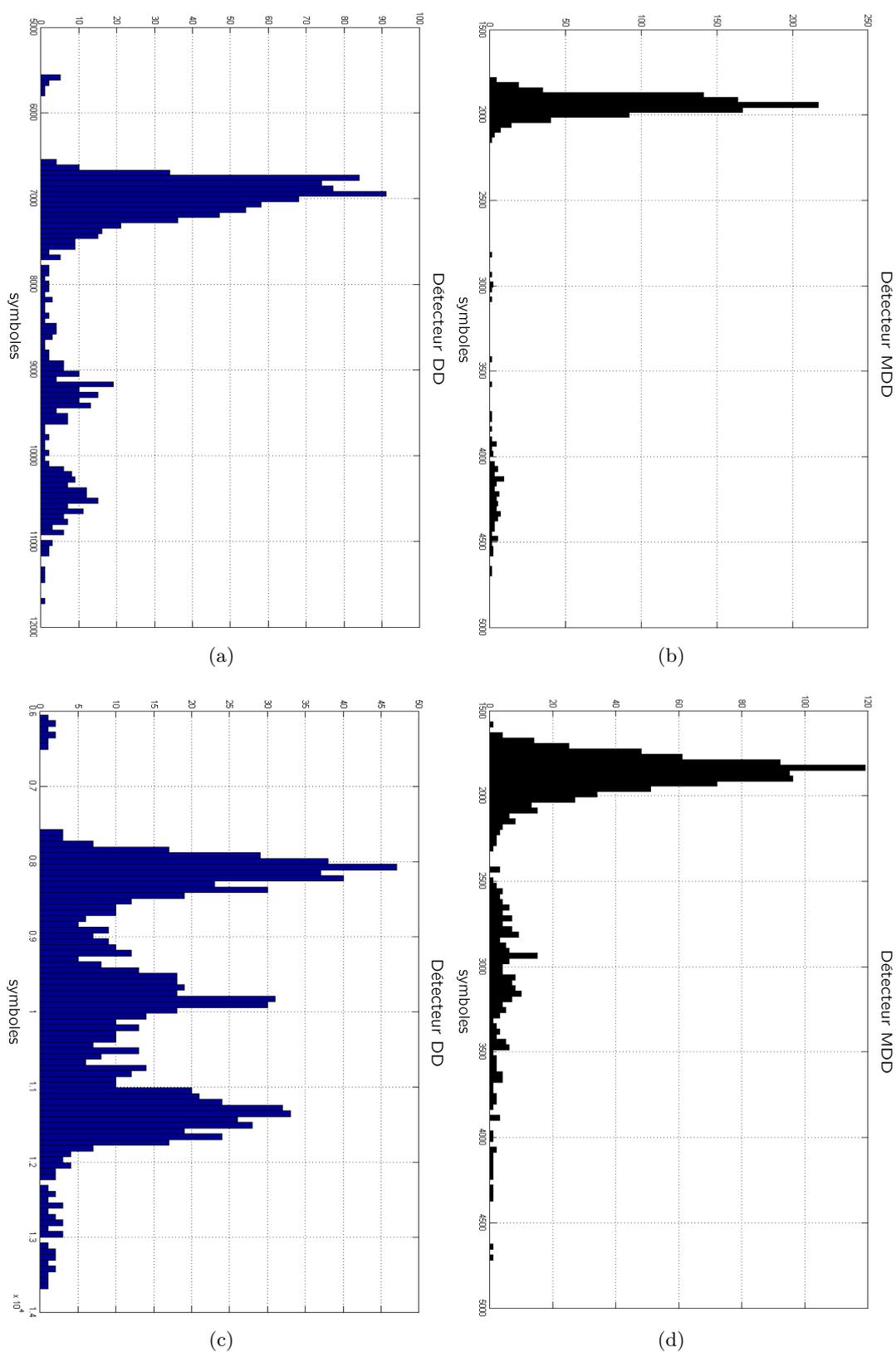


FIGURE 3.25 – Histogrammes des temps d'accrochage, $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$, (a), (b) $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$, $\Delta f T_s = 2,8 \cdot 10^{-4}$, (c), (d) $\frac{E_b}{N_0} = 10 \text{ dB}$, $\Delta f T_s = 1,9 \cdot 10^{-4}$

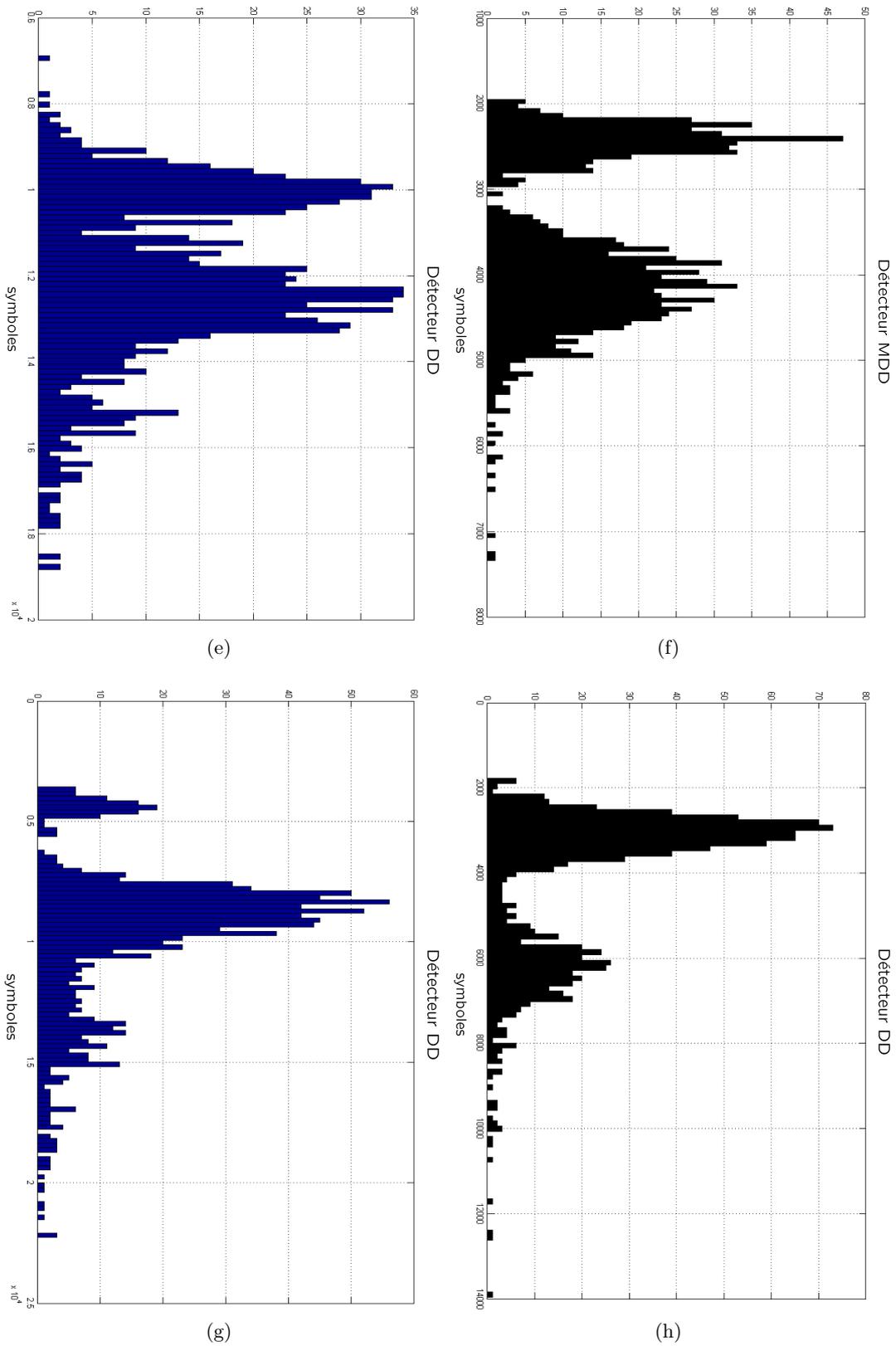


FIGURE 3.25 – (suite) Histogrammes des temps d'accrochage, $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$, (e), (f) $\frac{E_b}{N_0} = 5 \text{ dB}$, $\Delta f T_s = 1,2 \cdot 10^{-4}$, (g), (h) $\frac{E_b}{N_0} = 0 \text{ dB}$, $\Delta f T_s = 7 \cdot 10^{-5}$

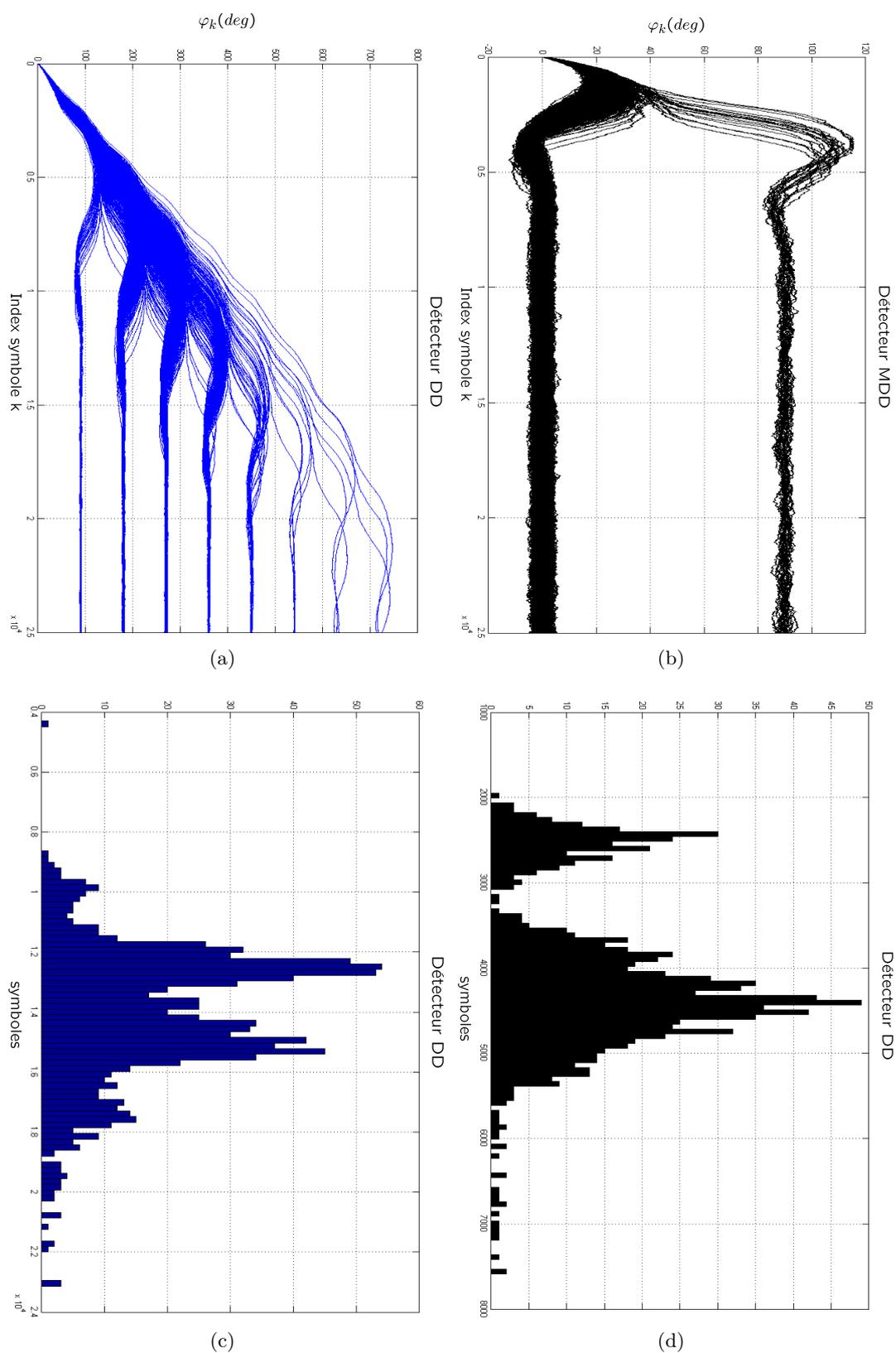


FIGURE 3.26 – Evolution de l’erreur d’estimation de phase pour $\Delta f T_s = 1,4 \cdot 10^{-4}$ à $\frac{E_b}{N_0} = 5 \text{ dB}$

basculer sur le schéma de décision classique 16-QAM lorsque l'accrochage de phase de la boucle est détecté.

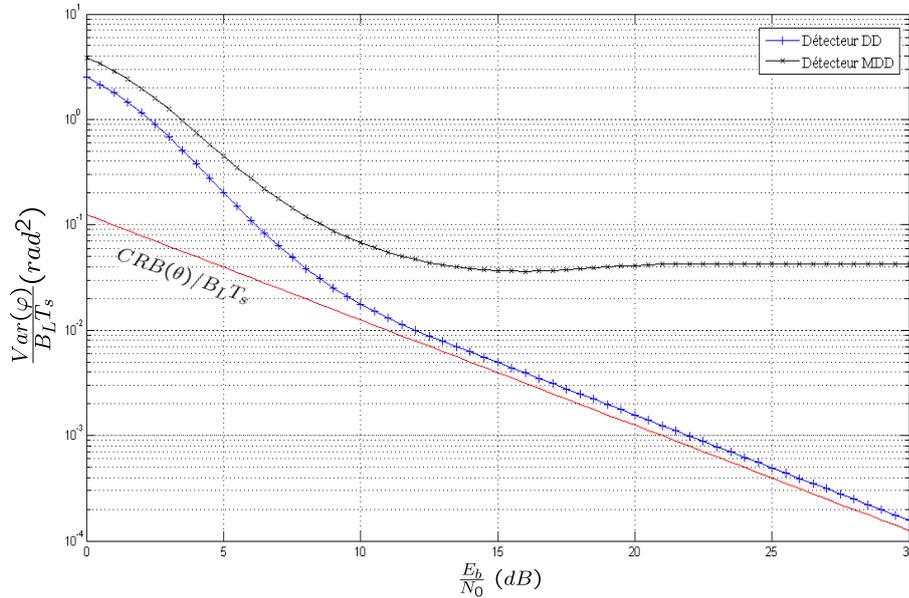


FIGURE 3.27 – Comparaison de la variance de l'erreur d'estimation de phase pour une boucle munie des détecteurs DD et MDD

3.7.1.5 Réduction de la variance de l'erreur d'estimation de phase

Nous avons vu dans le chapitre 2 que la variance de l'erreur d'estimation de phase $Var(\varphi)$ est proportionnelle à la bande passante équivalente de bruit de la boucle B_L (équation 2.49). Il est donc possible de réduire $Var(\varphi)$ en diminuant B_L , ce qui revient à modifier les paramètres du filtre de boucle α et β (relation 2.58). Cette approche a été adoptée dans la conception des boucles à verrouillage de phase (PLL) [26],[70], [126], cependant, la réduction de la bande passante équivalente de bruit doit se faire après que la boucle ait achevé le cycle d'accrochage pour éviter des temps d'accrochage excessivement longs. Un élément additionnel connu sous le nom de "détecteur de verrouillage" est donc utilisé pour détecter la fin du cycle d'accrochage de la boucle [26],[70], [126]. Le détecteur de verrouillage le plus largement employé dans les PLL, et d'ailleurs le plus connu est le "détecteur en quadrature" [26],[70], [126], [132]-[135]. Le détecteur en quadrature a été utilisé au départ pour la boucle de Costas (PLL employant le détecteur de phase NDA de Costas (2.35)), l'idée est d'utiliser le signal qui est en quadrature de phase avec le détecteur de phase $\Im\{(r(k)e^{-j\hat{\theta}_k})^2\}$ comme indicateur de verrouillage, c'est à dire le signal $\Re\{(r(k)e^{-j\hat{\theta}_k})^2\}$ (Fig. 3.28). Ce signal est ensuite appliqué à un filtre passe bas pour réduire l'effet du bruit, puis la sortie du filtre est comparée à un niveau de seuil λ_{th} fixé au préalable (Fig. 3.28). On note ici que puisque la sortie du détecteur de phase présente un signal de niveau faible, voir nul, lorsque la boucle est verrouillée (fin de l'accrochage), il aurait été possible de l'utiliser comme indicateur de verrouillage. Malheureusement, le détecteur de phase peut fournir un faux indicateur de verrouillage quand la boucle converge

vers un point d'équilibre instable (phénomène de "hungup"). En effet, dans ce cas, le signal à la sortie du détecteur de phase est aussi d'amplitude faible, le détecteur en quadrature permet justement d'éviter ce cas de figure.

Le détecteur en quadrature peut être généralisé aux structures de récupération de phase

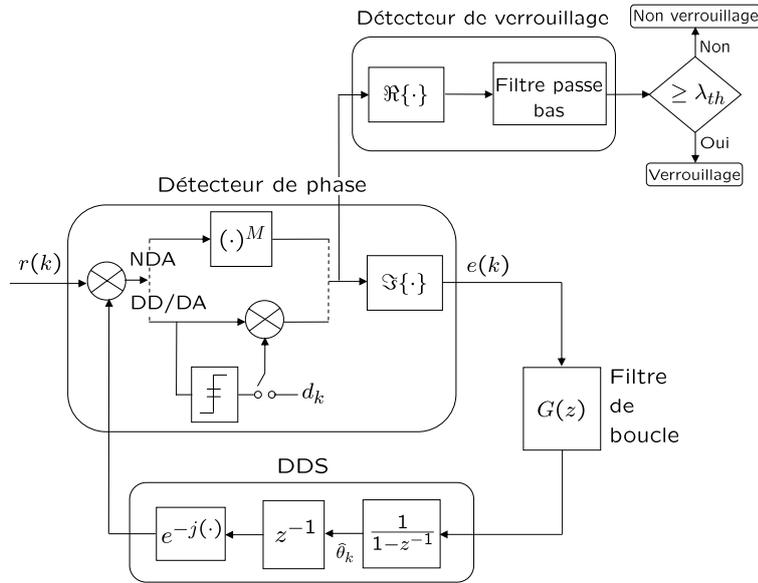


FIGURE 3.28 – Le détecteur en quadrature

utilisant d'autres types de détecteur de phase [26] à savoir, le détecteur de Costas généralisé $\Im\{(r(k)e^{-j\hat{\theta}_k})^M\}$, le détecteur DA $\Im\{d^*(k)r(k)e^{-j\hat{\theta}_k}\}$, le détecteur DD $\Im\{\hat{d}_k^*r(k)e^{-j\hat{\theta}_k}\}$ (Fig. 3.29 (b)) ainsi que ses variantes (Tab. 3.1).

Une très bonne étude théorique du détecteur en quadrature a été menée par Stensby dans le cas particulier de la boucle de Costas [133], [134]. Dans cette étude qui repose sur la théorie des systèmes dynamiques non-linéaires [136], il a été montré que le détecteur en quadrature est, à un facteur près, une approximation au premier ordre de l'exposant caractéristique de Lyapunov de la première variation [136] de l'équation différentielle ordinaire (ODE) qui décrit l'évolution temporelle de la phase de la boucle de Costas. Pour faciliter le raisonnement, supposons une boucle de Costas analogique dont le détecteur de phase est donné par (pour un signal BPSK) $e(t) = \sin(2\varphi(t))$ (équation 2.40). En se référant à la Fig. 2.21 du chapitre 2⁽³⁾, l'évolution temporelle de la phase en l'absence de bruit est régie par le système :

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi(t)}{dt} &= \frac{d\theta(t)}{dt} - u(t - \tau) \\ \frac{du(t)}{dt} &= 2\alpha \frac{d\varphi(t)}{dt} \cos 2\varphi(t) + \beta \sin 2\varphi(t) \end{aligned} \quad (3.64)$$

Où $u(t)$ est l'entrée du DDS (défini au chapitre 2 Fig. 2.18). Dans l'intervalle $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$, le système (3.64) admet deux solutions, une solution asymptotiquement stable [136] à

(3). tout en veillant à ce que K_e soit remplacé par $\sin(2\varphi(t))$, $\frac{1}{1-z^{-1}}$ par un intégrateur analogique $\frac{1}{s}$, et z^{-1} par un retard τ

$(\varphi, u) = (0, 0)$ correspondant à l'état de verrouillage de phase de la boucle et une solution instable périodique autour de $(\pi, 0)$ (cycle limite) correspondant à un faux verrouillage de phase. La première variation du système⁽⁴⁾ (3.64) une fois par rapport à la solution stable et une autre par rapport à la solution instable permet d'établir une relation entre l'exposant caractéristique du système et le détecteur en quadrature de la boucle de Costas $\cos(2\varphi(t))$. Stensby a montré qu'à partir de cette relation, différents détecteurs de verrouillage peuvent être dérivés (pour un exposé détaillé voir [134]), à titre d'exemple celui proposé par Stensby dans [134] : $(l(t) + 1)\cos(2\varphi(t))$, où $l(t)$ est une composante de l'unique solution de la première variation de (3.64). Ce détecteur peut être vu comme la somme du détecteur en quadrature classique et d'un terme correctif $l(t)\cos(2\varphi(t))$.

Stensby a montré que $l(t) = 0$ lorsque la boucle est verrouillée et $l(t) \approx -\cos(2\varphi(t))$ si la

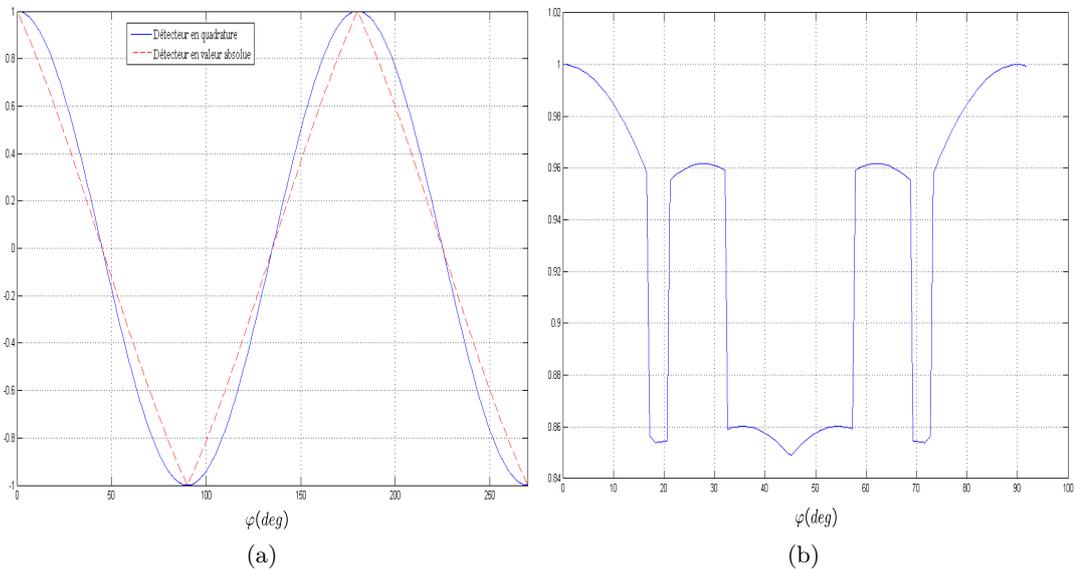


FIGURE 3.29 – Valeur moyenne de la sortie du détecteur de verrouillage en fonction de l'erreur de phase (a) pour une modulation BPSK (boucle de Costas) (b) pour un détecteur en quadrature correspondant au détecteur de phase $e_1(k)$ dans le cas d'une modulation 16-QAM

boucle n'atteint pas l'état de verrouillage. Le détecteur de Stensby est donc équivalent au détecteur en quadrature en mode de verrouillage de phase, lorsque la boucle n'est pas verrouillée la sortie du détecteur de Stensby est proche de zéro. Le détecteur de Stensby est donc plus performant puisqu'il permet de réduire la probabilité de fausse alarme (fausse indication de verrouillage).

D'autres types de détecteurs de verrouillage sont proposés dans la littérature pour la boucle de Costas, à savoir le détecteur en loi du carré (square-law detector) et le détecteur en valeur absolue (absolute-value detector) [137], [138]. Le premier est donnée par $|\Re\{(r(k)e^{-j\hat{\theta}_k})^2\}|^2 - |\Im\{(r(k)e^{-j\hat{\theta}_k})^2\}|^2$ et le second par $|\Re\{(r(k)e^{-j\hat{\theta}_k})^2\}| - |\Im\{(r(k)e^{-j\hat{\theta}_k})^2\}|$. $r(k)$ étant un signal BPSK, en l'absence de bruit, les valeurs moyennes par rapport aux données des expressions précédentes sont données par $\cos(2\varphi_k)$ et $|\cos(\varphi_k)| - |\sin(\varphi_k)|$

(4). la première variation permet la linéarisation du système

respectivement. Donc, le détecteur en loi du carré se résume au détecteur en quadrature, et le détecteur en valeur absolue en est équivalent du fait que $(|\cos(\varphi_k)| - |\sin(\varphi_k)|)^2 = 1 - |\sin(2\varphi_k)|$ soit équivalent à $\cos^2(2\varphi_k) = 1 - \sin^2(2\varphi_k)$ Fig. 3.29 (a).

Dans [139], une autre approche de détection de verrouillage est proposée. Elle consiste à définir des "régions de verrouillage" pour chaque type de constellation (M-PSK, M-QAM) et de compter, lors de la réception, le nombre de symboles qui tombent dans ces régions. La décision de verrouillage est ensuite prise en comparant ce nombre à un seuil défini. Pour les constellations M-PSK et M-QAM, les régions de verrouillage correspondent aux régions de décision des constellation 2M-PSK et 4M-QAM respectivement.

Toutes les techniques de détection de verrouillage que nous avons cités ci-dessus repose sur l'utilisation d'un seuil de détection qui est très sensible à la valeur du rapport signal à bruit. En effet, la probabilité de détection de verrouillage est donnée par [137] : $Q(\frac{\lambda_{th} - m_L}{\sigma_L})$, où m_L et σ_L sont la valeur moyenne et l'écart type de la sortie du détecteur de verrouillage lorsque la boucle est en état de verrouillage ($\varphi \approx 0$). Il est donc clair que le seuil de détection dépend fortement du rapport signal à bruit à la sortie du détecteur de verrouillage, d'où la nécessité d'estimer le niveau du bruit pour déterminer le seuil adéquat. Ceci s'avère généralement délicat dans les conceptions concrètes.

Une autre approche possible pour réduire la variance d'erreur d'estimation consiste à rechercher de manière adaptative les valeurs optimales (c'est à dire celles qui minimise la variance d'estimation) des paramètre du filtre de boucle, la boucle qui utilise ce type de procédé est appelé "boucle auto-optimisé" [25]. Cependant, cette approche fonctionne correctement pour une boucle du premier ordre mais s'avère légèrement complexe pour une boucle du second ordre et l'estimation adaptative des paramètres du filtre est moins robuste [25].

Nous allons proposer dans ce qui suit une approche différente de détection de verrouillage pour le détecteur MDD dont le seuil est insensible au rapport signal à bruit.

Détecteur de verrouillage basé sur la variance VBLD :

L'idée du détecteur de verrouillage que nous proposons repose sur l'utilisation de la variance du détecteur MDD, d'où le nom que nous lui avons attribué VBLD (Variance Based Lock Detector). En effet, l'analyse de la variance du détecteur MDD (Fig. 3.19) nous a révélé que quelque soit la valeur de $\frac{E_b}{N_0}$, la valeur de la variance du détecteur MDD $\sigma_e^2(\varphi)$ est minimale pour une erreur de phase $\varphi = 0$ et elle est maximale pour $\varphi = \frac{\pi}{4}$. La Fig. 3.30 nous montre qu'à partir de $\frac{E_b}{N_0} \simeq 20$ dB, l'écart entre la valeur maximale et minimale $\sigma_e^2(\frac{\pi}{4}) - \sigma_e^2(0)$ diminue lorsque la puissance du bruit augmente mais reste relativement élevé même à $\frac{E_b}{N_0} = 0$ dB (environ 2 rad²).

Le principe de fonctionnement du détecteur VBLD est montré sur la Fig.3.31. La variance du détecteur de phase à l'instant kT_s est estimée en utilisant un facteur d'oubli η :

$$\widehat{\sigma_{e(k)}^2} = \frac{\sum_{i=0}^k \eta^i e^2(k-i)}{\sum_{i=0}^k \eta^i} - \left[\frac{\sum_{i=0}^k \eta^i e(k-i)}{\sum_{i=0}^k \eta^i} \right]^2 \quad (3.65)$$

Lorsque la boucle est en état de verrouillage, l'erreur d'estimation de phase de la boucle fluctue autour de zero, la différence des variances $\sigma_e^2(\frac{\pi}{4}) - \sigma_e^2(0)$ est maximale, la sortie de la fonction de saturation atteint donc son niveau de saturation. La détection de verrouillage se fait ensuite en comparant ce niveau à une valeur de seuil λ_{th} (Fig. 3.31). Nous avons

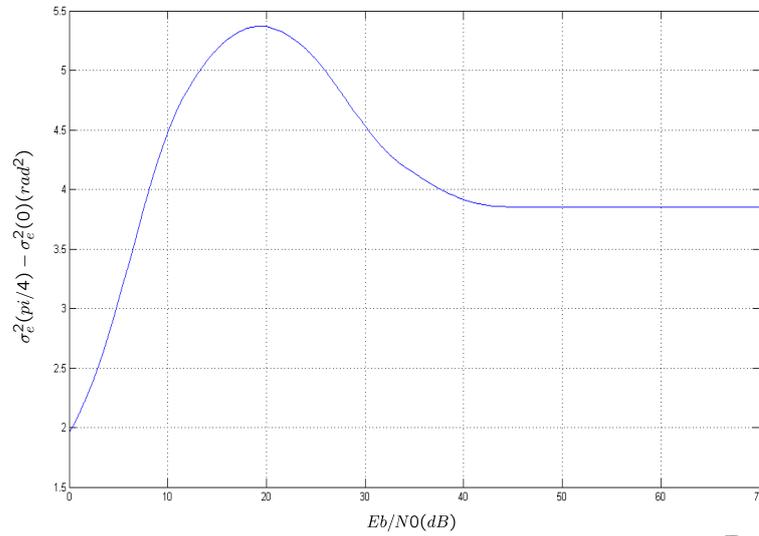


FIGURE 3.30 – Tracé de $\sigma_e^2(\frac{\pi}{4}) - \sigma_e^2(0)$ en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$

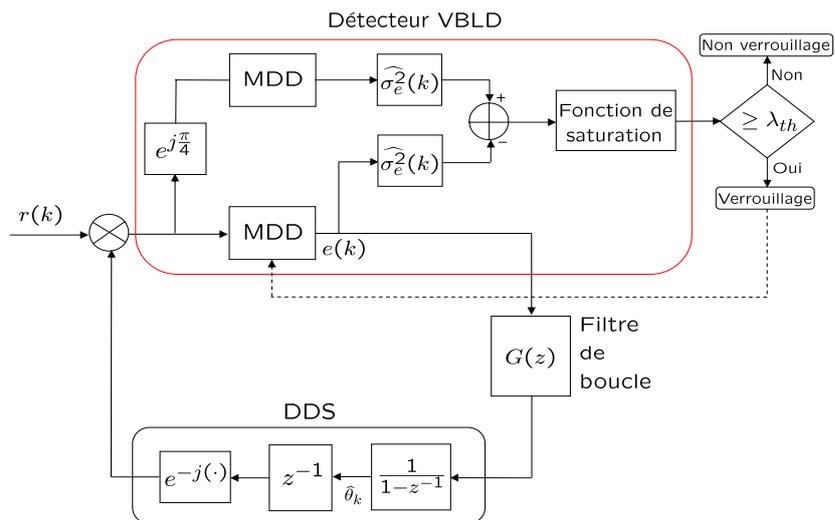


FIGURE 3.31 – Le détecteur de verrouillage VBLD

choisis la sigmoïde comme fonction de saturation, son expression est donnée par :

$$f(x) = \frac{2}{1 - e^{-vx}} - 1$$

Où v est une constante. Une fois l'état de verrouillage détecté, le schéma de décision classique est adopté au lieu du schéma modifié permettant ainsi d'annuler les erreurs de décision engendrées par le détecteur MDD. La boucle fonctionnera donc avec le détecteur DD dont la variance est plus faible dès lors que le verrouillage est détecté. Il est important de noter qu'il est également possible d'utiliser l'indication de verrouillage pour modifier la valeur de la bande passante équivalente de bruit dans le but de réduire d'avantage la variance d'estimation de la phase.

Les résultats de simulation tracés sur la Fig. 3.32 montrent l'effet d'introduire le détecteur de verrouillage VBLD dans la boucle de récupération de phase utilisant le détecteur MDD. Pour $v = 2$, le même seuil de détection de verrouillage a été fixé à $\lambda_{th} = 0.9$ pour différentes valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$. On vérifie sur la figure que le verrouillage de la boucle a bien été effectué puisque la précision d'estimation de la phase a été nettement améliorée. La réduction de variance est faite en basculant sur la décision 16-QAM classique après détection de verrouillage, elle nécessite toutefois que la boucle maintienne l'état de verrouillage durant un nombre de symboles reçus que nous avons fixé à 1000, avant de changer de décision. On constate donc que le détecteur de verrouillage VBLD est peu sensible au rapport signal à bruit contrairement aux détecteurs classiques que nous avons exposés dans le paragraphe précédent.

Afin de mieux comprendre le fonctionnement du détecteur de verrouillage VBLD, nous avons tracé sur la Fig. 3.33 (a) une réalisation de l'évolution temporelle de l'erreur de phase d'une boucle à $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$, et ceci dans les deux cas : avec et sans utilisation du détecteur VBLD. On observe dans la sous figure (b) qu'à l'initialisation de la boucle, l'erreur de phase est nulle, la différence des variances estimées $\widehat{\sigma}_e^2(\frac{\pi}{4}) - \widehat{\sigma}_e^2(0)$ est maximale, la sortie de la fonction de saturation du détecteur VBLD fournit donc une indication de verrouillage qui n'est pas prise en compte puisque trop courte. L'erreur de phase augmente ensuite, puis diminue, une autre indication de verrouillage est fournie à l'indice symbole 1200, elle n'est prise en compte qu'à partir du symbole 2200 où la décision bascule sur la 16-QAM classique entraînant une réduction de la variance $\widehat{\sigma}_e^2(0)$. Sur la Fig. 3.33 ((c) et (d)) on observe le fonctionnement du détecteur VBLD en présence d'un saut de cycle avant accrochage, on remarque que la sortie de la fonction de saturation atteint son niveau minimal (-1) à l'instant du saut puis un nouveau cycle d'accrochage est déclenché. En effet le nombre de changement de niveau ($1 \rightarrow -1$) du signal à la sortie de la fonction de saturation correspond au nombre de sauts de cycle. A très faible rapport signal à bruit, la précision de l'estimation des variances $\widehat{\sigma}_e^2(\frac{\pi}{4})$ et $\widehat{\sigma}_e^2(0)$ se dégrade fortement, de ce fait la sortie de la fonction de saturation atteint l'état de saturation en un temps relativement long entraînant ainsi un retard dans la détection de verrouillage comme le montre la Fig. 3.33 (e) dans laquelle les résultats ont été obtenus à $\frac{E_b}{N_0} = 0 \text{ dB}$. Il serait plus judicieux dans ce cas de réduire le seuil de détection afin d'accélérer la détection de verrouillage, si on suppose une connaissance a priori du niveau du bruit.

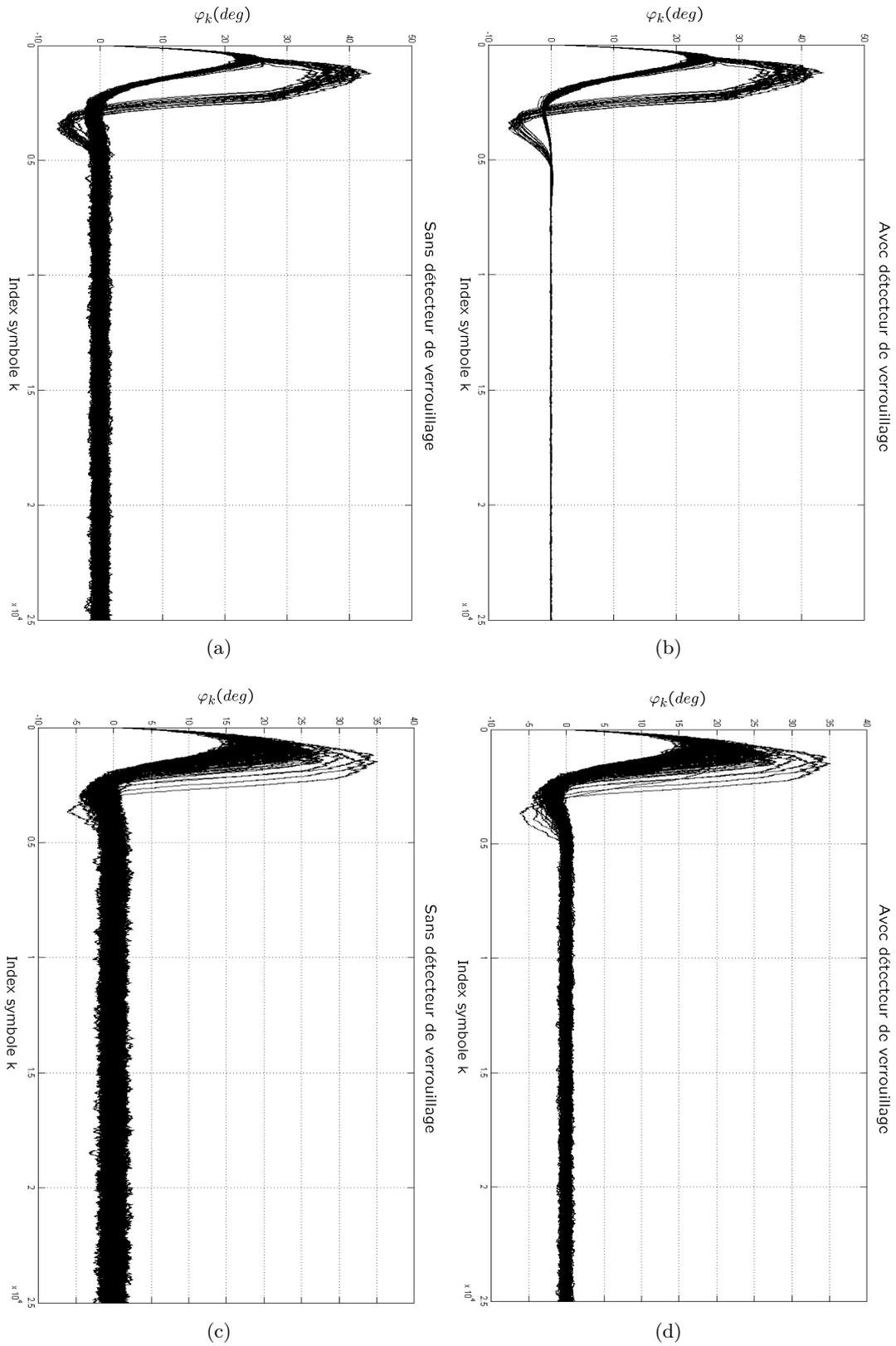


FIGURE 3.32 – Evolution de l’erreur d’estimation de phase avec et sans détecteur de verrouillage, $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$, (a), (b) $\frac{E_b}{N_0} = 30$ dB, $\Delta f T_s = 2,8 \cdot 10^{-4}$, (c), (d) $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB, $\Delta f T_s = 1,9 \cdot 10^{-4}$

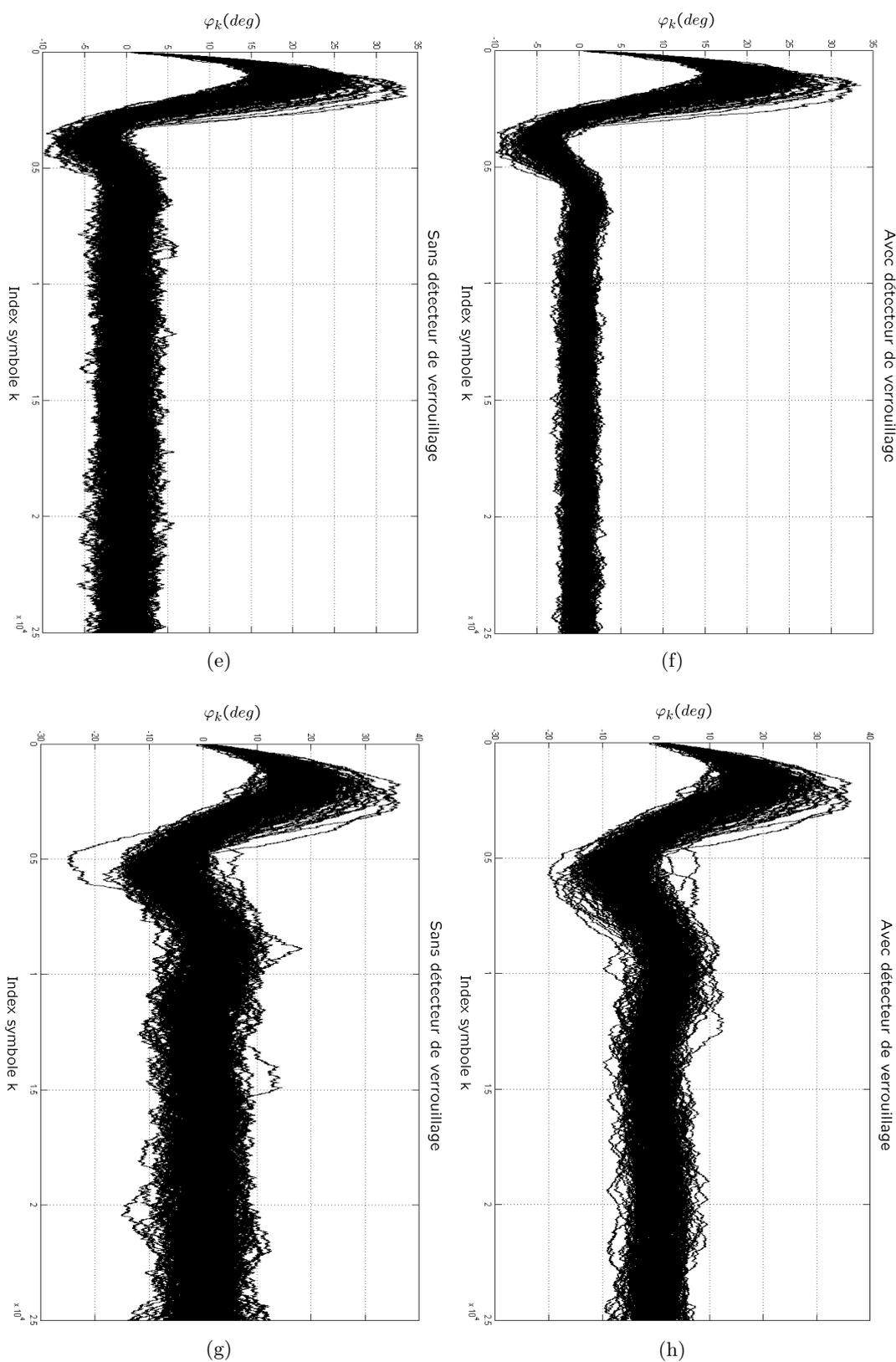


FIGURE 3.32 – (suite) Evolution de l’erreur d’estimation de phase avec et sans détecteur de verrouillage, $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$, (e), (f) $\frac{E_b}{N_0} = 5 \text{ dB}$, $\Delta f T_s = 1,2 \cdot 10^{-4}$, (g), (h) $\frac{E_b}{N_0} = 0 \text{ dB}$, $\Delta f T_s = 7 \cdot 10^{-5}$

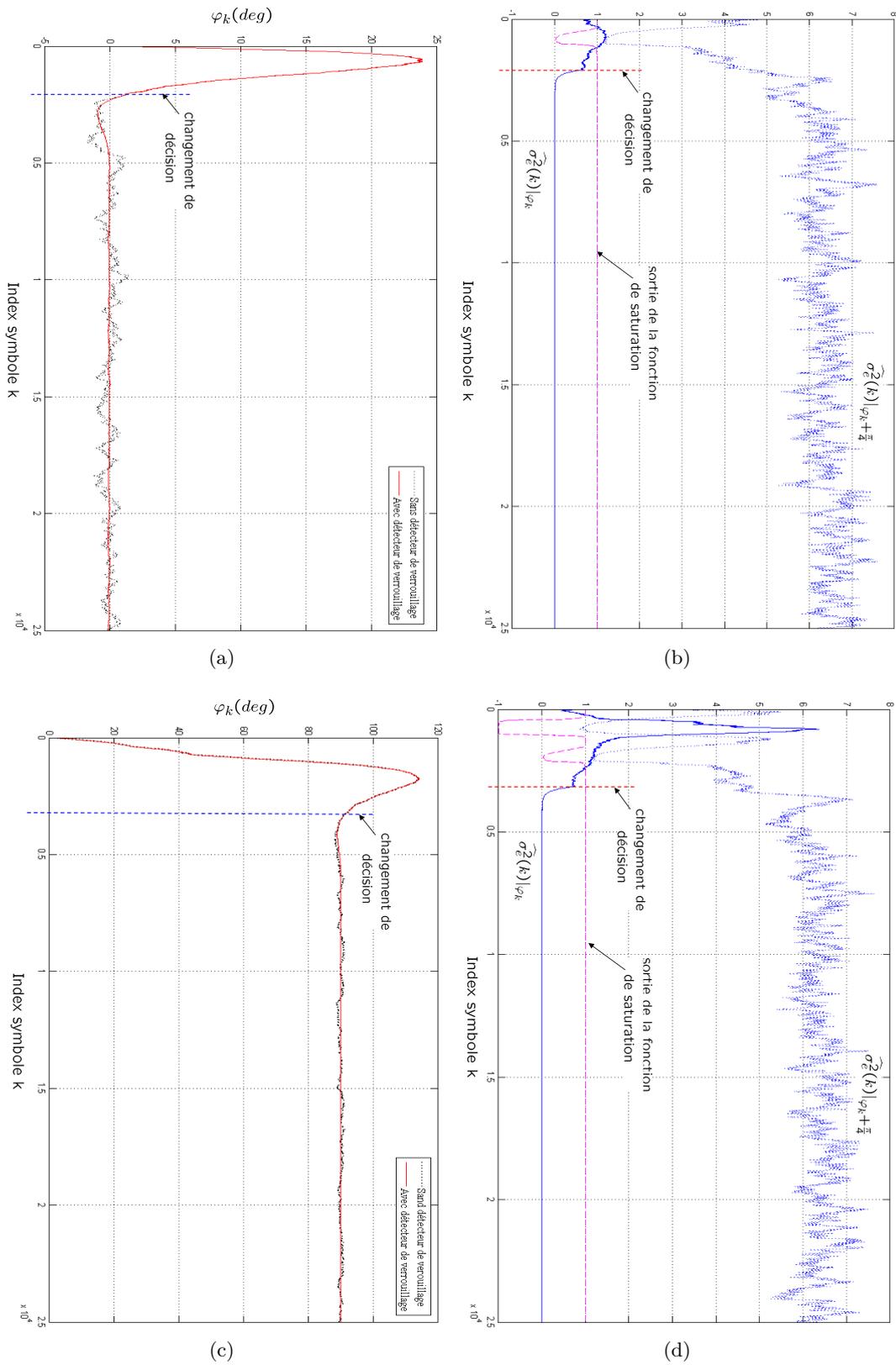
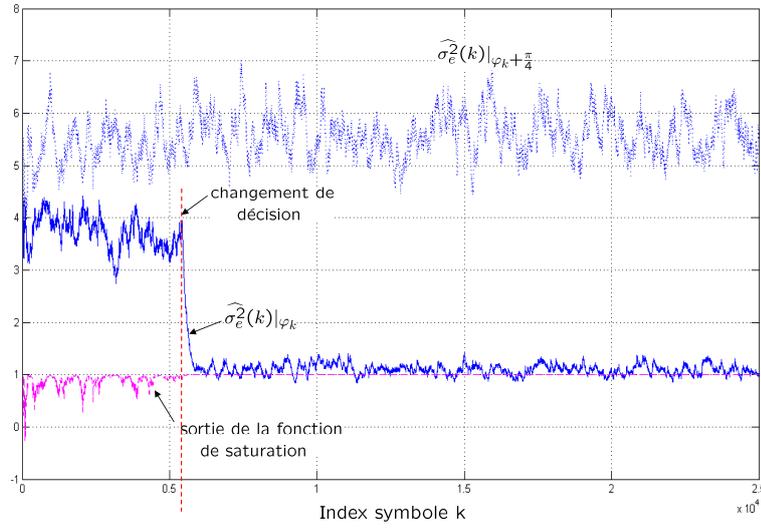


FIGURE 3.33 – Fonctionnement du détecteur de verrouillage VBLD, $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$, (a),(b) $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$, en absence d'un saut de cycle, (c), (d) $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$ en présence d'un saut de cycle



(e)

FIGURE 3.33 – (suite) Fonctionnement du détecteur de verrouillage VBLD, $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$, (e) $\frac{E_b}{N_0} = 0$ dB

3.8 Conclusion

Les travaux présentés dans ce chapitre ont porté sur plusieurs points. Une étude théorique exhaustive de la courbe en S et de la variance de différents détecteurs de phase de types DD issus de la littérature a permis d'établir leurs expressions analytiques pour tout ordre de la modulation QAM. En se basant sur ces résultats, une étude comparative des performances a révélé l'intérêt du détecteur $e_3(k)$ qui présente un bon compromis entre les différents critères de performances. Dans le but d'étendre la réponse linéaire du détecteur $e_3(k)$, nous avons proposé un schéma de décision modifiée pour la constellation 16-QAM. Les expressions analytiques de la courbe en S et de la variance du détecteur MDD ainsi obtenu, ont été établies et validées par simulation. Le détecteur MDD nous a permis d'améliorer considérablement les performances de la boucle de récupération de phase notamment en termes de temps d'accrochage. Cependant, il engendre une dégradation de la précision d'estimation due au bruit de décision introduit par le schéma de décision modifié non optimal. Nous avons donc proposé un dispositif de détection de verrouillage fondé sur l'information de la variance du détecteur qui nous a permis de basculer sur la décision classique après accrochage et de réduire ainsi la variance de l'erreur d'estimation de la phase. Contrairement aux détecteurs de verrouillage classiques, le seuil de détection du détecteur proposé (VBLD) est peu sensible au rapport signal à bruit.

Pour récupérer la phase sans connaissance préalable de la constellation, nous verrons dans le chapitre 4 que la variance et la courbe en S du détecteur de phase peuvent être utilisés efficacement pour fournir une information sur le type de la constellation reçue qui permet ensuite de reconfigurer le détecteur en adéquation avec cette information.

Chapitre 4

Contribution à l'étude de la synchronisation de phase dans le contexte de la radio intelligente

Sommaire

4.1	Introduction	129
4.2	Présentation du contexte	130
4.3	Synchronisation de phase à l'aide d'un dispositif d'identification de constellation	131
4.4	Algorithme proposé	131
4.4.1	Utilisation d'une décision hiérarchique	133
4.4.2	Transmission avec changement de constellation	140
4.4.3	Réduction de la variance d'estimation à l'aide de la fiabilité du détecteur de phase	142
4.5	Conclusion	155

4.1 Introduction

Dans le chapitre 2, nous avons défini et positionné le problème de synchronisation dans le vaste domaine des systèmes de communications numériques. Puis, parmi les divers types de problème de synchronisation, nous nous sommes plus particulièrement intéressés à celui de la phase. Nous avons aussi souligné l'intérêt particulier du détecteur de phase dans toute conception d'une structure bouclée d'un algorithme de synchronisation de phase. Ce qui nous a naturellement mené à établir une étude détaillée de ce dernier dans le troisième chapitre.

Les résultats de cette étude nous ont ainsi permis de proposer dans ce chapitre un algorithme de synchronisation de phase adapté à l'approche de conception radio intelligente. Cette approche bâtie essentiellement sur un concept d'auto-configuration intelligente du terminal radio nécessitera probablement une adaptation des différents dispositifs de la chaîne de transmission, entre autres ceux de la synchronisation, à ce nouveau contexte,

en vue d'une meilleure performance.

Ainsi, nous proposons dans ce chapitre une technique de récupération de phase aveugle vis à vis du type de la constellation du signal reçu. Dans un premier temps (4.2), nous présenterons le contexte des applications radio intelligente dans lesquelles un changement de constellation ou de modulation peut survenir en cours de fonctionnement du terminal radio. Dans ce contexte, nous décrirons (4.3) les solutions de récupération de phase proposées dans la littérature qui se basent essentiellement sur l'utilisation d'un dispositif d'identification de constellation. Enfin, nous proposons dans (4.4) une solution qui se passe de la connaissance du type de constellation du signal traité. L'idée consiste à utiliser une structure bouclée avec un détecteur de phase piloté par décision. La boucle est initialisée avec une décision 4-QAM quelque soit le type de constellation du signal reçu, puis une mesure dite "fiabilité" du détecteur de phase définie à partir de sa courbe en S et de sa variance (analysées en détails dans le chapitre précédent) permet la correction de la décision après verrouillage de la boucle.

4.2 Présentation du contexte

Dans le chapitre 1 (1.2.3.2), nous avons vu comment le concept de la radio intelligente a permis (théoriquement) de répondre au problème soulevé par la pénurie de ressources spectrales grâce aux techniques d'accès dynamique au spectre. Nous nous focalisons ici sur l'approche d'accès opportuniste. L'accès opportuniste nécessite que les utilisateurs secondaires puissent identifier les espaces blancs du spectre qu'ils partagent avec les utilisateurs primaires ou ce que les spécialistes de l'accès opportuniste appellent "bandes libres". Une bande libre est définie comme étant une bande de fréquence assignée à un utilisateur primaire mais qui à un instant donné et à un emplacement géographique précis, n'utilise pas cette bande. Pour identifier les bandes libres, des capteurs sont incorporés dans les terminaux sujets de l'accès opportuniste. Ainsi chaque terminal détecte de façon autonome dans le lieu où il se trouve, les bandes non utilisées par les utilisateurs primaires, qui sont dispersées tout au long du spectre radio accessible. Pour répondre aux exigences de qualité de service de l'utilisateur, le choix d'une bande libre parmi celles qui existent s'effectue en mesurant un certain nombre de paramètres qui caractérisent la bande libre comme sa largeur, le niveau d'interférence, la qualité du lien radio, le taux d'erreur canal, etc. De ce fait, le terminal radio opportuniste doit être capable de changer fréquemment de bande (mobilité spectrale) en recherche d'une qualité meilleure du lien radio ou pour céder la bande à un utilisateur primaire.

La densité de la modulation ou le type de constellation des données de la transmission peut être utilisé comme paramètre d'adaptation du débit de la liaison radio. Ceci implique une possibilité de changement de constellation lorsque l'utilisateur secondaire se déplace d'une bande libre à l'autre. Cette possibilité de changement existe actuellement dans la norme DVB-S2 [142] de diffusion de télévision numérique par satellite où dans le mode de transmission dit "ACM" (Adaptive Coding and Modulation), des trames successives peuvent utiliser des configurations différentes en termes de modulation (QPSK, 8-PSK, 16-APSK, ou 32-APSK) et de codage pour améliorer les performances de la liaison. Il est donc intéressant de prendre en considération ce comportement dans un terminal radio

intelligent et de proposer dans notre cas une technique de synchronisation de phase capable de se reconfigurer lorsque un changement de constellation est nécessaire tout en garantissant une continuité du fonctionnement de la fonction de synchronisation.

4.3 Synchronisation de phase à l'aide d'un dispositif d'identification de constellation

On se place donc dans un contexte où aucune information sur le type de constellation du signal reçu n'est disponible a priori. Dans la littérature, certaines techniques de récupération de phase qui rentrent dans ce contexte ont été proposées [140], [141]. Elles se basent principalement sur l'utilisation d'un dispositif d'identification de constellation.

L'idée proposée dans [140] est illustrée sur la Fig. 4.1(a), initialement le détecteur symbole est configuré pour une décision de type 4-QAM ($\pm 1 \pm j$) puisque le type de constellation est inconnu. Le détecteur de phase de type DD est donc piloté par des décisions erronées sauf dans le cas où la constellation du signal reçu est une 4-QAM. Puis, lorsque la constellation est identifiée (uniquement celles à deux dimensions), le détecteur symbole bascule sur le schéma de décision correspondant si le même schéma de constellation est identifié successivement L fois, comme montré sur la Fig. 4.1(b). L'identification de la constellation est effectuée par l'algorithme des c -moyens flous (fuzzy c -means, FCM) qui est un algorithme de classification floue (traitement d'image). L'algorithme FCM associé à un procédé d'initialisation dit min-max-median (MMM), estime le nombre de points de la constellation et leurs coordonnées dans le plan complexe. Il est important de noter que l'inconvénient majeur de l'algorithme FCM réside dans le fait qu'il fonctionne uniquement sur des constellations non tournantes, c -à-d aucune erreur de fréquence n'est tolérée.

Dans [141], les auteurs proposent le système de synchronisation de phase de la Fig. 4.2 qu'ils ont appelé "PLL numérique multi-modes". A l'état initial, l'interrupteur est ouvert et donc les échantillons du signal reçu ne subissent aucune correction de phase. Une identification de constellation réussie entraîne la fermeture de l'interrupteur à l'entrée, les détecteurs de verrouillage et de phase (pas forcément de type DD) correspondants sont alors sélectionnés parmi un ensemble de détecteurs au nombre des constellations que le récepteur doit traiter. Si un changement de type de constellation survient, l'interrupteur sera ouvert jusqu'à ce que la constellation soit identifiée de nouveau. Une technique qui se base sur la définition de "régions de verrouillage" pour chaque type de constellation (M-PSK, M-QAM) [139] permet l'identification de la constellation conjointement à la détection de verrouillage. L'identification de constellation fonctionne correctement même en présence d'un offset de fréquence.

On note que dans les deux techniques exposées ci-dessus, il n'est pas exclu d'utiliser d'autres méthodes connues d'identification (ou classification) de constellation.

4.4 Algorithme proposé

Contrairement aux approches précédentes, notre idée ne se base pas sur l'utilisation d'un dispositif indépendant d'identification de constellation. L'idée que nous proposons

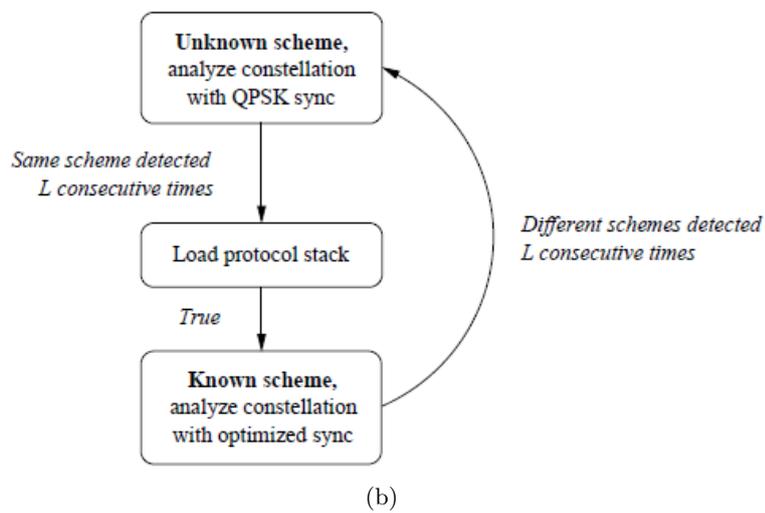
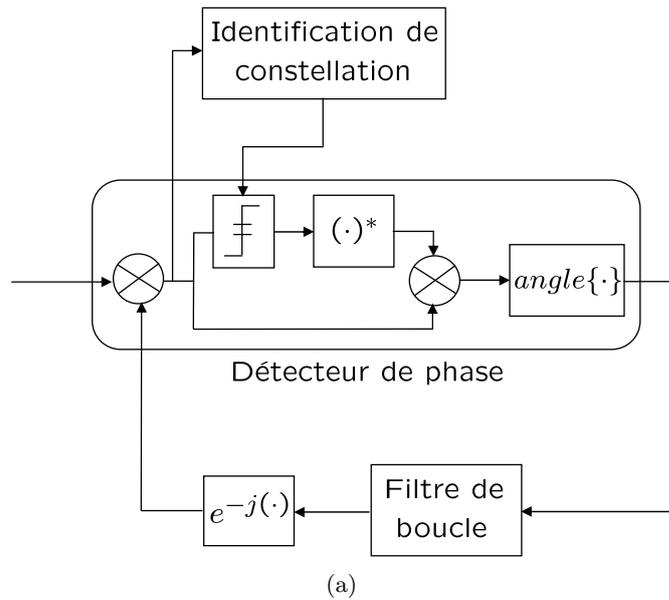


FIGURE 4.1 – (a) Boucle de récupération de phase avec identificateur de constellation [140], (b) Diagramme d'états de l'identification de constellation (extraite de [140])

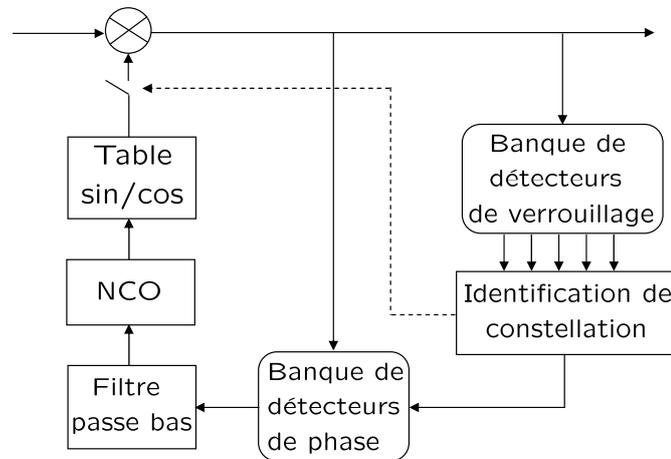


FIGURE 4.2 – La PLL numérique multi-modes [141]

consiste à utiliser une information extraite du détecteur de phase de la boucle de synchronisation qui nous indique le type de constellation du signal reçu à condition que la phase soit verrouillée. Il faut donc, dans un premier temps réussir à obtenir un verrouillage de la phase sans information a priori sur le type de constellation du signal reçu.

4.4.1 Utilisation d'une décision hiérarchique

De façon similaire à l'approche d'initialisation proposée dans [140], nous proposons d'utiliser un détecteur de phase ⁽¹⁾ piloté par une décision 4-QAM normalisée en puissance $((\pm 1 \pm j)/\sqrt{2})$ quelque soit le type de constellation reçue, nous appelons cette décision "hiérarchique" par référence au concept de constellation hiérarchique utilisé particulièrement dans les transmissions de type DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial) [144]. Nous avons vu dans le chapitre 3 que la courbe en S d'un détecteur de phase permet de prévoir l'évolution, en moyenne, de l'erreur de phase instantanée. On se propose d'analyser la courbe en S du détecteur de phase piloté par décision hiérarchique pour certains types de constellations normalisées en puissance. Nous choisissons les constellations : 16-QAM, 64-QAM, (4-12)-APSK, 8-PSK (Fig. 4.3), qui sont à notre connaissance, les plus souvent utilisées dans les systèmes de communications pratiques. La constellation APSK (Amplitude Phase Shifting Keyed) fait partie des constellations choisies pour le standard DVB-S2 (Digital Video Broadcasting Satellite) [142]. Dans ce type de constellation, les symboles sont répartis sur des cercles, sur chacun de ces cercles les symboles sont uniformément espacés (en phase) contrairement aux constellations QAM, cette configuration lui offre à la fois les avantages des constellations PSK et QAM. Par exemple, il a été démontré dans [143] que les performances d'une (4-12)-APSK (appelée aussi la double-anneau APSK) sont proches de celles d'une 16-QAM pour les transmissions à travers des canaux linéaires, et à travers des canaux non-linéaires elles s'apparentent aux performances d'une 16-PSK. La Fig. 4.4 montre le tracé des courbes en S du détecteur de phase piloté par les décisions

(1). Le détecteur de phase adopté pour l'algorithme que nous proposons est $e_3(k)$ identifié dans le chapitre 3 comme ayant le meilleur compromis des performances pour les constellations QAM, cela n'exclut pas la possibilité d'utiliser un détecteur de phase différent

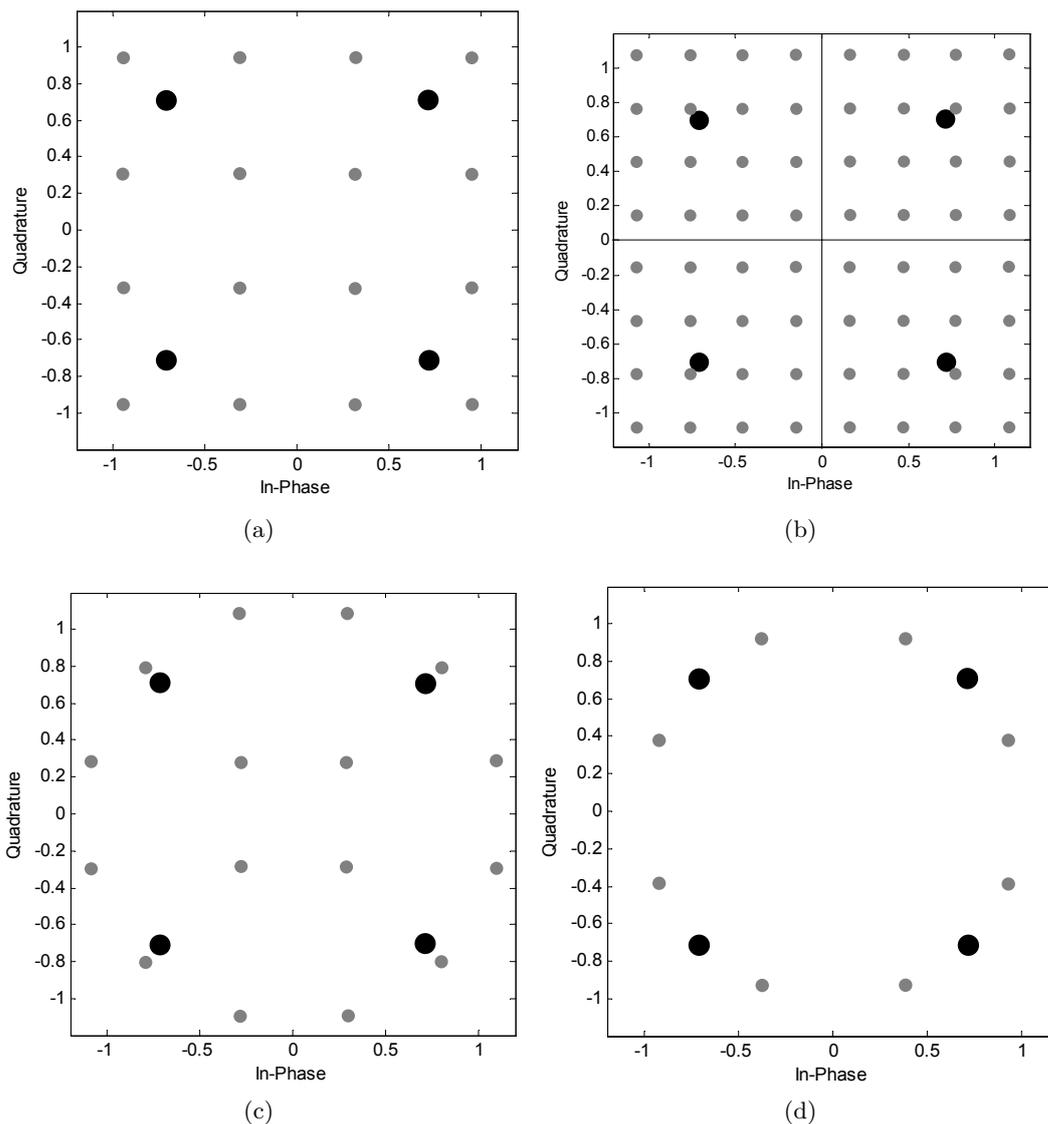


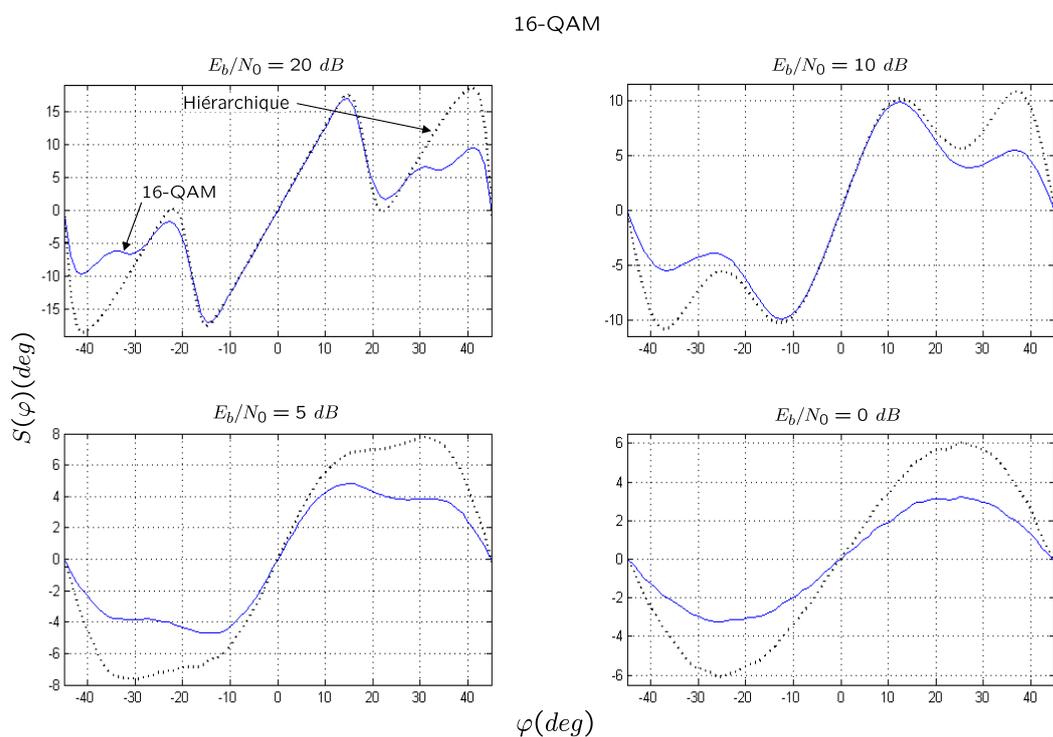
FIGURE 4.3 – Décision hiérarchique pour des constellations normalisées en puissance : (a)- 16-QAM/4-QAM, (b)- 64-QAM/4-QAM, (c)- (4-12)-APSK/4-QAM, (d)- 8-PSK/4-QAM

hiérarchiques 4-QAM pour différentes constellations à deux dimensions et pour plusieurs valeurs du rapport signal à bruit E_b/N_0 . On constate pour les fortes valeurs de E_b/N_0 que les courbes en S du détecteur à décision hiérarchique et celui à décision classique manifestent approximativement la même réponse linéaire dans le cas des constellations 16-QAM et 64-QAM, les points d'équilibre stables (de verrouillage) et instables sont exactement les mêmes. Dans le cas des constellations 8-PSK et (4-12)-APSK, les courbes en S sont identiques, les points d'équilibre stables et instables sont également identiques. Cela signifie que la boucle de synchronisation munie du détecteur de phase à décision hiérarchique devrait avoir "en moyenne", un comportement similaire, en terme de l'évolution de l'erreur de phase, à la même boucle de synchronisation doté d'un détecteur de phase utilisant les décisions correctes (classiques). Nous entendons par cela en particulier, qu'une décision hiérarchique permet à la boucle de synchronisation d'atteindre l'état de verrouillage (convergence vers un point d'équilibre stable) de phase mais au pris d'une dégradation significative de la précision d'estimation due aux erreurs de décision engendrées par la décision hiérarchique.

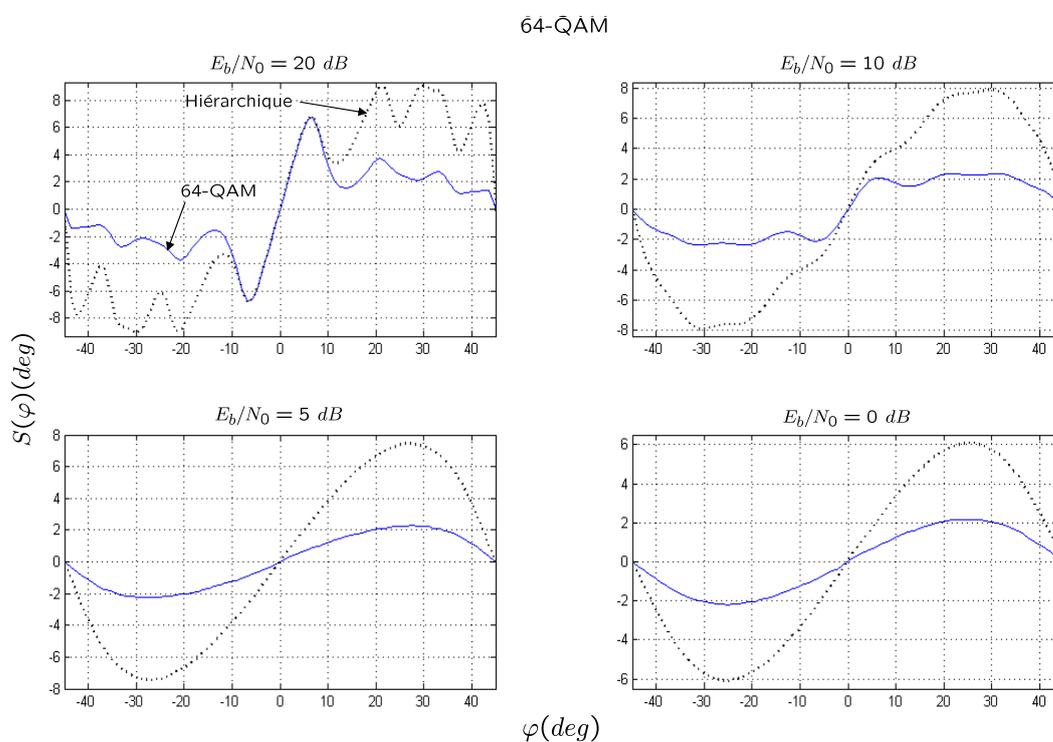
En effet, les résultats de simulation représentés sur la Fig. 4.5 sont conformes à cette interprétation de l'analyse des courbes en S. La figure montre le tracé à $E_b/N_0 = 10dB$ de 50 réalisations de l'erreur d'estimation de phase instantanée dans les deux cas d'utilisation d'une décision hiérarchique et classique (correcte) pour les différentes constellations de la Fig. 4.3. Pour la simulation, nous avons choisi arbitrairement, une erreur de phase constante $\theta_0 = 20^\circ$ et une erreur de fréquence relative $\Delta f T_s = 10^{-4}$. On constate comme prévu l'obtention d'un état de verrouillage de phase pour toutes les réalisations dans le cas de la décision hiérarchique, avec l'inconvénient d'une importante variance de l'erreur d'estimation de phase.

Une remarque est à souligner à propos de la Fig. 4.5 (g) où l'on constate des sauts de phase dans le cas des décisions hiérarchiques pour la constellation (4-12)-APSK, vers plus de points d'équilibre stable comparé au cas des décisions classiques Fig. 4.5 (f) bien que les courbes en S soient identiques comme nous l'avons discuté plus haut (Fig. 4.4 (c)). Ceci est dû à l'effet du bruit de décision symbole dans le cas d'une prise de décision hiérarchique qui provoque de fortes perturbations causant plus de transitions de l'erreur d'estimation de phase.

On remarque notamment des cas de non convergence de la trajectoire de l'erreur d'estimation de phase ou des cas d'accrochage extrêmement long en présence de sauts de phase dans le cas de la constellation 64-QAM (Fig. 4.5 (d)) avec une décision classique. C'est dû d'une part, à la sensibilité de la constellation au bruit additif et de l'autre à la faible taille de la zone de capture de la boucle (chapitre 2 §2.5.2.3 (e)) comme le montre la courbe en S Fig. 4.4 (b), ce qui engendre une sensibilité aux offsets de fréquence. Toutefois, dans le cas de la décision hiérarchique, le verrouillage est obtenu pour toutes les réalisations avec un temps d'accrochage moyen relativement faible (Fig. 4.5 (c)). On peut expliquer cela par la large zone de capture dans ce cas (Fig. 4.4 (b)) qui confère à la boucle plus de robustesse aux erreurs de fréquence.



(a)



(b)

FIGURE 4.4 – Comparaison des courbes en S du détecteur de phase piloté par décision hiérarchique et du détecteur piloté par décisions "classiques" pour différentes constellations

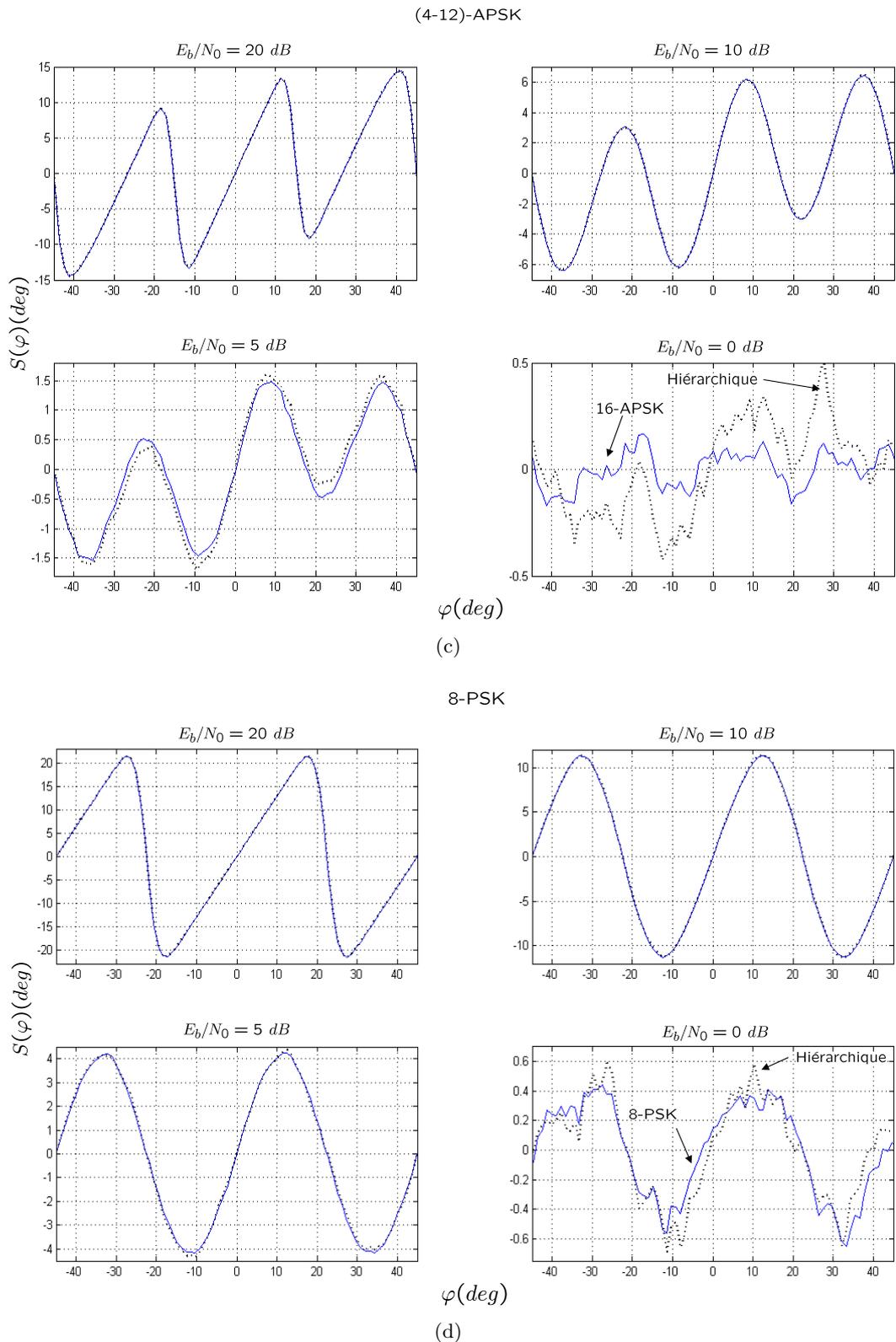


FIGURE 4.4 – (suite) Comparaison des Courbes en S du détecteur de phase piloté par décision hiérarchique et du détecteur piloté par décisions "classiques" pour différentes constellations

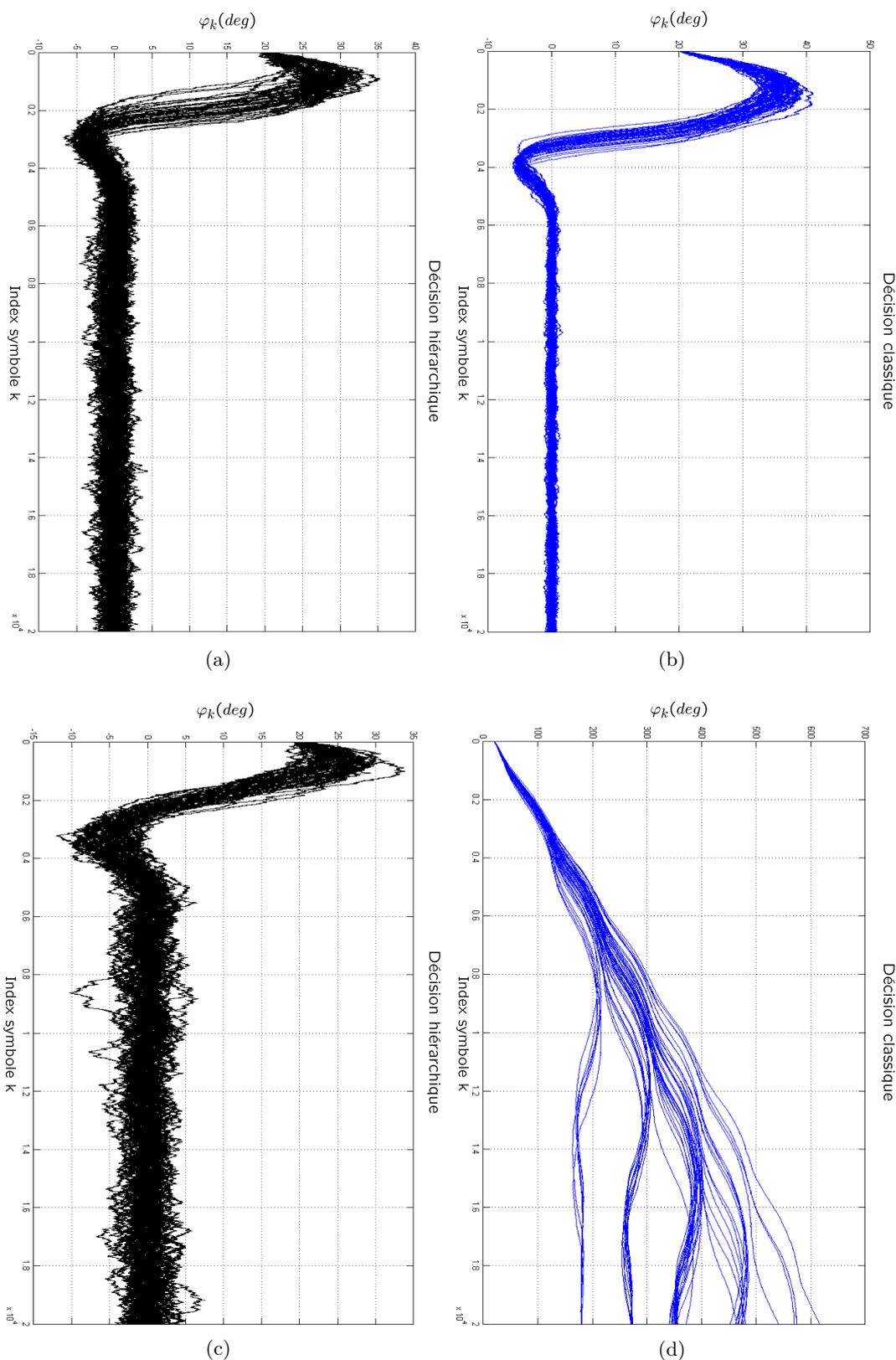


FIGURE 4.5 – Evolution de l'erreur d'estimation de phase en présence d'une erreur de phase constante $\theta_0 = 20^\circ$ et de fréquence $\Delta f T_s = 10^{-4}$, $\frac{E_b}{N_0} = 10 \text{ dB}$, (a), (b) 16-QAM, (c), (d) 64-QAM

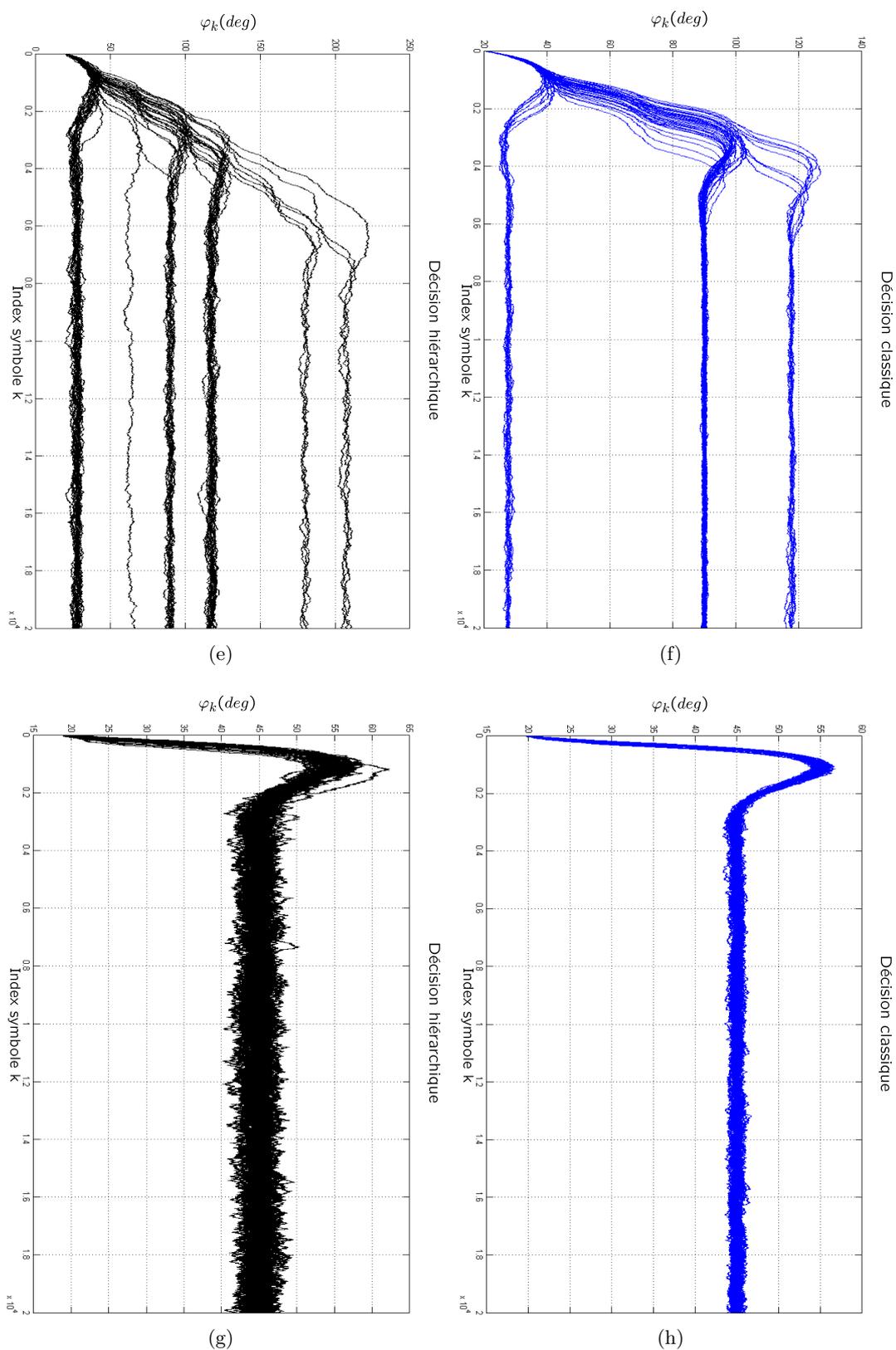


FIGURE 4.5 – (suite) Evolution de l'erreur d'estimation de phase en présence d'une erreur de phase constante $\theta_0 = 20^\circ$ et de fréquence $\Delta f T_s = 10^{-4}$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB, (e), (f) (4-12)-APSK, (g), (h) 8-PSK

4.4.1.1 Variance de l'erreur d'estimation de phase

La variance de l'erreur d'estimation de phase (expression 3.51) dans le cas de la décision hiérarchique est donnée par :

$$Var(\varphi) \simeq 2B_L T_s \frac{E[|N(k)|^2]}{K_e^2} \quad (4.1)$$

Comme nous l'avons souligné dans le chapitre 2, lorsque la boucle est en mode de poursuite $e(k) = S(0) + N(k)$, comme $S(0) = 0$, $N(k) = e(k)$, il s'ensuit que :

$$|N(k)|^2 = \left[\text{sgn}(w_I)[w_Q - \text{sgn}(w_Q)] - \text{sgn}(w_Q)[w_I - \text{sgn}(w_I)] \right]^2 \quad (4.2)$$

Après développement et simplification, l'expression (4.2) se réduit à :

$$|N(k)|^2 = [|w_I| - |w_Q|]^2 \quad (4.3)$$

On note ici que $N(k)$ comprend le bruit additif ainsi que l'effet de la décision hiérarchique. A partir de l'expression (4.3), en l'absence de bruit additif, la variance de l'erreur d'estimation de phase s'écrit :

$$Var(\varphi) \simeq 2B_L T_s \frac{E_{d_k}[(|a_k| - |b_k|)^2]}{K_e^2} \quad (4.4)$$

Le tableau 4.1 montre, dans le cas d'une décision hiérarchique, les valeurs importantes des écarts types de l'erreur d'estimation de phase en l'absence de bruit additif pour les différentes constellations de la Fig. 4.3. Ces valeurs correspondent aussi aux valeurs

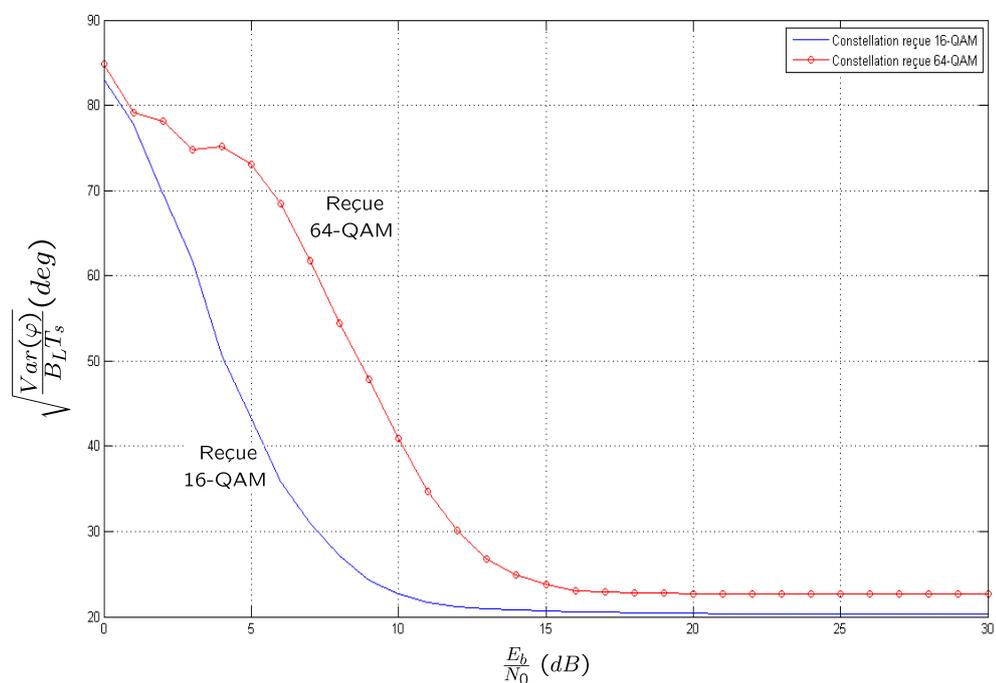
Constellation reçue	$\sqrt{Var(\varphi)}/B_L T_s$
16-QAM	20°, 25
64-QAM	22°, 64
16-APSK	26°, 27
8-PSK	23°, 73

TABLE 4.1 – Écart type de l'erreur d'estimation de phase en l'absence de bruit pour une décision hiérarchique

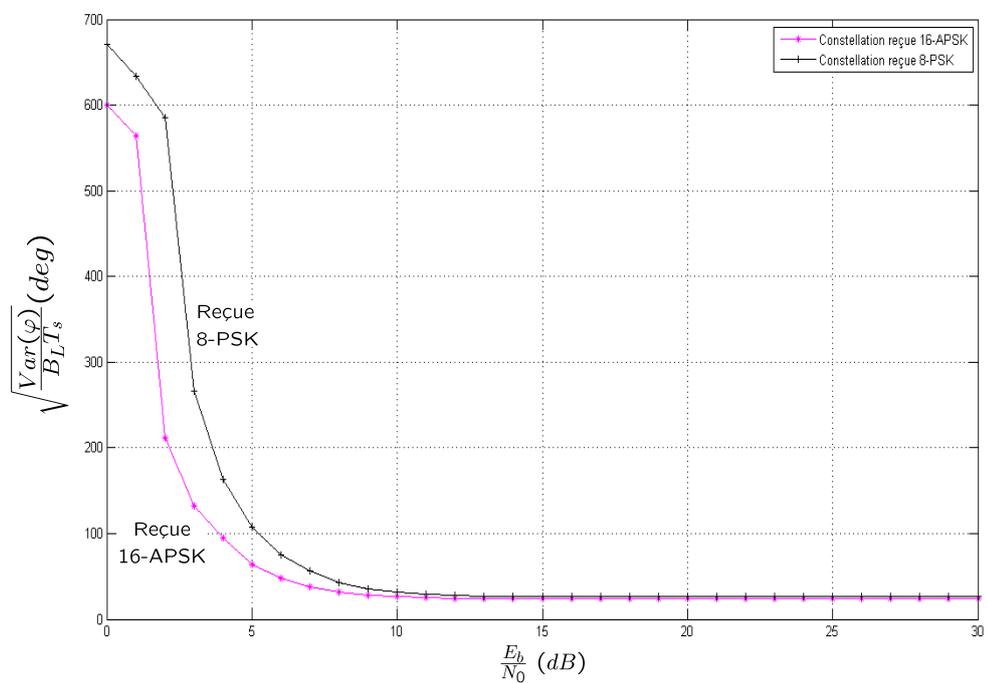
des planchers de variance d'estimation de phase dans la Fig. 4.6 où nous avons tracé $\sqrt{Var(\varphi)}/B_L T_s$ en fonction du rapport signal à bruit en $\frac{E_b}{N_0}$.

4.4.2 Transmission avec changement de constellation

En plus de garantir l'obtention du verrouillage de la phase pour divers types de constellations, la décision hiérarchique permet aussi le maintien de cet état de verrouillage lorsque un changement de constellation survient. Cela est illustré par l'exemple de simulation de la Fig. 4.7 où l'on a considéré un scénario de transmission à $E_s/N_0 = 20dB$ dans lequel une constellation 8-PSK est transmise pendant une durée de 12000 symboles, puis dans



(a)



(b)

FIGURE 4.6 – Variance de l'erreur d'estimation de phase dans le cas d'une décision hiérarchique en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$, (a) constellations 16-QAM, 64-QAM (b) constellations (4-12)-APSK, 8-PSK

le but d'augmenter le débit, par exemple, une reconfiguration de la transmission modifie la constellation en une 16-QAM pendant le reste du temps. Dans cette simulation une erreur de fréquence relative $\Delta f T_s = 2 \cdot 10^{-4}$ est prise en compte. On suppose que dans un contexte classique, le récepteur est configuré pour le traitement d'un signal modulé en 8-PSK. Au moment du changement de la constellation, dans le cas des décisions classiques, la courbe en S change de forme comme le montre la Fig. 4.7 (a), le point d'équilibre de la courbe en S ($\varphi = 0$) qui était stable devient instable, une nouvelle phase d'accrochage est donc déclenchée. Le point initial étant un point d'équilibre instable, l'erreur d'estimation de phase évolue vers les deux sens positif et négatif des erreurs de phase de façon aléatoire, pour s'accrocher sur les points d'équilibre stable de la nouvelle courbe en S (des multiples de $\varphi = \pm 12^\circ$ et $\varphi = \pm 36^\circ$). Cependant, dans le cas du détecteur de phase piloté par décision hiérarchique, la forme de la courbe en S est proche de celle d'une décision correcte (Fig. 4.7 (b)) que ce soit avant ou après le changement de constellation. De ce fait, l'accrochage de la phase est continuellement maintenu.

4.4.3 Réduction de la variance d'estimation à l'aide de la fiabilité du détecteur de phase

Nous avons montré jusqu'ici que le détecteur de phase piloté par décision hiérarchique permet la récupération de la phase avec une précision d'estimation médiocre et ceci dans un contexte de transmission aveugle vis à vis du type de la constellation du signal reçu. On propose dans ce qui suit une technique pour améliorer la précision d'estimation. Elle consiste à extraire du détecteur de phase une information sur le type de la constellation reçue qui permet de reconfigurer le détecteur de phase en accord avec cette information (décision correcte).

Nous avons constaté par simulation qu'il existe une mesure évaluée à partir de la variance et de la courbe en S du détecteur de phase qui caractérise la constellation du signal à l'entrée de la boucle de synchronisation. La mesure en question est dite "fiabilité" du détecteur de phase, elle a été introduite par Mottier dans sa thèse [43] comme critère de performance des détecteurs de phase. Elle est définie par :

$$F(\varphi) = \frac{S^2(\varphi)}{\sigma^2(\varphi)}$$

Où $S(\varphi)$ est la courbe en S du détecteur de phase et $\sigma^2(\varphi)$ sa variance. Vue de la sortie du détecteur de phase, cette quantité est analogue à un rapport signal à bruit.

Nous avons tracé sur les Fig. 4.8, Fig. 4.9, Fig. 4.10 la fiabilité du détecteur de phase en fonction de φ dans l'intervalle $[-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}]$, pour différentes valeurs du rapport signal à bruit E_b/N_0 . Pour chaque type de constellation transmise, dans un contexte où l'on suppose l'absence d'information sur le type de cette constellation, la fiabilité du détecteur de phase est évaluée pour toutes les possibilités de décision correspondant aux différentes constellations de la Fig. 4.3. On constate sur toutes les figures que la valeur de la fiabilité correspondant à la constellation transmise est maximale dans les deux segments gauche et droit du voisinage des points d'équilibre stable (Fig. 4.10 (a)). Ainsi, la fiabilité peut être utilisée comme indicateur du type de constellation du signal reçu. On note que la taille de ce voisinage et la valeur maximale de la fiabilité dans ce dernier sont sensibles au bruit additif en particulier lorsque la constellation transmise est dense (64-QAM) comme

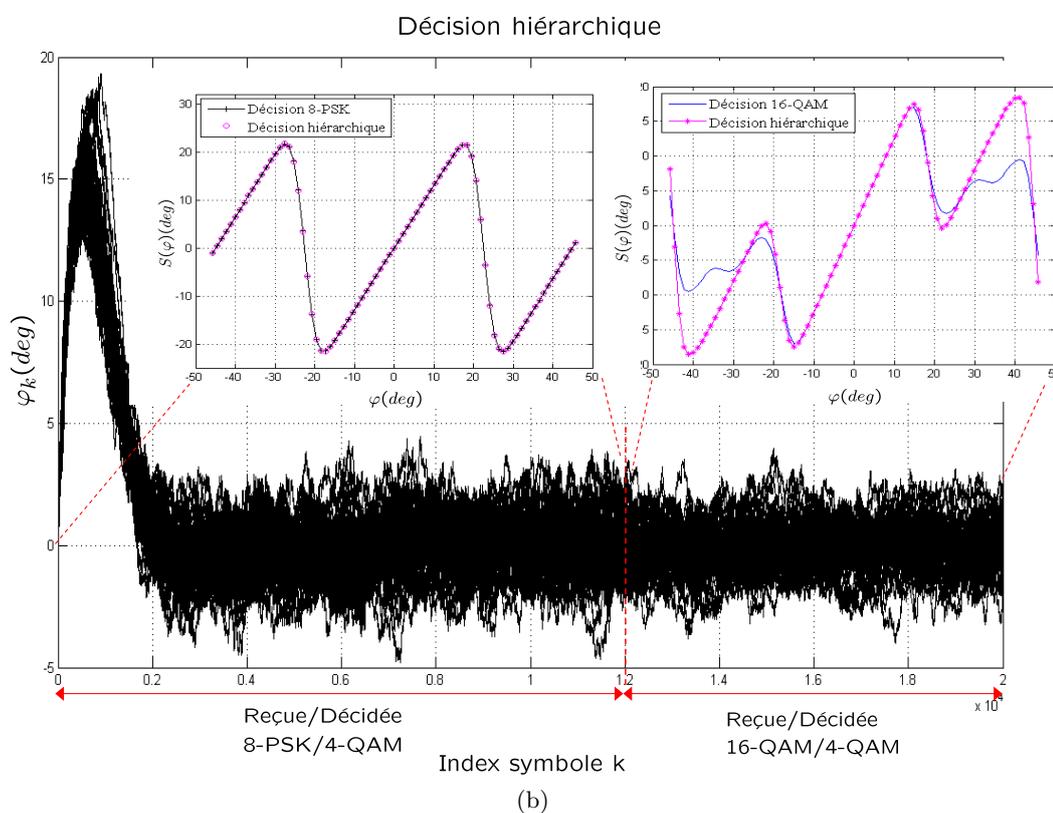
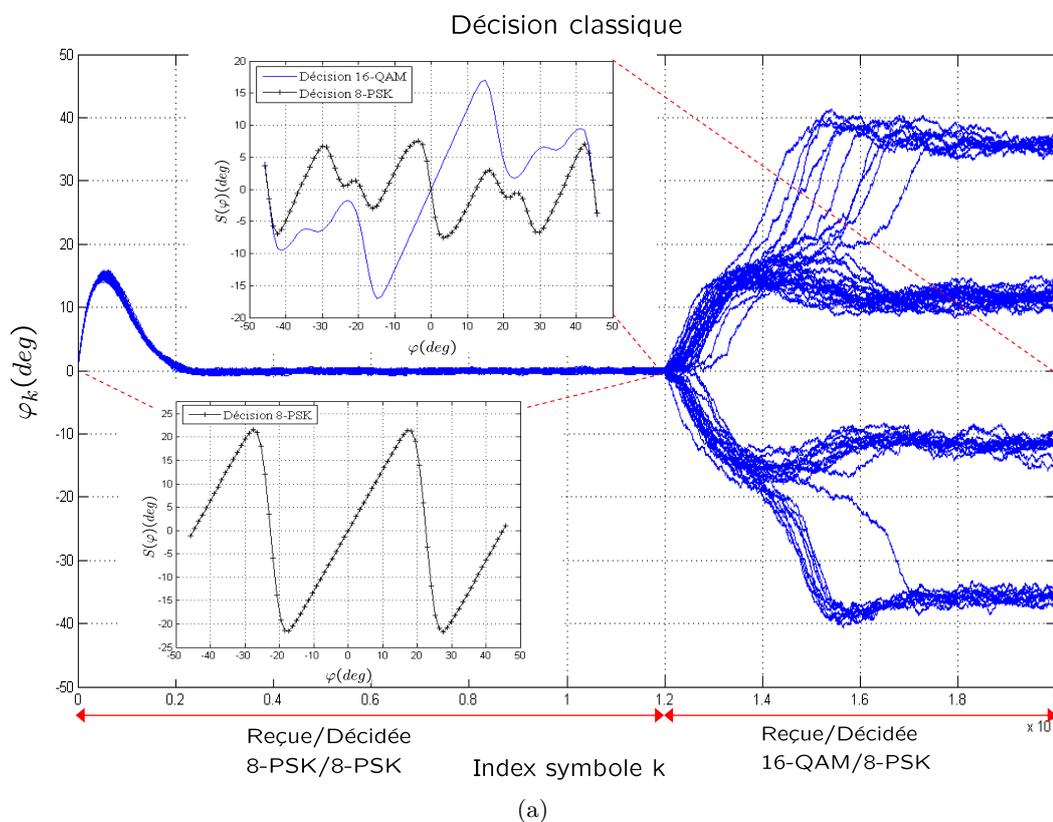


FIGURE 4.7 – Effet de la décision hiérarchique dans le cas de changement de constellation

illustré sur la Fig. 4.10 (b) où les valeurs de la fiabilité correspondant à une décision correcte et celle correspondant à la décision 16-QAM sont confondues au voisinage du point d'équilibre stable.

Partant de ce constat, on se propose d'améliorer la boucle de synchronisation utilisant un détecteur de phase piloté par décision hiérarchique selon le schéma de la Fig. 4.11. En l'absence d'information sur la constellation du signal reçu, le détecteur de phase piloté par décision hiérarchique (DPDH) est utilisé pour accrocher la phase. Lorsque l'état de verrouillage est atteint, l'erreur de phase d'estimation fluctue autour d'un point d'équilibre stable, pour se mettre sur l'un des segments du voisinage du point d'équilibre où on est sûr que la valeur de la fiabilité correspondant à la constellation que l'on veut identifier est maximale, on applique une rotation φ_δ sur le signal corrigé en phase à l'entrée du DPDH. Ce signal est ensuite utilisé comme entrée d'un ensemble de détecteurs de phase (piloté par décision classique DPDC) dont chacun utilise une décision relative à chaque constellation. La fiabilité $\hat{F}(\varphi_\delta)$ est estimée⁽²⁾ pour chaque décision puis un traitement qui consiste à identifier la constellation à partir du maximum des valeurs de la fiabilité estimée, transmet l'information uniquement lorsque la détection du verrouillage est effectuée. Enfin l'information à la sortie du traitement est utilisée pour changer le schéma de décision du DPDH en adéquation avec la constellation détectée.

Afin d'illustrer le fonctionnement de cet algorithme, nous reprenons l'exemple du scénario de la Fig. 4.7 en considérant les mêmes paramètres de simulation. Une valeur de $\varphi_\delta = 10^\circ$ est choisie (Fig. 4.8 (a)), c'est une valeur pour laquelle la fiabilité se trouve proche ou égale à la valeur maximale pour toutes les valeurs de E_b/N_0 et également pour toutes les constellations sauf la 64-QAM à $E_b/N_0 = 20dB$ et $5dB$ où sa fiabilité à cette valeur de φ_δ ne se distingue pas trop des autres. C'est pourquoi il est important de bien choisir la valeur de φ_δ pour garantir une valeur de fiabilité assez grande distinguant la bonne constellation des autres et ceci quelque soit la constellation et quelque soit le niveau du bruit.

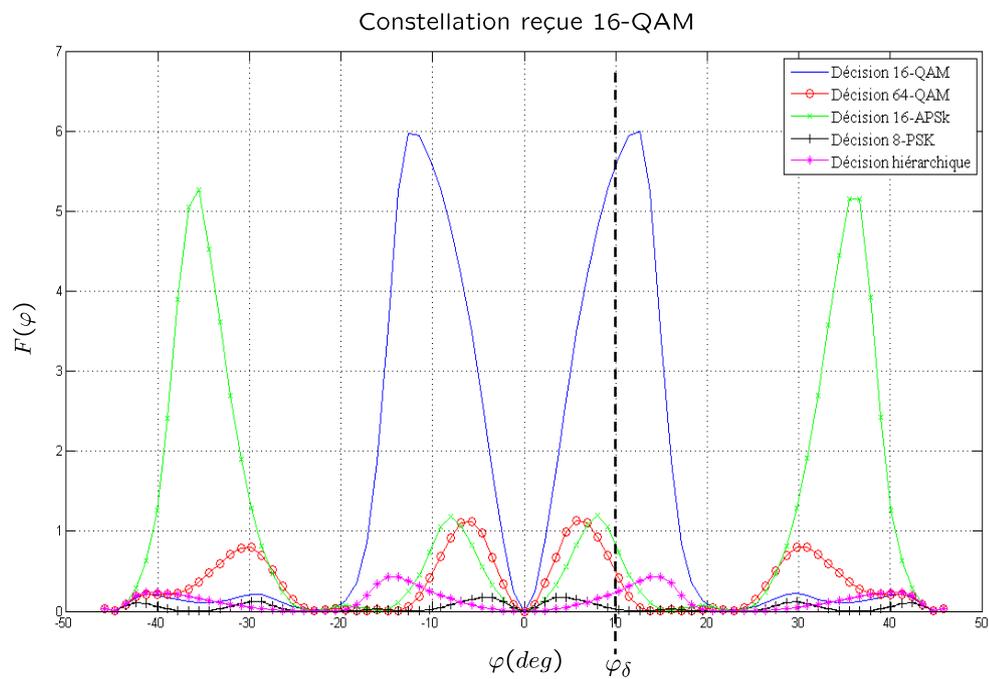
On constate clairement sur les Fig. 4.12 l'effet de l'utilisation de l'information de fiabilité sur la précision de l'estimation. La Fig. 4.12 (b) montre à titre illustratif une réalisation de l'évolution temporelle de l'estimation de la fiabilité pour chaque décision où l'on distingue clairement les changements brusques des valeurs de la fiabilité des décisions correspondants aux constellations concernées (8-PSK et 16-QAM).

Pour les mêmes paramètres de simulation, on considère maintenant un second changement du type de la constellation reçue (64-QAM) après celui de la 16-QAM à partir du 22000 ième symbole reçu comme le montre la Fig. 4.13. Les mêmes remarques s'appliquent aussi à ce scénario. Il faut seulement noter que l'indication de fiabilité pendant la réception de la constellation 64-QAM manifeste une valeur faible mais qui reste maximale (Fig. 4.14 (b)). Ceci est dû à la valeur de φ_δ pour laquelle la fiabilité de la décision 64-QAM est loin du maximum à $E_b/N_0 = 20 dB$ comme on peut le vérifier sur la Fig. 4.8 (b).

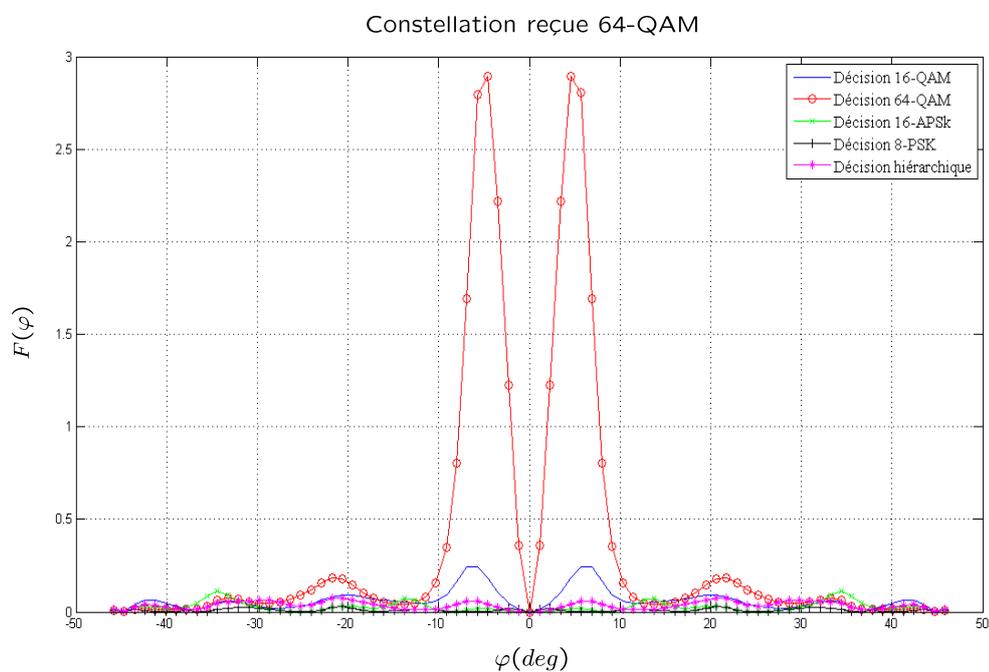
Remarques :

- Le détecteur de verrouillage VBLD que nous avons proposé dans le chapitre 3 n'est pas utilisable dans le contexte de l'algorithme que nous proposons ici puisque il est adapté uniquement aux constellations de type QAM. Le but étant de montrer l'utilisation de l'information de fiabilité, nous avons donc considéré dans ces simulations que la détection

(2). L'estimation de la moyenne et de la variance du détecteur de phase dans l'expression de la fiabilité est identique à celle de la variance dans le chapitre 3 (eq. 3.65)



(a)



(b)

FIGURE 4.8 – Fiabilité du détecteur de phase pour différentes décisions, $\frac{E_b}{N_0} = 20 \text{ dB}$

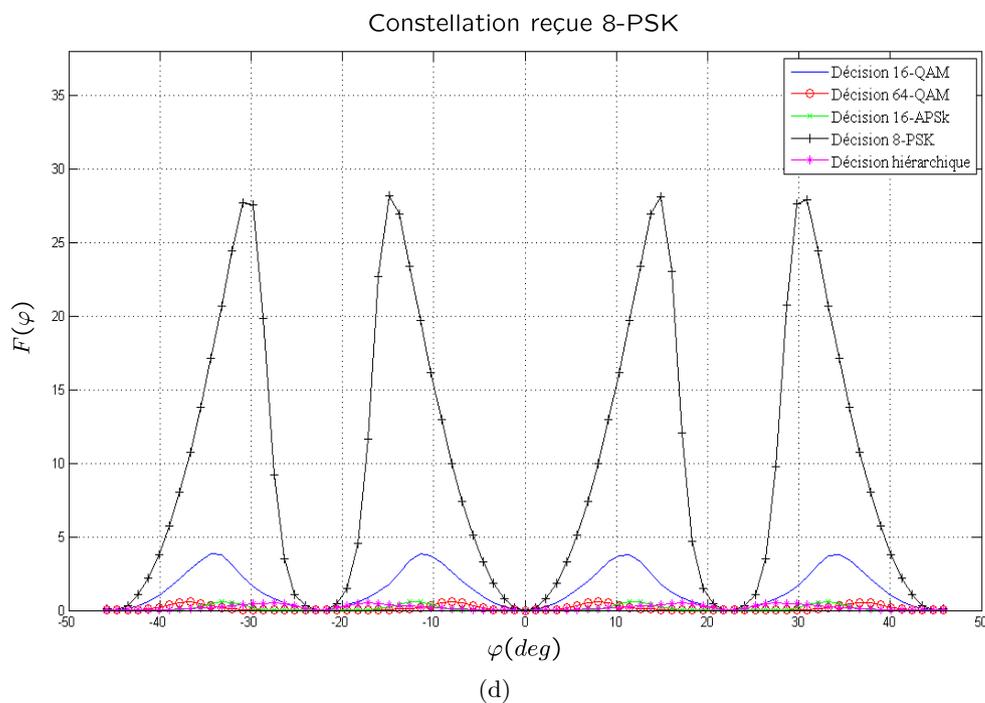
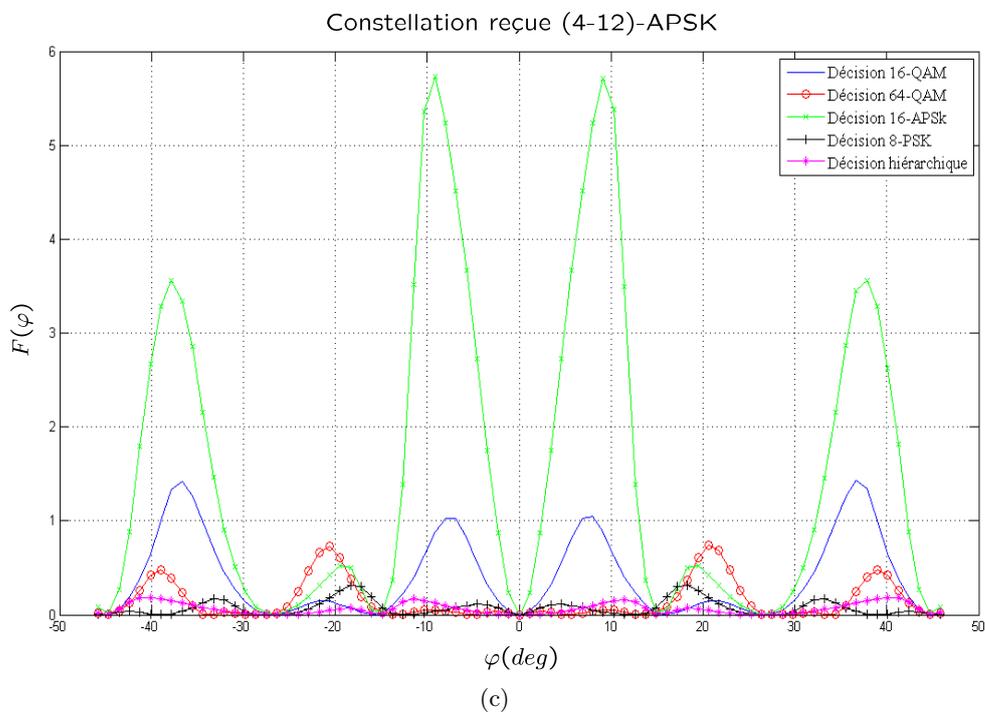
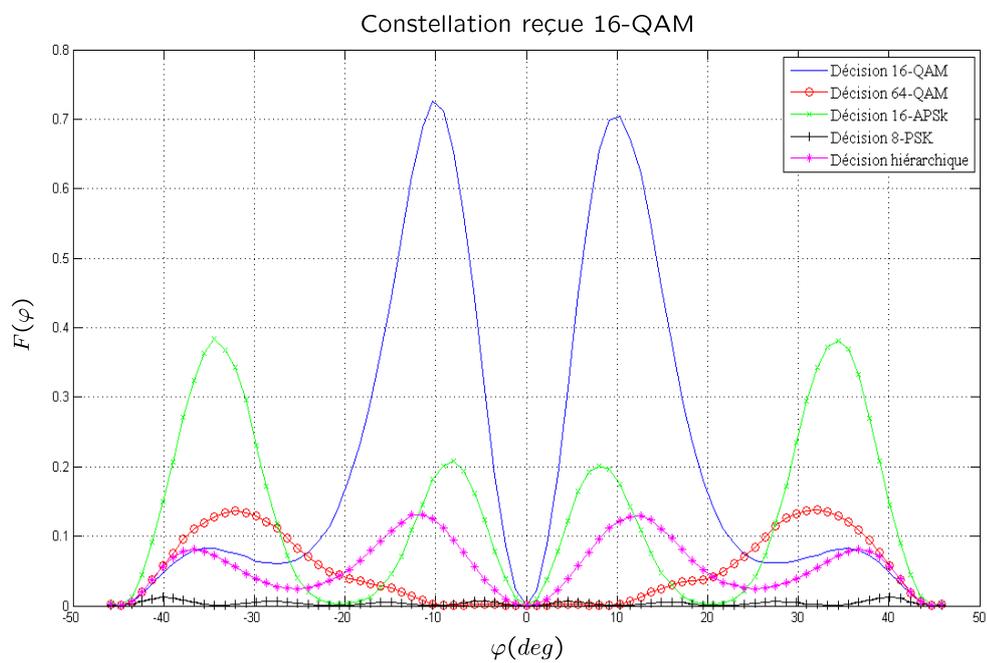
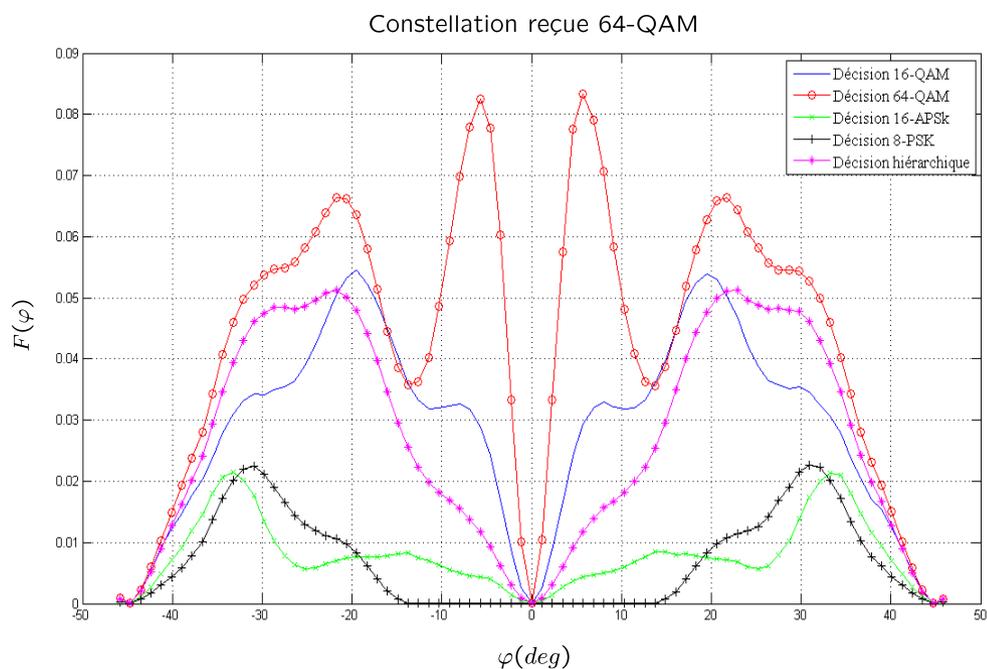


FIGURE 4.8 – (suite) Fiabilité du détecteur de phase pour différentes décisions, $\frac{E_b}{N_0} = 20 \text{ dB}$



(a)



(b)

FIGURE 4.9 – Fiabilité du détecteur de phase pour différentes décisions, $\frac{E_b}{N_0} = 10 \text{ dB}$

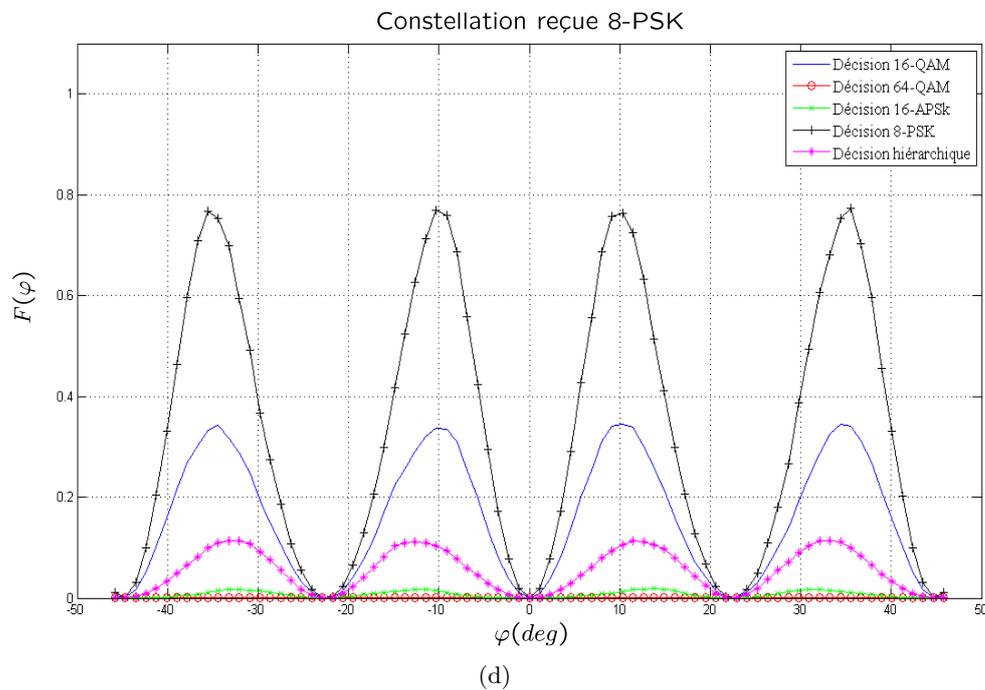
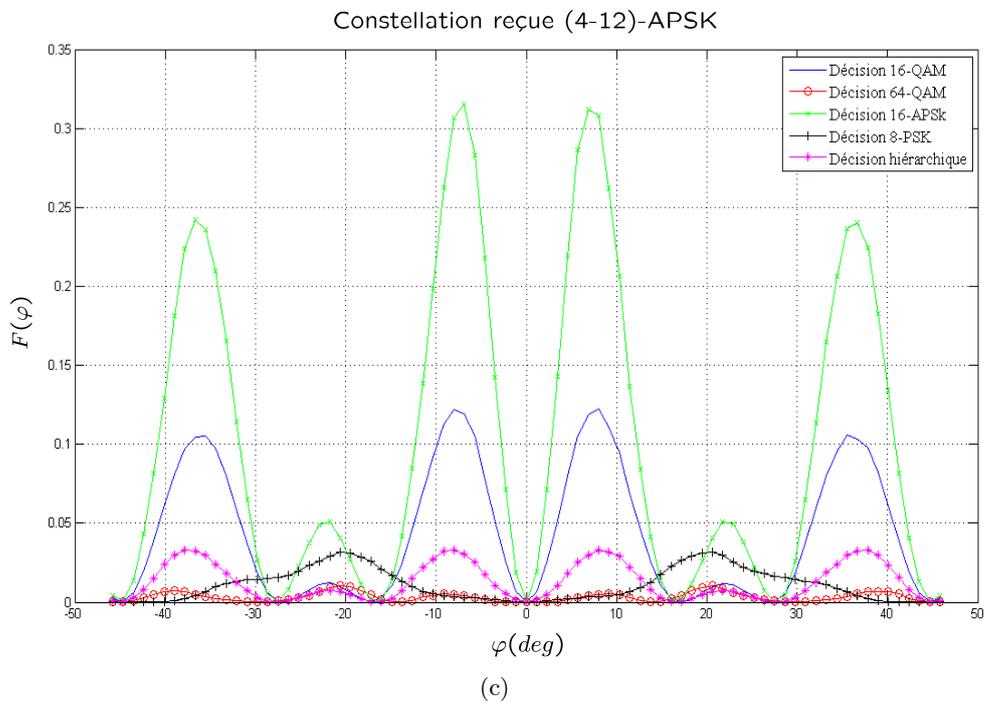
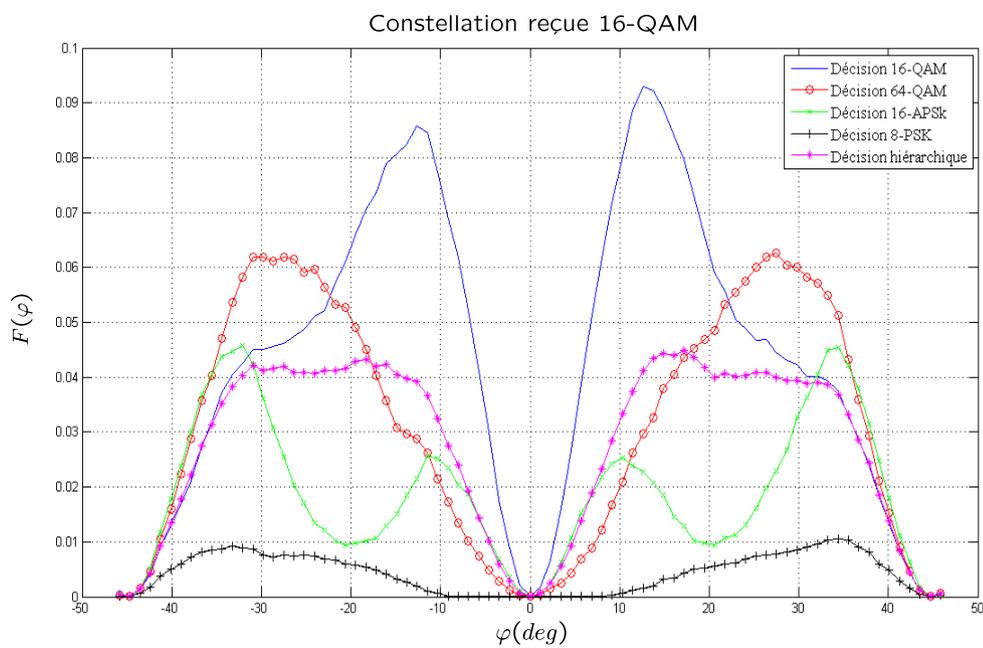
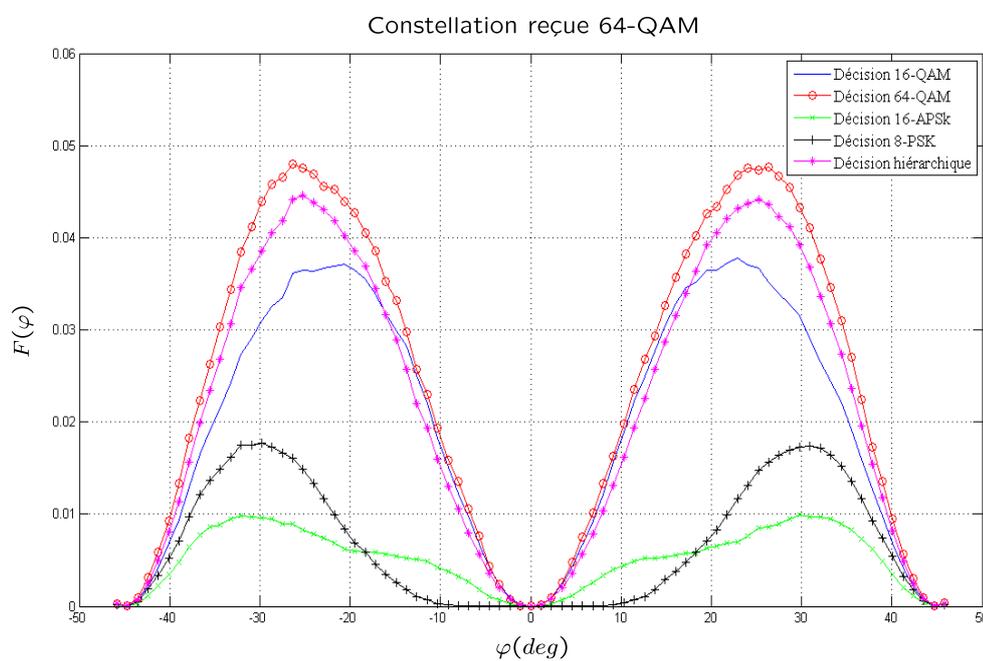


FIGURE 4.9 – (suite) Fiabilité du détecteur de phase pour différentes décisions, $\frac{E_b}{N_0} = 10 \text{ dB}$

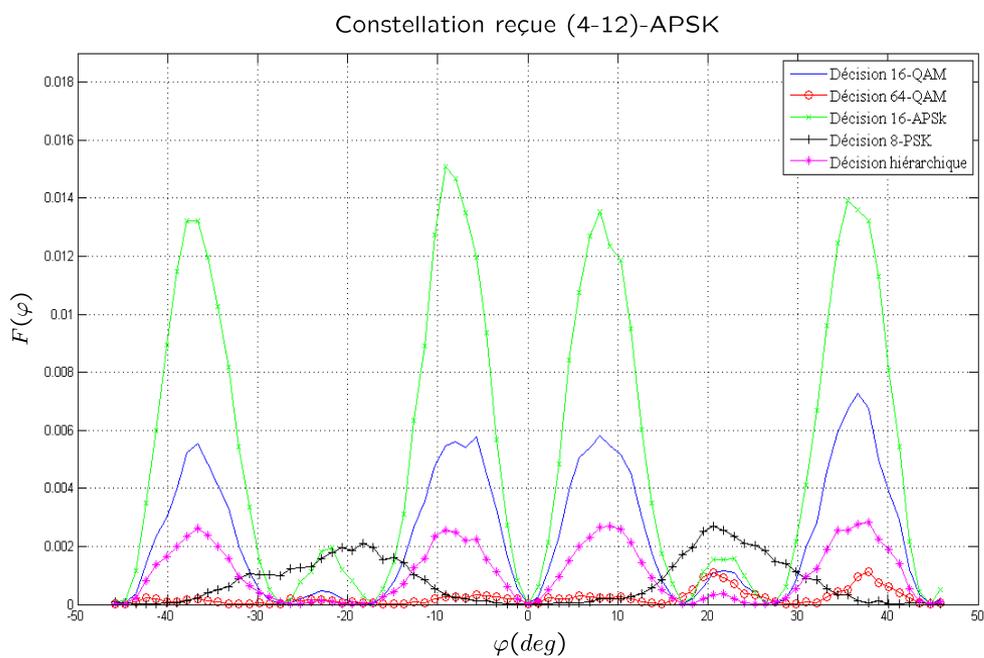


(a)

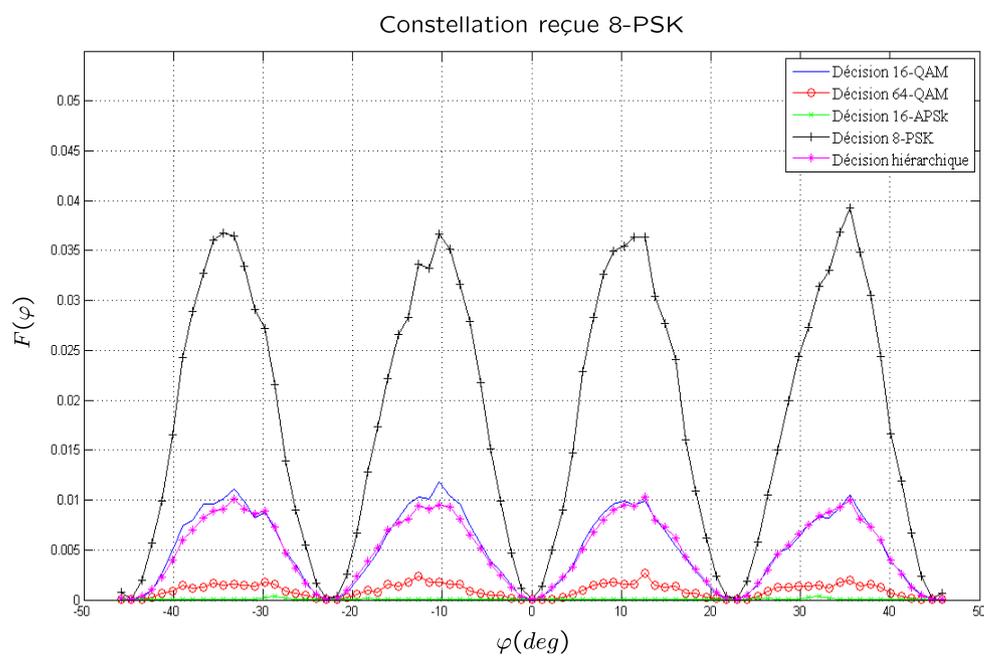


(b)

FIGURE 4.10 – Fiabilité du détecteur de phase pour différentes décisions, $\frac{E_b}{N_0} = 5 \text{ dB}$



(c)



(d)

FIGURE 4.10 – (suite) Fiabilité du détecteur de phase pour différentes décisions, $\frac{E_b}{N_0} = 5 \text{ dB}$

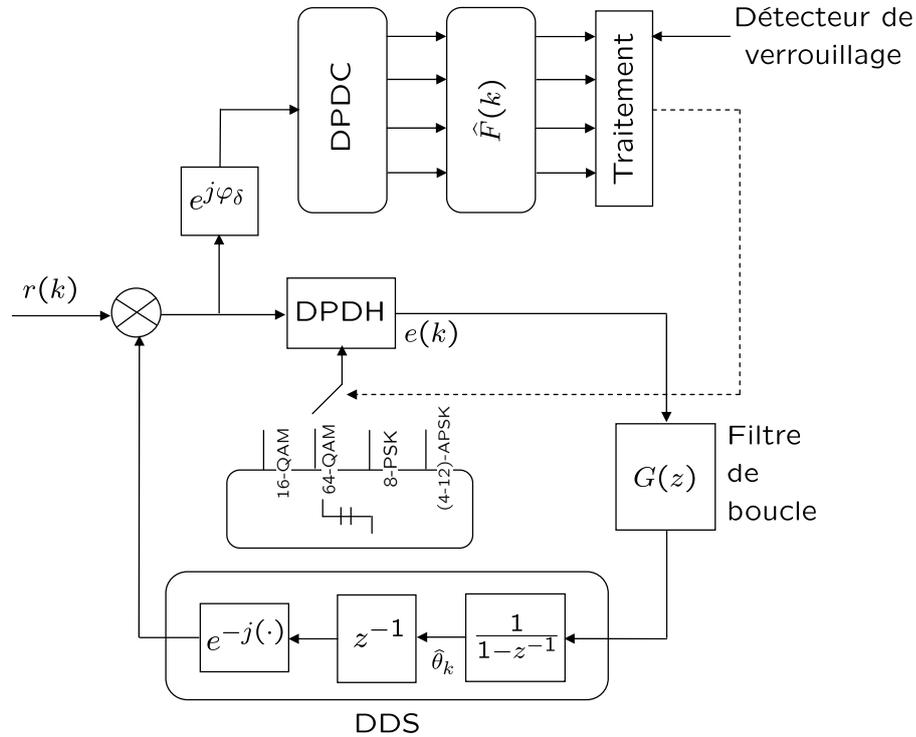


FIGURE 4.11 – Boucle de récupération de phase pour une radio intelligente

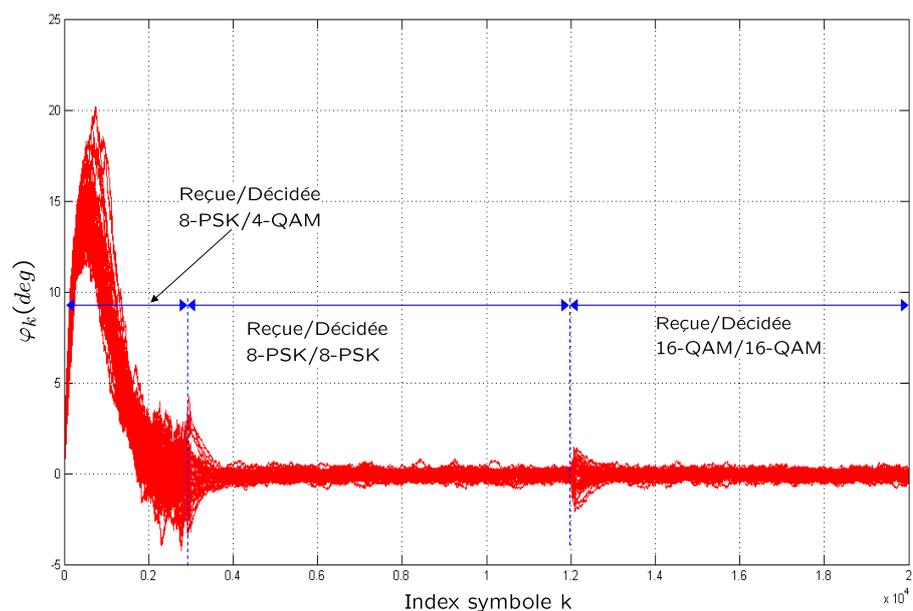
de verrouillage a été effectuée par un quelconque détecteur de verrouillage opérant sans connaissance a priori de la constellation reçue.

- Nous avons vu dans les exemples de simulation ci-dessus l'effet du changement de constellation sur la forme de la courbe en S du détecteur de phase, ce qui confirme l'importance de l'analyse des courbes en S, un exemple du changement des formes des courbes en S en fonction des décisions à $E_b/N_0 = 10$ dB est illustré sur la Fig. 4.15.

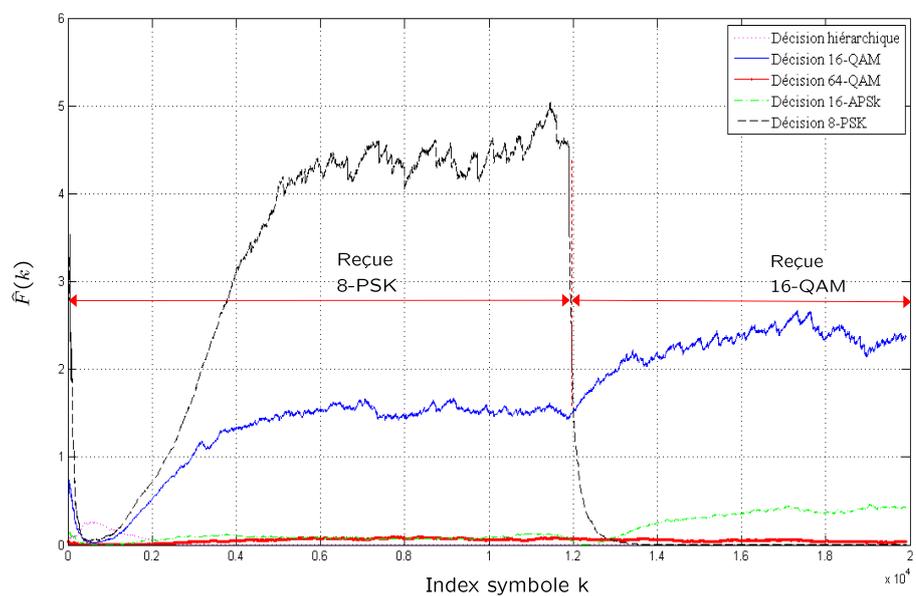
- Le contexte de la radio intelligente considéré dans cette partie s'inscrit dans le cadre de terminaux multi-standards, les possibilités de décision implémentées dans l'algorithme sont associées donc aux différents standards auxquels le terminal peut accéder. Dans une vision d'intelligence plus large, un terminal de radio intelligente doit idéalement être capable de traiter n'importe quel signal se trouvant dans son environnement. Ce cas n'est pas pris en considération dans l'algorithme que nous proposons, la solution qui peut être envisagée est de revenir sur le DPDH lorsque la constellation du signal reçu ne fait pas partie de celles des standards pris en charge par l'algorithme. La difficulté réside ici dans le fait de trouver un procédé qui distingue ce cas.

L'originalité de l'approche que nous proposons réside dans le fait que nous n'utilisons pas un algorithme d'identification de constellation comme c'est le cas dans les techniques existantes ([140], [141]).

Dans l'approche proposé par Pinto [140] (Fig. 4.1), le système initialisé par une décision hiérarchique, répète le processus d'identification de la constellation sur des fenêtres d'observation. Dans le cas où l'identification échoue, le processus est ré-initialisé de nouveau par une décision hiérarchique, il est donc possible que la boucle décroche sous l'effet de la

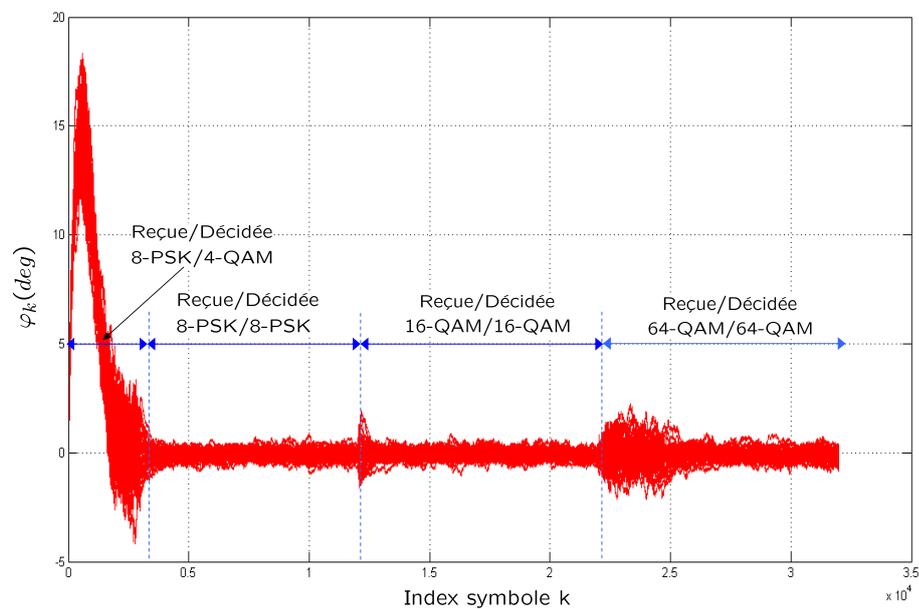


(a)

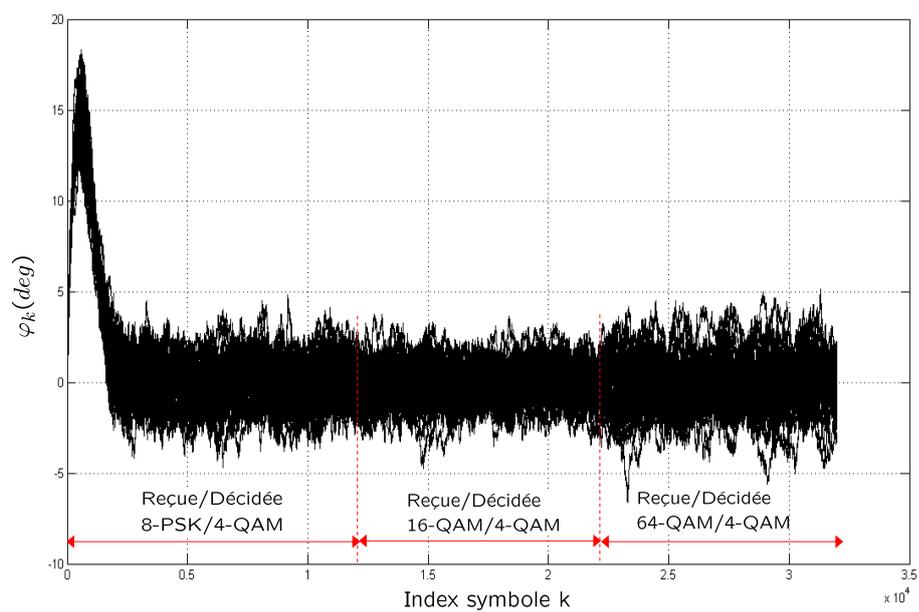


(b)

FIGURE 4.12 – L'utilisation de la fiabilité du détecteur de phase pour la détection des changements de constellation (scénario 1)



(a)



(b)

FIGURE 4.13 – Effet de l'utilisation de la fiabilité du détecteur de phase dans le cas de changement de constellation (scénario 2)

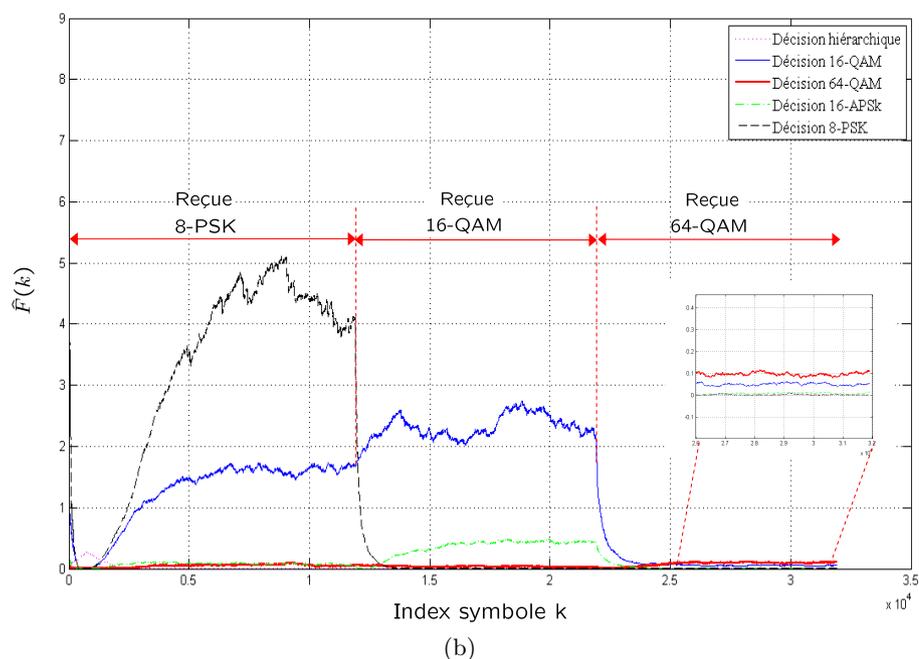
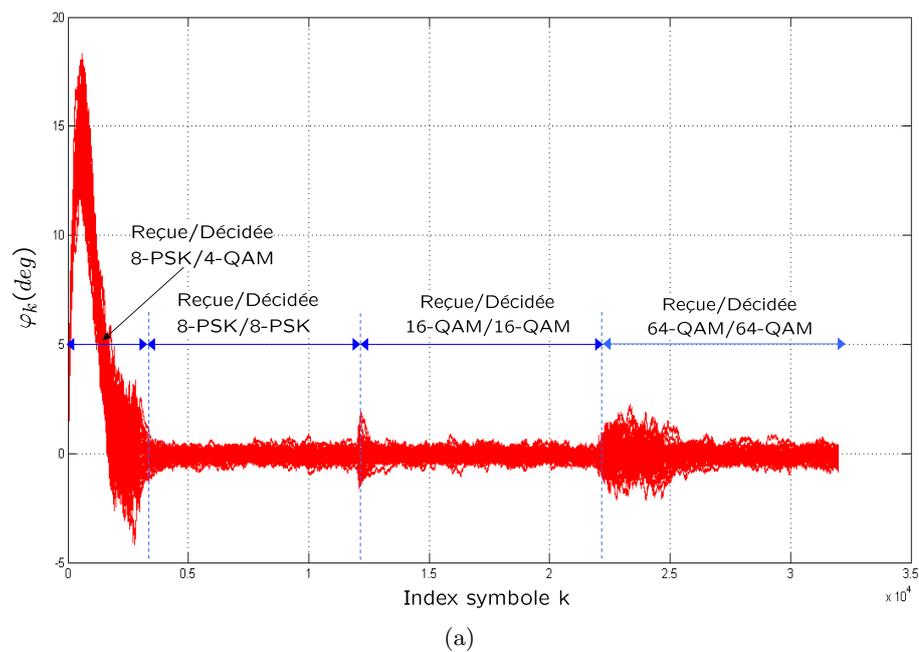


FIGURE 4.14 – L'utilisation de la fiabilité du détecteur de phase pour la détection des changements de constellation (scénario 2)

dégradation de la variance, jusqu'à ce que l'identification réussisse. Dans notre approche, le verrouillage est maintenu lors des changements de la constellation, il n'y a pas besoin de ré-utiliser la décision hiérarchique car l'indication relative à la constellation fournie par la mesure de fiabilité réagit aux changements de constellation de façon quasiment instantanée (Fig. 4.12, Fig. 4.14).

Quant à la PLL multi-modes [141] (Fig. 4.2), le fonctionnement de la boucle de récupération de phase est interrompu pendant le processus d'identification de constellation dont la durée dépend de certains paramètres comme l'ordre de la constellation et la puissance du bruit. De ce fait, si la boucle décroche lors du changement de constellation (exemple de la Fig. 4.13), alors les données sont perdues pendant la durée d'identification.

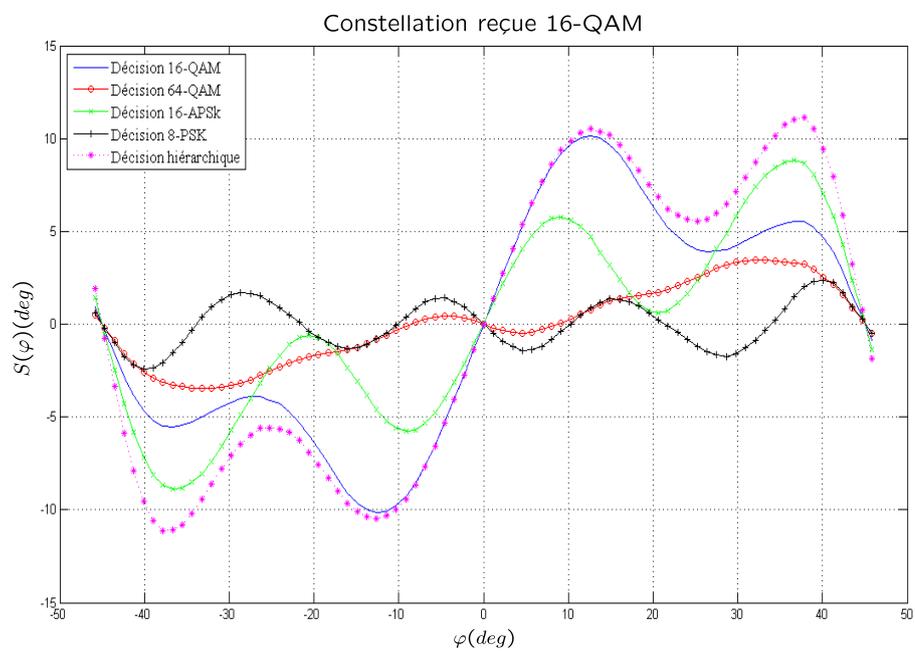
4.5 Conclusion

Nous avons proposé dans ce chapitre une technique de synchronisation de phase adaptée aux futures technologies de transmission radio intelligentes. Les applications de la radio intelligente se basent essentiellement sur une approche d'auto-reconfiguration des paramètres de transmission en vue d'une amélioration des performances ou pour répondre aux besoins et aux exigences des utilisateurs. L'un de ces paramètres est le type de constellation du signal radio que le terminal radio intelligent doit être capable de modifier dans des situations où il est nécessaire d'augmenter le débit ou améliorer la qualité de transmission.

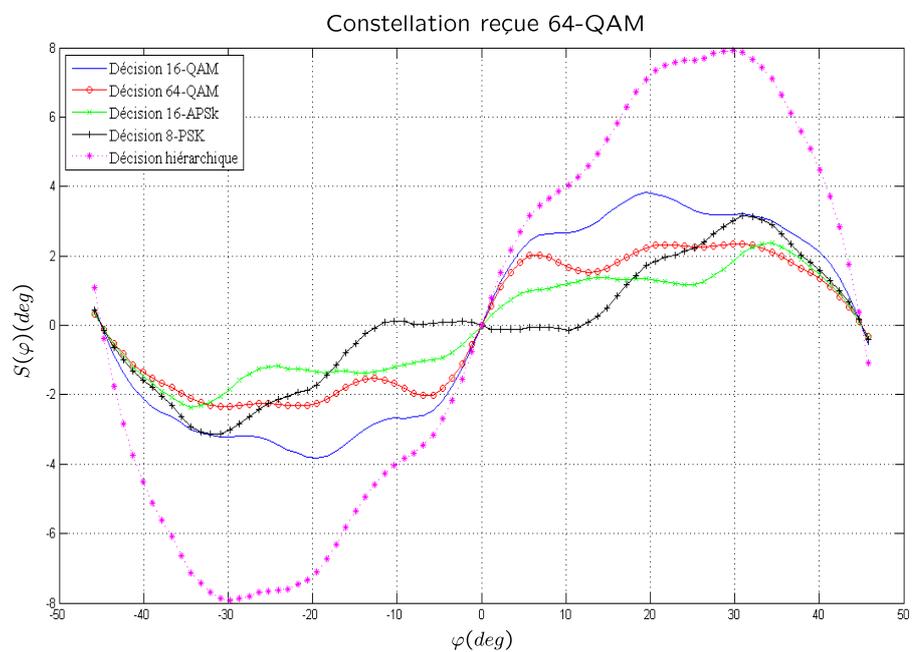
Contrairement aux techniques qui existent et qui se servent d'un dispositif d'identification de constellation, la boucle de récupération de phase proposée utilise initialement un détecteur de phase piloté par décision hiérarchique pour accrocher la phase sans connaissance a priori du type de constellation du signal traité. Puis, la fiabilité du détecteur de phase, utilisée pour la première fois dans ce contexte, permet d'identifier la constellation et de changer la décision symbole du détecteur de phase. Le fonctionnement de la boucle proposée a été confirmé par quelques exemples de simulation. Toutefois, les limites de cette approche n'ont pas été étudiées car un nombre important de paramètres est à prendre en considération et les scénarios imaginables de changements de constellations sont aussi nombreux.

On note ici que la fiabilité a été utilisée pour la mise en oeuvre d'un algorithme de classification de modulation que nous avons proposé dans un article reporté dans la fin de l'annexe.

Les aspects de perception et de compréhension de l'environnement, d'auto-configuration et d'adaptation du fonctionnement qui sont intrinsèques à la technologie radio intelligente requièrent un support radio logicielle pour sa mise en oeuvre. L'exploitation des possibilités offertes par l'approche de conception radio logicielle pour améliorer les performances des techniques de récupération de phase sera abordée dans le chapitre suivant.



(a)



(b)

FIGURE 4.15 – Effet du changement de constellation sur la courbe en S à $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB

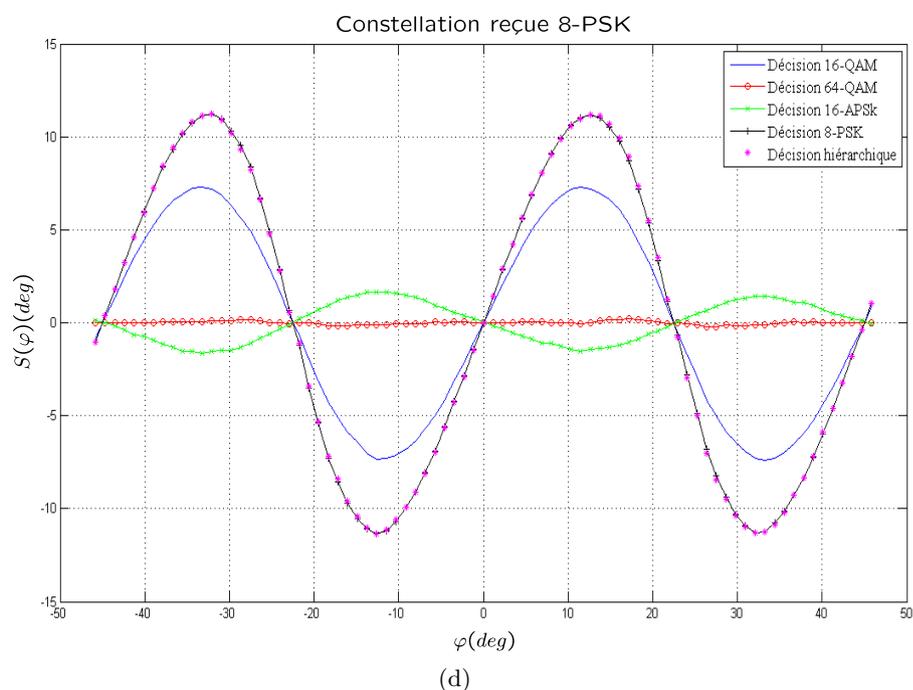
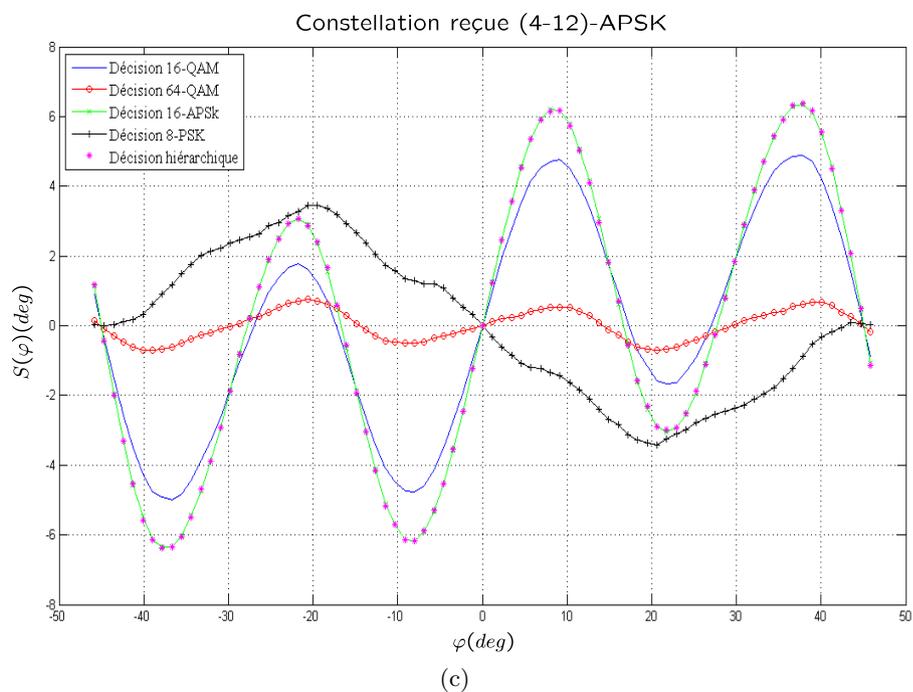


FIGURE 4.15 – (suite) Effet du changement de constellation sur la courbe en S à $\frac{E_b}{N_0} = 10 \text{ dB}$

Chapitre 5

Synchronisation de phase dans le contexte de la radio logicielle

Sommaire

5.1	Introduction	159
5.2	Vision SIMO de la récupération de phase	160
5.2.1	Première Approche	160
5.2.2	Seconde Approche	164
5.3	Conclusion	166

5.1 Introduction

Le principe de la radio logicielle est de faire en sorte qu'un même système matériel soit capable d'exécuter plusieurs fonctions radio différentes. Le moyen adopté est de définir ces fonctions radio de façon totalement logicielle. Pour se faire, l'un des fondements de la radio logicielle est de positionner la conversion entre les mondes analogiques et numériques aussi proche que possible de l'antenne, aussi bien à l'émission qu'à la réception. L'analogie la plus directe est celle qui peut être faite avec le monde de l'informatique à caractère modulaire (matériel) et programmable (logiciel). Ainsi la radio logicielle peut tirer profit de la flexibilité, la reconfigurabilité et la portabilité des traitements numériques, mais aussi des moyens de conception évolués du monde numérique.

Rapprocher le traitement numérique du signal de l'antenne nécessite un procédé de conversion analogique numérique fonctionnant à une fréquence d'échantillonnage élevée et procure donc un grand nombre d'échantillons. Dans ce chapitre nous proposons deux schémas de structure SIMO (Simple Input Multiple Output) de récupération de phase. Dans un traitement radio logiciel conventionnel, après conversion analogique numérique du signal reçu, typiquement, 4 échantillons par symbole sont gardés pour le reste du traitement afin de réduire la complexité. L'idée dans ce que nous proposons consiste à utiliser plus d'échantillons prélevés autour du symbole reçu, d'une certaine façon, et qui nous permet d'améliorer les performances avec moins de complexité. La seconde approche consiste à modéliser la synchronisation de phase sous forme d'un problème d'égalisation

multi-canal. Le coefficient de chaque canal est ensuite estimé par un procédé qui s'inspire du principe d'égalisation FSE.

5.2 Vision SIMO de la récupération de phase

Nous avons décrit dans le chapitre 1 (section 1.3.2.1 b)) les différentes architectures matérielles des récepteurs radio logicielle restreinte. Une vue d'ensemble de celles-ci nous conduit à nous intéresser particulièrement à la solution utilisant un échantillonnage du signal en FI basse fréquence pour deux raisons essentielles : elle reste proche du concept de la radio logicielle idéale et les contraintes qu'elle impose peuvent être respectées avec l'état de l'art actuel.

Comme le montre la Fig. 5.1, la chaîne de réception est composée de : un filtre passe bande RF qui permet d'isoler la bande de réception, puis un AFB amplifie le signal. Un filtre passe bande pour la réjection d'image est requis avant le mélangeur qui ramènera le spectre de la bande de réception autour d'une fréquence intermédiaire faible. Ceci permet de réduire le nombre d'éléments fonctionnant dans le domaine des radio-fréquences. Avant échantillonnage du signal, les superpositions des spectres au signal utile sont évitées grâce à un filtre passe-bas appelé aussi filtre anti-repliement, dans certains cas, ce filtre réalise aussi la sélection du canal radio. Le signal FI numérique est ensuite transposé en bande de base en utilisant un oscillateur numérique.

La fréquence d'échantillonnage du convertisseur analogique-numérique est de l'ordre des MHz, un nombre important d'échantillons par symbole est donc disponible à l'entrée du mélangeur. Dans les récepteurs conventionnels, typiquement 4 échantillons par symbole sont retenus pour l'étape du filtrage adapté afin de réduire la complexité. Notons que le filtrage adapté concerne uniquement le filtre de mise en forme de l'émission, c'est donc un filtre en racine de cosinus surélevé.

Le nombre important d'échantillons à la sortie du convertisseur analogique-numérique constitue une diversité temporelle qui peut être vu comme un système de traitement SIMO qu'on peut exploiter comme on se propose de le faire dans le paragraphe qui suit.

5.2.1 Première Approche

L'idée se base sur l'utilisation efficace des échantillons disponibles en vu d'améliorer les performances. Elle consiste, comme illustrés sur la Fig. 5.1, à construire des versions du signal en bande de base retardées et avancées d'un échantillon ou plus autour des échantillons se trouvant aux instants respectant le critère d'annulation de l'interférence entre symboles de Nyquist ($t = kT_s$) ((1) Fig. 5.1 et Fig. 5.2). Une décimation d'un facteur $f_e/4f_s$ est ensuite effectuée sur ces différentes versions pour ne retenir que 4 échantillons par symbole ((2) Fig. 5.1 et Fig. 5.2). Puis, La moyenne des signaux sous-échantillonnés constituera l'entrée du filtre adapté ((3) Fig. 5.1 et Fig. 5.2). A la sortie du filtre adapté, les échantillons sont prélevés au rythme d'un échantillon par symbole.

La Fig. 5.2 montre la façon dont 4 versions des signaux constituant le système SIMO proposé sont construites à partir d'un signal échantillonné à une cadence de 60 échantillons par symbole.

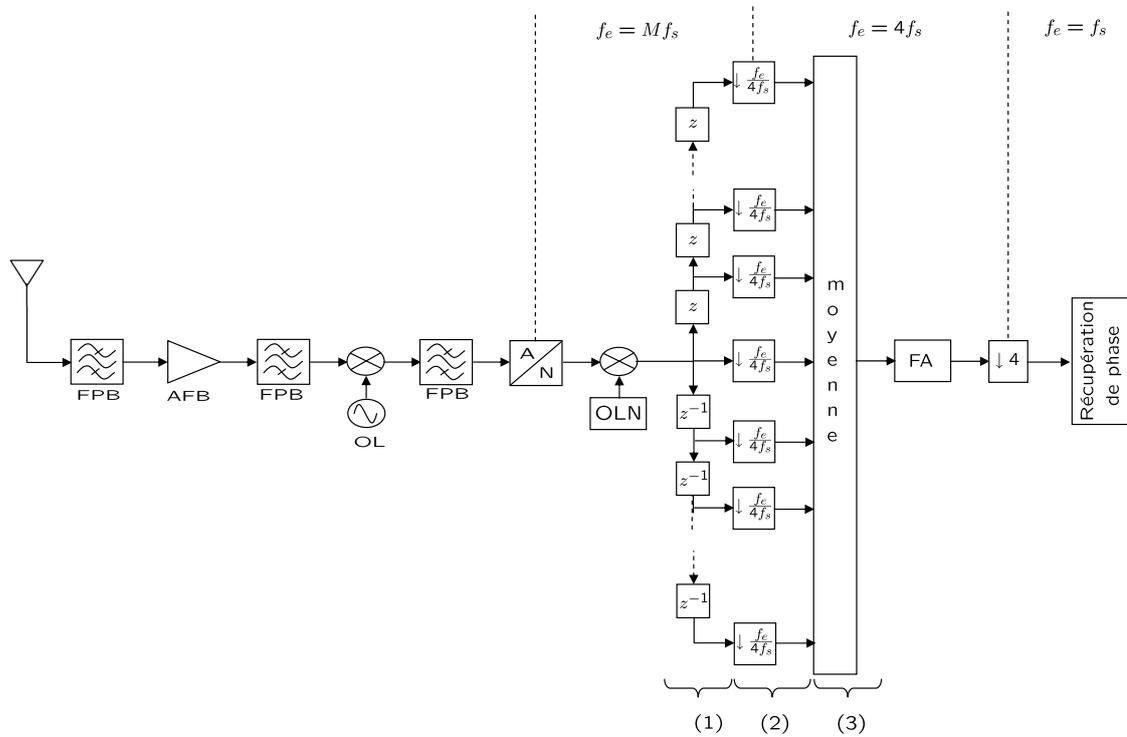


FIGURE 5.1 – Structure SIMO de récupération de phase, FPB : Filtre Passe Bande ; AFB : Amplificateur Faible Bruit ; OL : Oscillateur Local ; A/N : Analogique/Numérique ; OLN : Oscillateur Local Numérique, f_e : fréquence d'échantillonnage ; f_s : fréquence symbole

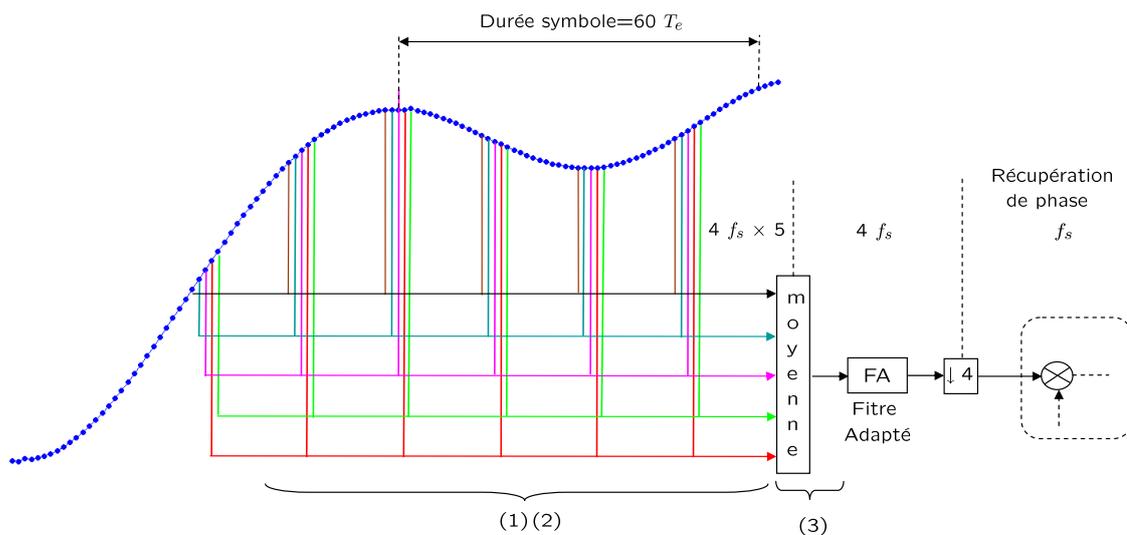


FIGURE 5.2 – Exemple illustrant le fonctionnement de la technique proposée

5.2.1.1 Résultats de simulation

A titre d'exemple, nous considérons dans cette simulation une fréquence d'échantillonnage du convertisseur analogique-numérique égale à $60f_s$. Nous considérons également que le signal reçu est modulé en 16-QAM. Pour simuler le fonctionnement de la boucle de récupération de phase on choisit une valeur arbitraire (qui permet tout de même d'accrocher la phase) de l'erreur relative de fréquence $\Delta f T_s$. La Fig. 5.4 montre le tracé, en fonction du nombre des signaux (sous-échantillonné chacun à $4f_s$) qui constituent la structure SIMO de la Fig. 5.1, des valeurs de la variance de l'erreur d'estimation de la phase évaluée à partir de 500 réalisations de la trajectoire de l'erreur d'estimation de phase instantanée. Nous avons aussi représenté sur ces figures la valeur de la variance de l'erreur d'estimation de phase pour un système de réception conventionnel (SISO) où nous avons considéré que le signal reçu est sous-échantillonné à $15f_s$ comme illustré sur la Fig. 5.3. Pour les différents tracés trois valeurs de E_b/N_0 sont pris en compte (20 dB, 10 dB et 5 dB).

On constate donc qu'avec la structure SIMO à 15 signaux cadencés chacun à $4f_s$ et

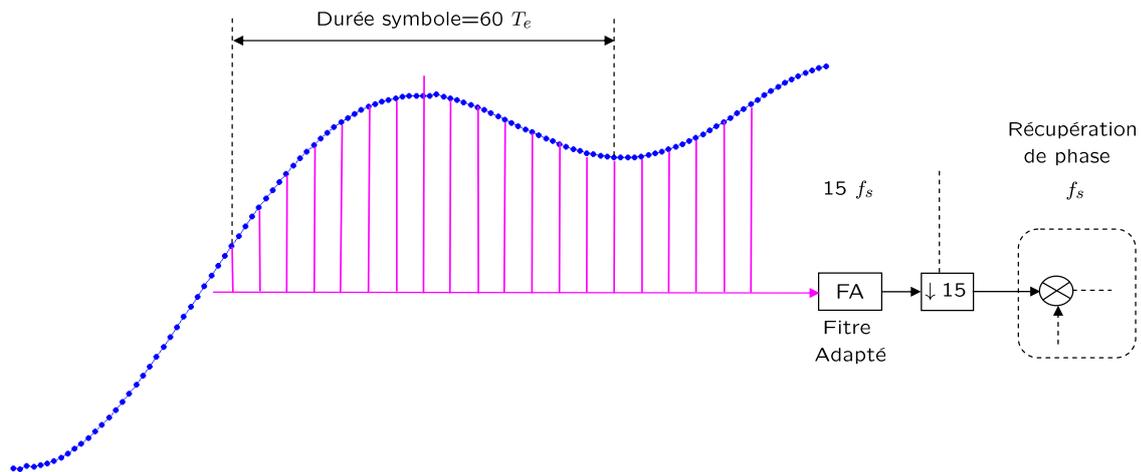


FIGURE 5.3 – Structure SISO de récupération de phase

moyennés à l'entrée du filtre adapté, on arrive à atteindre une précision d'estimation de phase égale à celle obtenue par une structure de réception SISO conventionnelle cadencée à $15f_s$ tout en réduisant le complexité calculatoire. En effet, si l'on suppose que la longueur temporelle du filtre adapté est de $4T_s$, 16 coefficients seront alors utilisés dans la structure SIMO contre 60 dans le cas de la structure SISO pour une même précision d'estimation. Par conséquent, la complexité calculatoire du traitement est réduite d'un quart (en négligeant la complexité de la moyenne arithmétique et aussi celle des filtres anti-repliement).

Il est vrai qu'avec l'évolution rapide de la puissance de calcul des circuits numériques, cet argument de gain en complexité peut s'avérer sans intérêt dans un futur proche mais ce résultat montre tout de même qu'il est possible de tirer profit d'une vision SIMO de récupération de phase. C'est pourquoi on se propose dans le paragraphe qui suit, de discuter les prémices d'une idée basée sur une autre approche de récupération de phase SIMO.

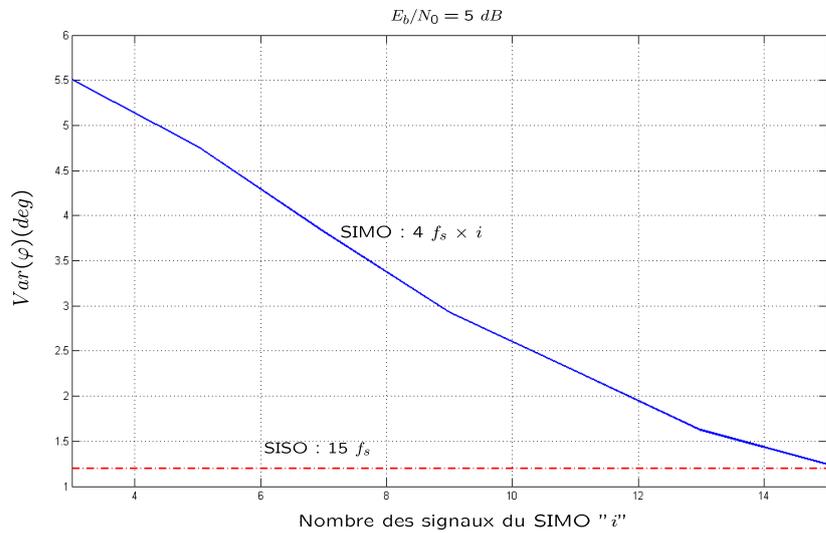
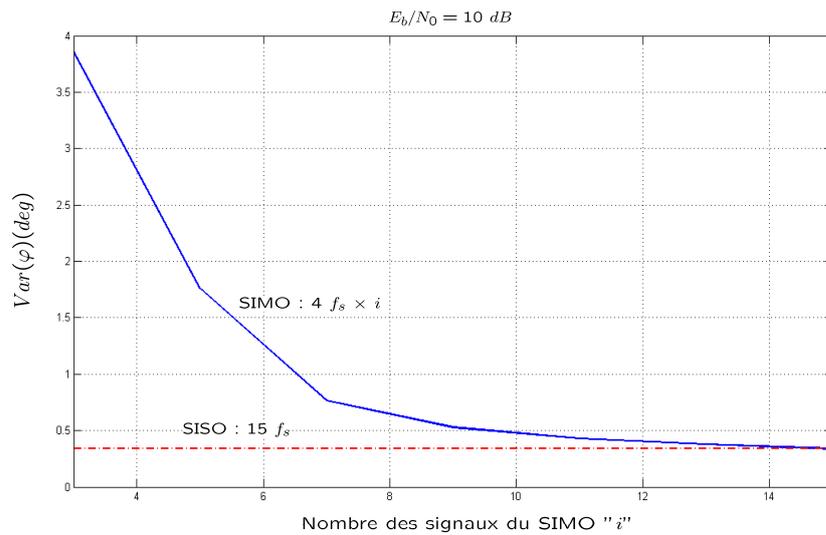
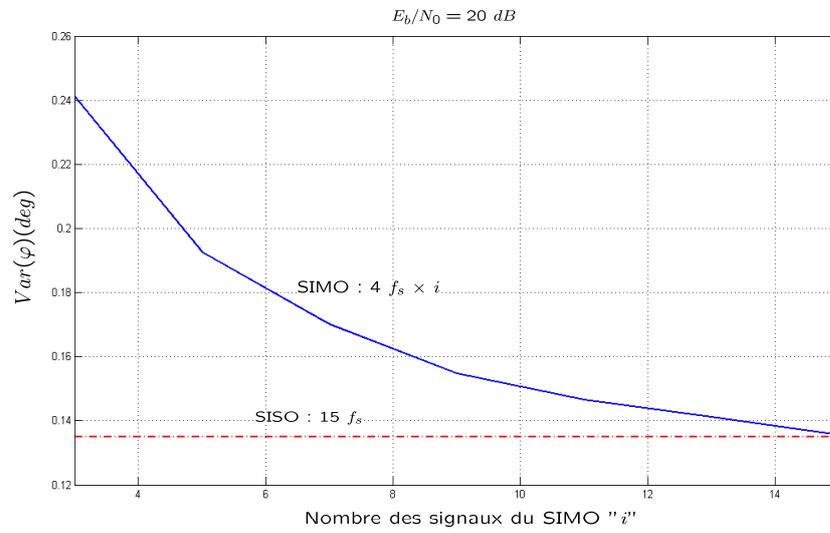


FIGURE 5.4 – Influence du nombre de signaux de la structure SIMO sur la variance d'estimation de phase, (a) 20 dB, (b) 10 dB, (c), 5 dB

5.2.2 Seconde Approche

L'idée nous a été inspirée par la structure d'égalisation de canal fractionnée (FSE pour Fractionally Spaced Equalization) introduite par Ungerboeck [145] et qui consiste simplement à appliquer le filtre égaliseur à un signal échantillonné à un rythme supérieur à la cadence symbole (généralement le double). Il a été montré dans la littérature qu'une structure d'égalisation FSE est équivalente à une structure d'égalisation multi-canal de type SIMO. Dans ce cas, si on suppose un égaliseur FSE à 2 échantillons par symbole, deux filtres égaliseurs sont appliqués à deux versions du signal dont l'une est retardée par rapport à l'autre de $T_s/2$ et qui sont échantillonnées à la fréquence symbole. Nous avons donc pensé à une vision analogue dans l'espace des phases des échantillons du signal reçu. C'est à dire peut-on exploiter, de la même façon, deux versions du signal reçu dont l'une est déphasée par rapport à l'autre d'une phase θ_δ ?

Nous considérons donc la structure SIMO de la Fig. 5.5 où le déphasage θ_δ est obtenu en

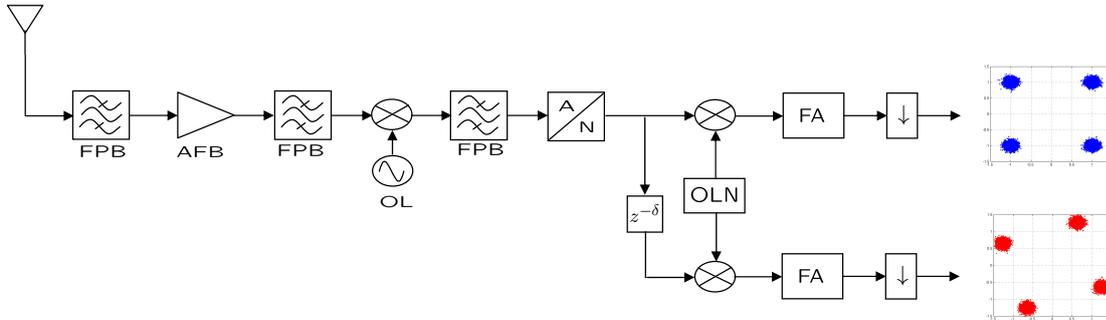


FIGURE 5.5 – Diversité SIMO par rotation de phase

retardant le signal reçu échantillonné en fréquence FI d'un certain nombre d'échantillons qu'on note δ avant qu'il soit translaté en bande de base. En écrivant les expressions des signaux à la sortie de chaque branche de la structure SIMO, il est facile de déduire la relation entre θ_δ , la fréquence d'échantillonnage f_e et la fréquence intermédiaire f_{FI} , elle est donnée par : $\theta_\delta = 2\pi\delta\frac{f_{FI}}{f_e}$. Dans le cas d'une présence d'un offset de fréquence, le terme $2\pi\delta\frac{\Delta f}{f_e}$ s'ajoute à l'expression précédente.

On propose ici de traiter le problème de récupération de phase comme un problème d'égalisation adaptative où le canal est une exponentielle complexe (ou phasor) $e^{j\theta(t)}$ dont l'argument peut varier de façon linéaire en fonction du temps $\theta(t) = \theta_0 + 2\pi\Delta ft$. On peut penser que cette structure particulière d'égalisation adaptative soit équivalente à une PLL du premier ordre. Ce n'est pas tout à fait exact car une PLL classique (de type ML) fournit une estimation directe $\hat{\theta}(t)$ de la phase $\theta(t)$ à l'aide d'une erreur de pilotage de la boucle qui est proportionnelle à $\sin[\theta(t) - \hat{\theta}(t)]$ alors que dans la structure d'égalisation supposée, le filtre égaliseur représente une estimation indirecte de la phase. En effet, un filtre égaliseur utilisant un algorithme de mise à jour de type LMS estime le sinus et le cosinus de la phase $\theta(t)$ en utilisant une erreur de pilotage proportionnelle à $\sin[\theta(t) - \widehat{\sin[\theta(t)]}]$ et $\cos[\theta(t) - \widehat{\cos[\theta(t)]}]$. Toutefois, on trouve dans la littérature [26] une structure bouclée de récupération de phase très peu étudiée, dite PHLL (pour PHasor

Locked Loop) qui estime $e^{j\theta(t)}$ au lieu de $\theta(t)$, elle est donc équivalente à la structure d'égalisation adaptative que l'on suppose ici.

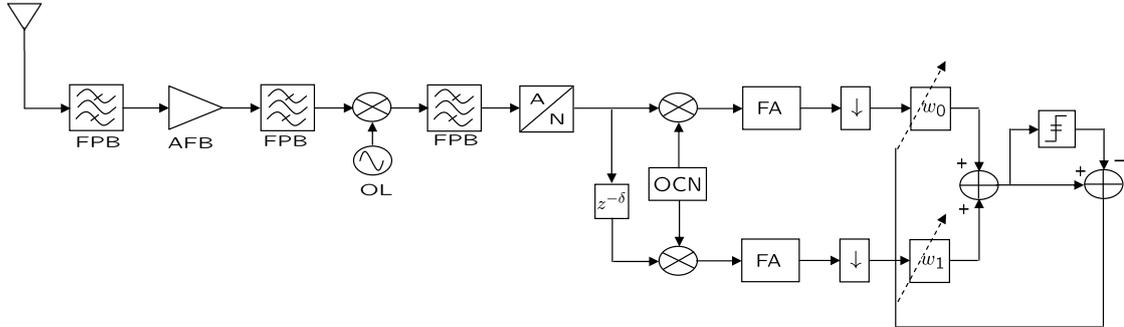


FIGURE 5.6 – Récupération de phase par égalisation multi-canaux

Appliquons donc le principe d'égalisation adaptative FSE à la structure SIMO de la Fig. 5.5. La Fig. 5.6 montre le synoptique de la structure d'égalisation qui en résulte. w_0 et w_1 représentent chacun un filtre égaliseur linéaire complexe à un coefficient. L'algorithme de mise à jour des filtres est de type LMS utilisant les décisions sur la sortie de l'égaliseur pour construire l'erreur.

5.2.2.1 Résultats de simulation

Pour simplifier la simulation nous considérons un signal reçu modulé en 4-QAM. On choisit à titre d'exemple, un rapport entre la fréquence intermédiaire et la fréquence d'échantillonnage $\frac{f_{FI}}{f_c} = 5 \cdot 10^{-2}$. Le déphasage constant entre les deux voies est $\theta_\delta = \delta \frac{\pi}{10}$. Le but de cette simulation étant de comparer le fonctionnement de la structure SIMO de récupération de phase de la Fig. 5.6 avec une PLL du premier ordre (nous avons choisi la PLL plutôt que la PPLL par ce qu'elle est la plus communément utilisée dans les systèmes pratiques). Pour ce faire, on choisit un pas de convergence égale à $6 \cdot 10^{-4}$ à la fois pour la PLL et l'algorithme LMS de la structure SIMO. Pour un rapport signal à bruit $E_b/N_0 = 20 \text{ dB}$, la Fig. 5.7 illustre le tracé des échantillons à la sortie de l'adducteur de la structure SIMO (Fig. 5.6) et les échantillons corrigés en phase de la PLL, pour deux valeurs de l'erreur relative de fréquence $\Delta f T_s = 10^{-4}$ et 210^{-4} . Pour la structure SIMO nous choisissons $\delta = 1$.

Nous rappelons qu'une structure bouclée du premier ordre manifeste une erreur statique en présence d'une erreur de fréquence à condition que celle-ci soit inférieure, en valeur absolue, à la zone de capture de la boucle (chapitre 2 eq. 2.54), au-delà la boucle ne converge jamais.

On observe sur la Fig. 5.7 (b) que la PLL n'a pas pu accrocher la phase à $\Delta f T_s = 2 \cdot 10^{-4}$, ce qui veut dire que la zone de capture de la structure SIMO est plus importante. En augmentant la valeur de $\Delta f T_s$ jusqu'à $5 \cdot 10^{-4}$, nous avons constaté que la structure SIMO finie par décrocher. Dans ce cas, la zone de capture de la structure SIMO est donc au moins quatre fois plus importante que celle de la PLL.

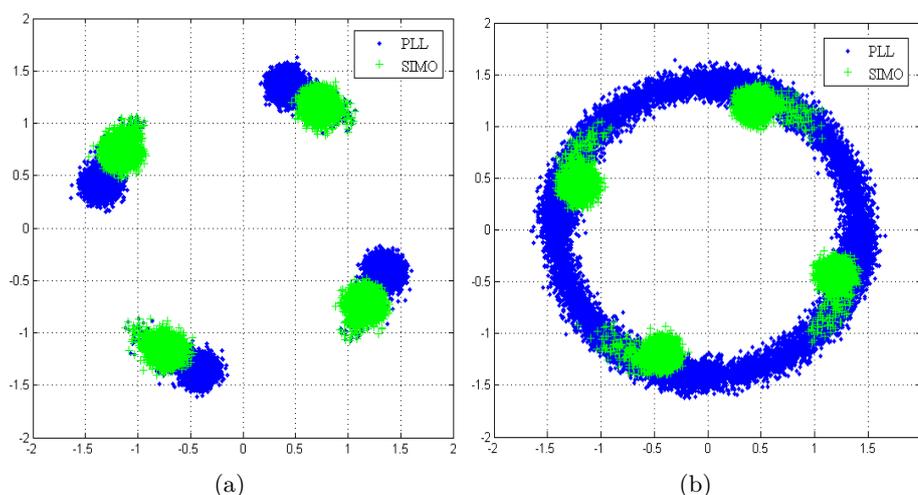


FIGURE 5.7 – Comparaison PLL structure SIMO, (a) $\Delta fT_s = 10^{-4}$, (b) $\Delta fT_s = 2 \cdot 10^{-4}$

Des résultats similaires ont été obtenus pour d'autres valeurs de rapport signal à bruit E_b/N_0 comme l'exemple de la Fig. 5.8. Cependant, il est relativement fastidieux d'établir une analyse détaillée de la comparaison des deux structures, une multitude de paramètres doit être pris en considération, à savoir le pas de convergence, le niveau du bruit et l'erreur de fréquence. De plus, une analyse théorique rigoureuse doit être faite pour confirmer les résultats de simulation et tenter d'expliquer la différence des performances. Par manque de temps, nous nous limitons donc à ces résultats de simulation préliminaires qui confirme l'intérêt que mérite une vision SIMO du problème de récupération de phase

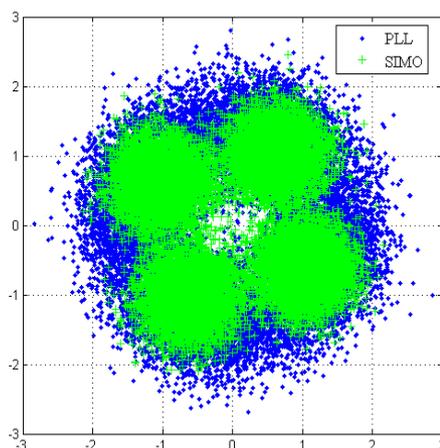


FIGURE 5.8 – Comparaison PLL structure SIMO, $\Delta fT_s = 10^{-4}$, $E_b/N_0 = 5 \text{ dB}$

5.3 Conclusion

Nous avons discuté dans ce chapitre des idées à propos de l'exploitation de l'une des caractéristiques des architectures de la radio logicielle, à savoir le nombre d'échantillons

important dû à un échantillonnage relativement proche de l'antenne de réception. Une modélisation de type SIMO du problème de synchronisation de phase est donc exposé. Nous avons proposé deux approches. La première a montré une amélioration des performances pour une complexité moindre. Les résultats de la seconde approche sont à ce niveau encourageantes mais nécessite d'avantage d'études pour interpréter les résultats.

Conclusion générale et perspectives

L'avènement de nouvelles technologies se traduit souvent par des contraintes et des besoins ouvrant des perspectives potentielles en terme de recherche. La radio intelligente, thème émergent de la recherche en radiocommunication s'inscrit dans ce contexte. Ce concept est né du besoin d'introduire de l'intelligence et de la flexibilité dans la gestion des ressources spectrales devenues de plus en plus précieuses avec la prolifération rapide de standards et services de radiocommunication. Le concept s'est ensuite étendu à divers domaines et applications visant la conception de systèmes dotés de capacités de cognition pouvant répondre aux besoins et exigences de l'utilisateur en termes de qualité de service.

La synchronisation, fonction critique dans tout système de radiocommunication, constitue l'objet de cette étude. Nous avons ainsi exploré certains aspects du problème de synchronisation de la phase de la porteuse dans les récepteurs numériques dans le contexte particulier des radios intelligentes.

Dans un premier temps, nous avons brièvement introduit la thématique de la radio intelligente et sa relation avec la nouvelle technologie radio logicielle. Nous avons aussi montré l'importance de développer des systèmes de synchronisation adaptés concept de la radio intelligente et tirant profit des possibilités offertes par la technologie de conception radio logicielle.

Les algorithmes de synchronisation issues de la théorie d'estimation au sens du maximum de vraisemblance ou de méthodes de type ad-hoc sont classés en deux catégories : les structures directes (FF) et les structures bouclées (FB). Le choix d'une structure dépend essentiellement du type de transmission de l'application visée. De façon générale, la précision des algorithmes FF dépend de la taille de la fenêtre d'observation tandis que pour les structures FB, la bande passante équivalente de bruit détermine, en partie, les performances de la boucle. Nous nous sommes focalisés dans ce travail sur les méthode FB de synchronisation de phase.

Nous avons montré que le détecteur de phase qui constitue la clé de voûte des systèmes de synchronisation de phase de type FB intervient fortement dans les performances que ce soit en mode d'accrochage ou de poursuite.

Nous avons donc effectué dans le chapitre 3 une étude théorique exhaustive pour évaluer et comparer les performances des principaux détecteurs de phase de type DD ren-

contrés dans la littérature. Cette étude nous a permis dans un premier temps d'établir les expressions analytiques de leurs courbes en S et de leurs variances pour les modulations QAM que nous avons ensuite validés par simulation (l'accord entre théorie et simulation est remarquable). Dans un second temps, la comparaison des performances que nous avons établie selon différents critères et dans les deux mode d'accrochage et de poursuite a montré la supériorité du détecteur $e_3(k)$.

Suite à cette étude théorique, nous avons proposé le détecteur de phase MDD (Modified Decision Directed) utilisant un schéma de décision modifié pour la modulation 16-QAM. Nous avons ainsi montré que le détecteur MDD améliore considérablement les performances de la boucle en termes de temps d'accrochage. Les expressions analytiques de la courbe en S et de la variance du détecteur MDD ont été aussi établies. Notons que nous avons été les premiers, à notre connaissance, à effectuer une analyse théorique de la variance du détecteur de phase qui nous a permis par la suite de mettre en oeuvre le détecteur de verrouillage VBLD (Variance Based Lock Detector) adapté aux modulations QAM. Nous avons montré que le détecteur de verrouillage VBLD n'a pas besoin d'une estimation préalable du rapport signal à bruit pour établir le seuil de détection adéquat, comme c'est le cas des méthodes classiques de détection de verrouillage.

Ensuite, nous nous sommes intéressés dans le chapitre 4 à la synchronisation de phase sans connaissance préalable du type de constellation du signal reçu que l'on rencontre dans les applications de la radio intelligente. La solution conventionnelle de ce problème consiste à utiliser un algorithme d'identification de constellation afin de détecter la constellation reçue, pour ensuite appliquer une synchronisation classique. Dans ce contexte, nous avons donc proposé une approche différente qui ne fait pas appel à un dispositif séparé d'identification de constellation. Deux éléments principaux nous ont permis de mettre en oeuvre cet approche : la décision hiérarchique utilisée pour accrocher la phase et une caractéristique du détecteur de phase dite "fiabilité" permet d'identifier le changement de constellation. Les résultats obtenus pour différentes configurations de transmission, faisant intervenir les constellations 64-QAM, 16-QAM, 16-APSK et 8-PSK, ont montré l'efficacité de la méthode.

En dernier lieu, nous avons discuté dans le chapitre 5 des ouvertures dans une tentative de modélisation SIMO du problème de synchronisation de phase en vue d'exploiter les possibilités offertes par une architecture de réception de type radio logicielle. Nous avons proposé une approche qui consiste à prélever les échantillons autour du symbole reçu d'une façon particulière et d'utiliser leur moyenne comme entrée d'une boucle de synchronisation classique. Dans une seconde approche nous avons considéré le problème de synchronisation de phase dans une boucle du premier ordre comme un problème d'égalisation SIMO d'un canal à un coefficient, et nous avons ainsi appliqué le principe de l'égaliseur FSE. Des résultats préliminaires encourageants ont été obtenus notamment avec la seconde approche où nous avons constaté une amélioration considérable de la zone de capture.

Naturellement, d'autres nombreuses études restent à mener pour améliorer et compléter ces travaux. En particulier, il serait intéressant d'analyser l'influence des paramètres qui définissent les régions de décision (α , α_2 , α_3 et ζ) sur la taille de la réponse linéaire du détecteur de phase MDD. On peut penser à des paramètres qui seraient adaptés en

fonction de l'accrochage de la boucle (selon une certaine fonction de coût), c'est-à-dire un schéma de décision adaptatif qui serait initialisé par une configuration optimale vis à vis du mode d'accrochage, puis au fur et à mesure que la boucle converge vers un état de verrouillage, le schéma de décision converge lui aussi vers le schéma optimal classique. Il est aussi possible d'étendre le principe du détecteur MDD à d'autres types de constellations en analysant les courbes en S correspondantes.

Il serait également intéressant de regarder de façon plus détaillée les limites de performance du détecteur de verrouillage de phase VBLD en fonction de certains paramètres comme le niveau du bruit et la constante v de la fonction de saturation. Il est aussi possible de généraliser le principe du détecteur VBLD à des modulations autres que la QAM, il suffit pour cela d'analyser le comportement de la variance du détecteur de phase associé. Même si le seuil de détection est peu sensible au niveau du bruit, il serait judicieux d'établir une comparaison avec le détecteur en quadrature et le détecteur en loi du carré en termes de taux de bonne détection.

En ce qui concerne la boucle de synchronisation proposée au chapitre 4, des compléments d'étude pourraient être apportés notamment pour le paramètre φ_{delta} . Il faudrait essayer de trouver un procédé d'optimisation du choix de sa valeur. Il est aussi nécessaire d'étudier le comportement de la boucle proposée pour plusieurs configurations de changement de constellation et aussi pour un nombre plus important de modulations. L'inconvénient majeur de cette proposition réside dans le fait qu'elle soit limitée à un jeu bien déterminé de constellations. Si la constellation du signal reçu n'en fait pas partie, le détecteur de phase DPDH (Détecteur de Phase piloté par Décision Hiérarchique) utilisera une fausse décision symbole dont l'effet peut être indésirable. Il est donc important de mettre en oeuvre un procédé qui pourrait informer la boucle que la constellation du signal reçu est inconnue relativement aux constellations supportées et dans ce cas configurer le détecteur de phase DPDH pour qu'il utilise sa décision hiérarchique initiale.

La fiabilité du détecteur de phase utilisée dans cette boucle pour détecter les changements de constellation peut être également utilisée comme une caractéristique de classification de modulation (annexe D) ouvrant ainsi une perspective de recherche dans ce domaine. Il pourrait aussi être intéressant d'explorer l'application des approches que nous avons développées dans ce travail pour le problème de synchronisation de la phase de la porteuse, aux autres aspects de synchronisation (rythme et fréquence).

Enfin, La vision SIMO discutée dans le dernier chapitre peut constituer une perspective prometteuse pour le problème de synchronisation de phase, mais comme nous l'avons déjà mentionné, les résultats obtenus restent préliminaires mais méritent d'être approfondis.

Annexe

Annexe A

Expression du gain pour chaque détecteur de phase

Le gain du détecteur de phase est défini par la dérivée de la courbe en S à l'origine. Les expressions des courbes en S ont été établies dans le chapitre 2 (équations 3.25-3.29), leurs dérivées à l'origine après simplification s'écrivent :

$$K_{e_1}(\sigma) = \frac{4}{N} \sum_l \left(\sum_p p Q_l^p - \frac{\sqrt{2}}{\sigma^2} \sum_p p^2 \sum_p e_l^p \right)$$

$$p = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(N-1)$$

$$l = 0, \pm 2, \pm 4, \dots, \pm(N-2) \quad (\text{A.1})$$

$$K_{e_2}(\sigma) = -\frac{4}{N} \sum_l \left(\sum_p p [Q_{2l-1}^p - Q_{2l}^p] - \frac{\sqrt{2}}{\sigma^2} \sum_p p^2 \sum_p [e_{2l-1}^p - e_{2l}^p] \right)$$

$$+ \frac{4}{N} \left(\sum_p p \left[Q_{N-1}^p - \frac{1}{2} \right] - \frac{\sqrt{2}}{\sigma^2} \sum_p p^2 \sum_p e_{N-1}^p \right)$$

$$p = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(N-1)$$

$$l = -(N/2-1), \dots, N/2-1 \quad (\text{A.2})$$

$$K_{e_3}(\sigma) = -\frac{4}{N} \left(\sum_p \left[p - 2 \sum_l Q_l^p \right] \frac{\sqrt{2}}{\sigma^2} \sum_p e_0^p \right.$$

$$\left. - \sum_p p (1/2 - Q_0^{-p}) \left[1/2 - \frac{\sqrt{2}}{\sigma^2} \sum_l e_l^p \right] \right)$$

$$p = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(N-1)$$

$$l = 0, \pm 2, \pm 4, \dots, \pm(N-2) \quad (\text{A.3})$$

$$\begin{aligned}
K_{e_4}(\sigma) = & \frac{4}{N} \frac{\sqrt{2}}{\sigma^2} \left(\sum_{p,l} e_l^p \sum_p p \left[\sum_m (Q_{2m-1}^p - Q_{2m}^p) + Q_{N-1}^p - 1/2 \right] \right. \\
& \left. - \sum_{p,l} p Q_l^p \sum_p \left[\sum_m (e_{2m-1}^p - e_{2m}^p) + e_{N-1}^p - 1/2 \right] \right) \\
& p = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(N-1) \\
& l = 0, \pm 2, \pm 4, \dots, \pm(N-2) \\
& m = -(N/2-1), \dots, N/2-1
\end{aligned} \tag{A.4}$$

$$\begin{aligned}
K_{e_5}(\sigma) = & -\frac{4}{N} \frac{\sqrt{2}}{\sigma^2} \left(\sum_p e_0^p \sum_p p \left[\sum_l (Q_{2l-1}^p - Q_{2l}^p) + Q_{N-1}^p - 1/2 \right] \right. \\
& \left. + \sum_p p (1/2 - Q_0^{-p}) \sum_p \left[\sum_l (e_{2l-1}^p - e_{2l}^p) + e_{N-1}^p - 1/2 \right] \right) \\
& p = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(N-1) \\
& l = -(N/2-1), \dots, N/2-1
\end{aligned} \tag{A.5}$$

Sachant que

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} Q_l^p = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{sgn}(l-p)$$

et

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} e_l^p = 0$$

Les limites des gains $\lim_{\sigma \rightarrow 0} K_e(\sigma)$ pour les détecteurs $e_1(k)$ et $e_3(k)$ sont données par :

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} K_{e_1}(\sigma) = \frac{4}{N} [(N-1)^2 + 1]$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} K_{e_3}(\sigma) = N$$

On vérifie pour la constellation 16-QAM ($N = 4$) que les limites sont égales respectivement à 10 et 4 pour $e_1(k)$ et $e_3(k)$. La Fig. 3.3 confirme ces résultats.

Annexe B

Dépassement (overshoot) d'une PLL numérique du second ordre

Extrait de [129] et adapté aux notations de cette thèse.

B.1 Réponse impulsionnelle du modèle linéaire équivalent

Reprenons le schéma du modèle linéaire équivalent d'une structure bouclée du second ordre Fig. 2.21. La fonction de transfert en boucle fermée relative à la phase estimée $\frac{\hat{\theta}(z)}{\theta(z)}$ dans le cas où l'on néglige le bruit additif est donnée par :

$$\begin{aligned}\frac{\hat{\theta}(z)}{\theta(z)} &= H_{\hat{\theta}}(z) = \frac{K_e P(z)}{1 + K_e P(z)} \\ &= \frac{K_e [(\alpha + \beta)z - \alpha]}{z^2 + [(\alpha + \beta)K_e - 2]z + (1 - \alpha K_e)}\end{aligned}\quad (\text{B.1})$$

Cette fonction de transfert peut aussi s'écrire sous la forme :

$$H_{\hat{\theta}}(z) = A \frac{z - z_0}{(z - z_1)(z - z_2)} \quad (\text{B.2})$$

Où A , z_0 , z_1 et z_2 sont les paramètres de la fonction $H_{\hat{\theta}}(z)$ à déterminer. $H_{\hat{\theta}}(z)$ n'est stable que pour $|z_1|$ et $|z_2| < 1$.

La transformation en z inverse de $H_{\hat{\theta}}(z)$ nous donne la réponse impulsionnelle du modèle linéaire :

$$h_{\hat{\theta}}(k) = \frac{A}{(z_1 - z_2)} \left[\left(1 - \frac{z_0}{z_1}\right) z_1^k - \left(1 - \frac{z_0}{z_2}\right) z_2^k \right] \quad (\text{B.3})$$

avec :

$$\begin{aligned}z_0 &= \frac{\alpha}{\alpha + \beta} \\ A &= K_e(\alpha + \beta)\end{aligned}\quad (\text{B.4})$$

et z_1 et z_2 sont les racines du polynôme : $D(z) = z^2 + (\alpha K_e + \beta)z + (1 - \alpha K_e)$.
Le discriminant Δ du polynôme $D(z)$ s'écrit :

$$\Delta = 4\beta \left[\left(\frac{\alpha K_e + \beta}{2\sqrt{\beta}} \right)^2 - 1 \right] \quad (\text{B.5})$$

On peut alors exprimer les pôles de la fonction de transfert en fonction de α , β et K_e :

$$z_1 = \begin{cases} 1 - \frac{\alpha K_e + \beta}{2} + \sqrt{\left(\frac{\alpha K_e + \beta}{2} \right)^2 - \beta} & \Delta > 0 \\ 1 - \frac{\alpha K_e + \beta}{2} + j\sqrt{\left(\beta - \frac{\alpha K_e + \beta}{2} \right)^2} & \Delta < 0 \end{cases} \quad (\text{B.6})$$

$$z_2 = \begin{cases} 1 - \frac{\alpha K_e + \beta}{2} - \sqrt{\left(\frac{\alpha K_e + \beta}{2} \right)^2 - \beta} & \Delta > 0 \\ 1 - \frac{\alpha K_e + \beta}{2} - j\sqrt{\left(\beta - \frac{\alpha K_e + \beta}{2} \right)^2} & \Delta < 0 \end{cases} \quad (\text{B.7})$$

De même, la fonction de transfert en boucle fermée relative à l'erreur d'estimation de la phase estimée $\frac{\varphi(z)}{\theta(z)}$ peut être facilement déduite :

$$\begin{aligned} \frac{\varphi(z)}{\theta(z)} &= H_\varphi(z) = 1 - H_{\hat{\theta}}(z) \\ &= \frac{(z-1)^2}{z^2 + [(\alpha + \beta)K_e - 2]z + (1 - \alpha K_e)} \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

Les réponses impulsionnelles correspondantes à $H_{\hat{\theta}}(z)$ et $H_\varphi(z)$ sont données par :

$$\begin{aligned} h_{\hat{\theta}}(k) &= \frac{A}{z_k - z_2} \left[\left(1 - \frac{z_0}{z_1}\right) z_1^k - \left(1 - \frac{z_0}{z_2}\right) z_2^k \right] \\ h_\varphi(k) &= 1 - h_{\hat{\theta}}(k) \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

Dans le tableau B.1, on donne la réponse temporelle de $\hat{\theta}(z)$ et de $\varphi(z)$ en fonction du type du signal présent à l'entrée de la boucle (échelon d'amplitude Θ_0 et une rampe de pente $2\pi\Delta f T_s$).

B.2 Expression du dépassement

Dans le tableau B.1, on a exprimé la forme du signal $\varphi(k)$ en réponse à un échelon ou une rampe en fonction des pôles et des zéros de la fonction de transfert $H_{\hat{\theta}}(z)$. Dans le cas où z_1 et z_2 sont des pôles complexes conjugués ($\Delta < 0$), l'expression de $\varphi(k)$ peut être simplifiée et est donnée au tableau B.2.

où

$$\Phi_1 = \tan^{-1} \left[\frac{1}{\sin \Psi_1} \left(\cos \Psi_1 - \frac{1}{|z_1|} \right) \right] \quad (\text{B.10})$$

et

$$\Psi_1 = \text{Arg}\{z_1\} \quad (\text{B.11})$$

	Echelon	Rampe
$\varphi(k)$	$\frac{\Theta_0}{z_1 - z_2} (z_1^k (z_1 - 1) - z_2^k (z_2 - 1))$	$-\frac{2\pi\Delta f T_s}{z_1 - z_2} [z_1^k - z_2^k]$
$\hat{\theta}(k)$	$\Theta_0 \left[1 - \left(z_1^k \frac{z_1 - 1}{z_1 - z_2} - z_2^k \frac{z_2 - 1}{z_1 - z_2} \right) \right]$	$2\pi\Delta f T_s \left[k + \frac{z_1^k - z_2^k}{z_1 - z_2} \right]$

TABLE B.1 – Réponse temporelle des signaux $\varphi(k)$ et $\hat{\theta}(k)$

	Echelon	Rampe
$\varphi(k)$	$\varphi_{\Theta_0}(k) = \Theta_0 \left[\frac{ z_1 ^k \cos(k\Psi_1 - \Phi_1)}{\cos(\Phi_1)} \right]$	$\varphi_{\Delta f}(k) = 2\pi\Delta f T_s z_1 ^{k-1} \frac{\sin(k\Psi_1)}{\sin(\Psi_1)}$

TABLE B.2 – Réponse temporelle de $\varphi(k)$ en fonction du signal d'entrée

Le fonctionnement de la boucle étant supposé linéaire, si le signal d'entrée est constitué à la fois d'un échelon d'amplitude Θ_0 et d'une rampe de pente $2\pi\Delta f T_s$, la réponse de l'erreur d'estimation de phase s'écrit :

$$\varphi(k) = \varphi_{\Theta_0}(k) + \varphi_{\Delta f}(k) \quad (\text{B.12})$$

On constate que la réponse temporelle de l'erreur d'estimation de phase de la boucle correspond à une sinusoïde amortie par une suite géométrique de raison $|z_1|$. Le maximum atteint par ce signal est nommé dépassement (overshoot) D . Le dépassement est considéré atteint à la première valeur où le signal $\varphi(k+1) - \varphi(k)$ est nulle. Pour un signal d'entrée composé d'un échelon ou d'une rampe ou de la somme des deux, cette valeur est obtenue à l'instant $k_D T_s$ dont l'expression est donnée par :

$$k_D = \begin{cases} \frac{2\Phi_1 + \pi}{\Psi_1} & \text{entrée échelon} \\ \frac{\Phi_1 + \pi/2}{\Psi_1} & \text{entrée rampe} \\ \frac{X + \Phi_1}{\Psi_1} & \text{entrée échelon+rampe} \end{cases} \quad (\text{B.13})$$

où on a posé :

$$X = \tan^{-1} \left(-\tan(\Phi_1) - \frac{2\pi\Delta f T_s}{\Theta_0 |z_1| \sin \Psi_1} \right) \quad (\text{B.14})$$

A l'instant $k_D T_s$, la valeur du dépassement est donnée par $|D| = |\varphi(k_D)|$. Dans le cas d'une entrée échelon ou rampe, l'expression du dépassement peut être simplifiée :

$$|D| = \begin{cases} \Theta_0 |z_1|^{k_D} & \text{entrée échelon} \\ \frac{2\pi \Delta f T_s}{\Im\{z_1\}} \cos(\Phi_1) |z_1|^{k_D} & \text{entrée rampe} \end{cases} \quad (\text{B.15})$$

Annexe C

Démarche d'évaluation des termes de la variance du détecteur MDD

Dans Cet annexe, nous détaillons le calcul des termes $E_{v_k^s}[w_Q \hat{w}_Q | d_k]$, $E_{v_k^s}[v_k^s \hat{w}_Q^M | d_k]$, $E_{v_k^c}[(\hat{w}_I^M)^2 | d_k]$ et $E_{v_k^c}[sgn(w_Q)sgn(w_I)\hat{w}_Q^M w_I | d_k]$ de l'expression (3.59).

1)

$$E_{v_k^s}[w_Q \hat{w}_Q | d_k] = B_k(\varphi)E_{v_k^s}[\hat{w}_Q^M | d_k] + E_{v_k^s}[v_k^s \hat{w}_Q^M | d_k]$$

$E_{v_k^s}[\hat{w}_Q^M | d_k]$ est donné par l'expression (3.58). Il reste à évaluer le terme $E_{v_k^s}[v_k^s \hat{w}_Q^M | d_k]$:

$$\begin{aligned} E_{v_k^s}[v_k^s \hat{w}_Q^M | d_k] &= \sum_i i E[v_k^s | d_k] Pr[\hat{w}_Q^M = i | d_k] \\ &= \sum_i i \int_{D_i^s} v_k^s f(v_k^s) dv_k^s Pr[\hat{w}_I^M = i | d_k] \\ &\quad i \in \{0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm \sqrt{10}\} \\ &\quad D_i^s = \{v_k^s | \hat{w}_Q = i\} \end{aligned} \tag{C.1}$$

où $f(v_k^s)$ est une distribution Gaussienne de moyenne nulle et de variance égale à $\frac{\sigma^2}{2}$ 2)

$$\begin{aligned} E_{v_k^s}[v_k^s \hat{w}_Q^M | d_k] &= \left((2 - \sqrt{10})(Q_{2-\zeta}^{A_k} - Q_{-2+\zeta}^{A_k}) + (3 - \sqrt{10})(Q_{-2-\alpha_2}^{A_k} - Q_{2+\alpha_2}^{A_k}) + Q_2^{A_k} - Q_{-2}^{A_k} \right) \\ &\quad \cdot \left(e_{-4+\alpha}^{B_k} + e_{4-\alpha}^{B_k} \right) + \left((1 - \sqrt{10})(Q_2^{A_k} - Q_{-2}^{A_k}) + 1 + Q_{4-\alpha}^{A_k} - Q_{-4+\alpha}^{A_k} \right) \left(e_{-2}^{B_k} + e_2^{B_k} \right) \\ &\quad + 2 \left(1 + Q_{4-\alpha}^{A_k} - Q_{-4+\alpha}^{A_k} \right) \left(e_{-2+\zeta}^{B_k} + e_{2-\zeta}^{B_k} \right) + 2(Q_{-2}^{A_k} - Q_2^{A_k})e_0^{B_k} \\ &\quad + \left(3(Q_{-4+\alpha}^{A_k} - Q_{4-\alpha}^{A_k}) + (3 - \sqrt{10})(Q_{2+\alpha_3}^{A_k} - Q_{-2-\alpha_3}^{A_k}) + \sqrt{10}(Q_2^{A_k} - Q_{-2}^{A_k}) \right) \\ &\quad \cdot \left(e_{-2-\alpha_2}^{B_k} + e_{2+\alpha_2}^{B_k} \right) \end{aligned} \tag{C.2}$$

3)

$$\begin{aligned}
E_{v_k^c} [(\hat{w}_I^M)^2 | d_k] &= \left(-6(Q_{2-\zeta}^{A_k} - Q_{-2+\zeta}^{A_k}) + 5(Q_2^{A_k} - Q_{-2}^{A_k}) - Q_{-2-\alpha_3}^{A_k} + Q_{2+\alpha_3}^{A_k} \right) \\
&\cdot \left(Q_{4-\alpha}^{B_k} - Q_{-4+\alpha}^{B_k} \right) + \left(-9(Q_2^{A_k} - Q_{-2}^{A_k}) + 5(1 + Q_{4-\alpha}^{A_k} - Q_{-4+\alpha}^{A_k}) \right) \\
&\cdot \left(Q_2^{B_k} - Q_{-2}^{B_k} \right) + \left(-9(Q_{-4+\alpha}^{A_k} - Q_{4-\alpha}^{A_k}) + 10(Q_2^{A_k} - Q_{-2}^{A_k}) - Q_{2+\alpha_3}^{A_k} + Q_{-2-\alpha_3}^{A_k} \right) \\
&\cdot \left(Q_{2+\alpha_2}^{A_k} - Q_{-2-\alpha_2}^{A_k} \right) + 4 \left(1 + Q_{4-\alpha}^{A_k} - Q_{-4+\alpha}^{A_k} \right) \left(Q_{2-\zeta}^{B_k} - Q_{-2+\zeta}^{B_k} \right) + 6 \left(Q_{-2+\zeta}^{A_k} - Q_{2-\zeta}^{A_k} \right) \\
&+ 5 \left(Q_2^{A_k} - Q_{-2}^{A_k} \right) + 9 \tag{C.3}
\end{aligned}$$

4) L'évaluation de l'expression $E_{v_k^c} [\text{sgn}(w_Q) \text{sgn}(w_I) \hat{w}_Q^M w_I | d_k]$ est un bon exemple de calcul probabiliste car il fait appel à un l'ensemble des règles de calcul les plus importantes :

$$\begin{aligned}
E_{v_k^c} [\text{sgn}(w_Q) \text{sgn}(w_I) \hat{w}_Q^M w_I | d_k] &= \sum_j j E[\text{sgn}(w_Q) \text{sgn}(w_I) w_I | \hat{w}_Q^M = j, d_k] Pr[\hat{w}_Q^M = j | d_k] \\
&\quad j \in \{0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm \sqrt{10}\} \\
&= \sum_j j \left\{ E[|w_I| | \hat{w}_Q^M = j, d_k] Pr[\hat{w}_Q^M = j | d_k] \right. \\
&\quad \left. + E[|w_I| | \hat{w}_Q^M = -j, d_k] Pr[\hat{w}_Q^M = -j | d_k] \right\} \\
&\quad j \in \{0, 1, 2, 3, \sqrt{10}\} \\
&= \sum_j j \left\{ \int_{D_{w_I}^j} |w_I| f_j(w_I | \hat{w}_Q^M = j) dw_I Pr[\hat{w}_Q^M = j | d_k] \right. \\
&\quad \left. + \int_{D_{w_I}^{-j}} |w_I| f_{-j}(w_I | \hat{w}_Q^M = -j) dw_I Pr[\hat{w}_Q^M = -j | d_k] \right\} \\
&\quad D_{w_I}^{\pm j} = \{w_I | \hat{w}_Q^M = \pm j\} \tag{C.4}
\end{aligned}$$

où $f_{\pm j}(w_I | \hat{w}_Q^M = \pm j)$ est une distribution Gaussienne conditionnelle de la variable aléatoire w_I de moyenne égale à $A_k(\varphi)$ et de variance $\frac{\sigma^2}{2}$. Sachant que

$$f_{\pm j}(w_I | \hat{w}_Q^M = \pm j) = \frac{f_{\pm j}(w_I)}{\int_{D_{w_I}^{\pm j}} f_{\pm j}(w_I) dw_I}$$

L'expression (C.4) devient :

$$\begin{aligned}
E_{v_k^c} [\text{sgn}(w_Q) \text{sgn}(w_I) \hat{w}_Q^M w_I | d_k] &= \sum_j j \left\{ \int_{D_{w_I}^j} |w_I| f_j(w_I) dw_I \right. \\
&\quad \left. + \int_{D_{w_I}^{-j}} |w_I| f_{-j}(w_I) dw_I \right\} \\
&\quad D_{w_I}^{\pm j} = \{w_I | \hat{w}_Q^M = \pm j\} \tag{C.5}
\end{aligned}$$

Par exemple, pour $j = 2$, le premier terme à l'intérieur de l'accolade de l'expression (C.5) est évalué comme suit :

$$\begin{aligned}
\int_{D_{w_I}^2} |w_I| f_2(w_I) dw_I &= \int_{D_{w_I}^{2\Delta}} |w_I| f_2(w_I) dw_I P[2 - \zeta < w_Q < 2] \\
&+ \int_{D_{w_I}^{2\nabla}} |w_I| f_2(w_I) dw_I P[w_Q \geq 4 - \alpha] \\
D_{w_I}^2 &= \{w_I | \hat{w}_Q^M = 2\} \\
&= D_{w_I}^{2\Delta} \cup D_{w_I}^{2\nabla} \\
&= \{|w_I| \geq 4 - \alpha\} \cup \{2 - \zeta < |w_I| < 2\} \quad (C.6)
\end{aligned}$$

Ce qui donne :

$$\begin{aligned}
\int_{D_{w_I}^2} |w_I| f_2(w_I) dw_I &= (e_{2-\zeta}^{A_k} + e_{-2+\zeta}^{A_k} - e_2^{A_k} - e_{-2}^{A_k}) Q_{4-\alpha}^{B_k} + (e_{4-\alpha}^{A_k} + e_{-4+\alpha}^{A_k}) (Q_{2-\zeta}^{B_k} - Q_2^{B_k}) \\
&+ A_k(\varphi) \left((Q_{2-\zeta}^{A_k} + Q_{-2+\zeta}^{A_k} - Q_2^{A_k} - Q_{-2}^{A_k}) Q_{4-\alpha}^{B_k} + (Q_{4-\alpha}^{A_k} + Q_{-4+\alpha}^{A_k} - 1) \right. \\
&\quad \left. \cdot (Q_{2-\zeta}^{B_k} - Q_2^{B_k}) \right) \quad (C.7)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
E_{v_k^c} [sgn(w_Q) sgn(w_I) \hat{w}_Q^M w_I | d_k] &= \left(2e_0^{A_k} - e_2^{A_k} - e_{-2}^{A_k} + A_k(\varphi) (2Q_0^{A_k} - Q_2^{A_k} - Q_{-2}^{A_k}) \right) \\
&\cdot \left((Q_2^{B_k} - Q_{-2}^{B_k}) (1 + \sqrt{10}) + \sqrt{10} (Q_{-2-\alpha_2}^{B_k} - Q_{2+\alpha_2}^{B_k}) \right) + \left(e_2^{A_k} - e_{-2}^{A_k} + (2 - \sqrt{10}) (e_{2-\zeta}^{A_k} - e_{-2+\zeta}^{A_k}) \right) \\
&+ 2\sqrt{10} e_0^{A_k} - 3(e_{2+\alpha_3}^{A_k} + e_{-2-\alpha_3}^{A_k}) + A_k(\varphi) \left(Q_2^{A_k} - Q_{-2}^{A_k} + (2 - \sqrt{10}) (Q_{2-\zeta}^{A_k} - Q_{-2+\zeta}^{A_k}) \right. \\
&+ 2\sqrt{10} Q_0^{A_k} - 3(Q_{2+\alpha_3}^{A_k} + Q_{-2-\alpha_3}^{A_k}) \left. \right) \left(Q_{4-\alpha}^{B_k} - Q_{-4+\alpha}^{B_k} - 1 \right) + 2 \left(e_{4-\alpha}^{A_k} - e_{-4+\alpha}^{A_k} \right. \\
&+ A_k(\varphi) (Q_{4-\alpha}^{A_k} + Q_{-4+\alpha}^{A_k} - 1) \left. \right) \left(Q_{2-\zeta}^{B_k} - Q_{-2+\zeta}^{B_k} + Q_{-2}^{B_k} - Q_2^{B_k} \right) + 3 \left(e_{2+\alpha_3}^{A_k} + e_{-2-\alpha_3}^{A_k} \right. \\
&- e_{4-\alpha}^{A_k} - e_{-4+\alpha}^{A_k} + A_k(\varphi) (Q_{2+\alpha_3}^{A_k} + Q_{-2-\alpha_3}^{A_k} - Q_{4-\alpha}^{A_k} - Q_{-4+\alpha}^{A_k}) \left. \right) \left(Q_{2+\alpha_2}^{B_k} - Q_{-2-\alpha_2}^{B_k} + 1 \right) \\
&+ \sqrt{10} \left(2e_0^{A_k} - e_{2+\alpha_3}^{A_k} - e_{-2-\alpha_3}^{A_k} + A_k(\varphi) (2Q_0^{A_k} - Q_{2+\alpha_3}^{A_k} - Q_{-2-\alpha_3}^{A_k}) \right) \left(Q_{2+\alpha_2}^{B_k} - Q_{-2-\alpha_2}^{B_k} \right. \\
&\quad \left. - Q_{4-\alpha}^{B_k} + Q_{-4+\alpha}^{B_k} \right) \quad (C.8)
\end{aligned}$$

A new digital modulation recognition technique using the phase detector reliability

Adel Metref, Daniel Le Guennec, Jacques Palicot
SUPELEC/IETR - Campus de Rennes
Cesson-Sévigné, France
adel.metref, daniel.leguennec, jacques.palicot@supelec.fr

Abstract—A new feature based digital modulation identification algorithm has been developed and presented in this paper. The algorithm developed uses the reliability of a decision-directed (DD) phase detector as a modulation scheme classification feature. Unlike feature based methods found in literature, the classification decision of the proposed algorithm does not rely on decision thresholds. Simulation results covering 64-QAM, 16-QAM, 16-APSK and 8-PSK modulation schemes show promising identification statistics with high probability of correct classification in the presence of noise even with high order modulation schemes.

Keywords-Automatic modulation classification, Cognitive Radio, phase detector reliability.

I. INTRODUCTION

The increasing demands for wireless communication, especially in consumer electronics applications, result in substantially and continuously increasing reliability and Quality of Service(QoS)requirements. This trend creates a need to introduce intelligent functionalities in the wireless devices, which leads to the futur concept of Cognitive Radio (CR) technology. One of the most important tasks of a CR receiver is the automatic recognition of the modulation format of the incoming signal. Indeed, the general idea behind the cognitive radio concept is to design smart wireless devices which can sense the environment in which they operate and make observations for example, about the presence or absence of signals, details of the features of the signals which are present, the quality of the received signal, etc. These observations are then used as inputs to the decision-making process in order to determine how the transmission parameters of the cognitive radio should be set. The real strength of a cognitive radio system becomes clear when it can substantially adapt to a changing environment and user requirements and can more freely set its parameters of operation. In such scenarios, a broadcaster could for example change to appropriate modulation schemes according to the capacity of the channel. A receiver incorporating automatic modulation recognition could then handle this in real time [1],[2]. Automatic modulation classification (AMC) plays also a key role in various military applications where no prior knowledge about the incoming signal is available such as the case of signal interception and jamming.

Since the early 1980s many investigations about AMC of both digital and analoguous modulated signals have been carried out. There are two main steps in every AMC design [3] :

- signal preprocessing which may include estimation of some unknown parameters such as noise reduction, estimation of carrier frequency and/or phase, symbol period, and signal power, etc.
- proper selection of the classification algorithm.

The choice of a classification algorithm in the second step depends on the required preprocessing accuracy; some classification methods require precise estimates, whereas others are less sensitive to the unknown parameters.

Two main categories of AMC algorithms can be distinguished : Likelihood Based (LBa) and Feature Based (FBa) [3], [4]. The former uses probabilistic and hypothesis testing arguments to formulate the recognition problem. The modulation scheme can be determined comparing the likelihood ratio of the received signal observations to some threshold value. As for FBa methods, they are based on the extraction of some prominent time and/or frequency domain parameters from the incoming signal such as instantaneous amplitude, phase, frequency, signal wavelet transform, and signal statistics (moments, cumulants, and cyclic cumulants, etc) and then, the decision is made comparing their observed values to a set of threshold values determined from the "ideal" features. These features are normally chosen in an ad hoc way.

Although LBa approaches provide optimal performance in the Bayesian sense (minimizing the probability of false classification), the computational complexity can make the classifier impractical in most real-time implementation scenarios. FBa methods are generally simpler to implement but achieve sub-optimal performance. However, when the features are properly chosen, FBa approaches can come close to meeting the performance of the LBa ones [4].

Since our interest is in low complexity solutions, we will only focus on some of the more prominent FBa classification methods in this paper. We refer to [3] for a more complete survey of automatic modulation classification schemes.

Numerous research works have been published over the years about FBa automatic modulation classification. Most of them are different from each other when it comes to

details. However, general structures that connect a variety of apparently different techniques can be identified [3]. One of the most referred works by Aisbett [5] used a feature set based on time-domain signal parameters and attempted to isolate features that were not strongly influenced by Gaussian noise. FBA AMC can be also seen as a special case of the general problem of pattern recognition which covers much more areas. More recent works used pattern recognition approaches, for instance, works by Wong and Nandi [6], Azzouz and Nandi [7] exploit information extracted from the instantaneous amplitude and phase of the received signal and use neural networks to classify some linear modulation schemes. Another feature used for digital modulation identification is the wavelet transform (WT) which has capability to extract the transient characteristics in a signal [8], [9]. Signal statistics-based algorithms such as cumulant based features were proposed in [10] to identify the order of ASK, PSK, and QAM modulations. Signal moments were applied to distinguish between QPSK and 16-QAM in [11] and to identify the order of QAM signals in [12]. In [13], [14] cyclic-cumulant (CC) based features of different orders were investigated for modulation classification. The n th-order ($n=4, 6, 8$) CC-based features were shown to be robust to a carrier frequency offset and phase jitter for QAM classification.

Comparing the performance of the different published classifiers is not a straightforward task. There are a number of reasons for this as stated in [3]. First, performance of different classifiers cannot be compared, unless the candidate modulations are the same. Second, most of the classifiers are designed to handle specific unknown parameters. So, the classifiers should be tested in the same channel conditions for reliable comparison of their performance.

In this paper, we propose to use, for the first time, a feature called the phase detector "reliability" extracted from the phase error detector of the carrier recovery loop in order to discriminate some linear digital modulation schemes. The proposed method does not require phase estimation, phase lock is obtained without a priori knowledge about the modulation format by the use of a 4-QAM decision whatever the received modulation scheme. In addition, determination of decision thresholds is not needed since the modulation scheme is identified by determining the maximum reliability value from a set of decision-directed phase error detectors corresponding to the different considered modulation schemes.

The rest of the paper is organised as follows. In Section II the AMC importance in the cognitive radio context is briefly discussed. Sections III presents the phase error detector S-curve and variance. The use of the phase detector reliability

as a modulation classification feature is described in section IV. Section V introduces the proposed AMC technique. Performance assessments and simulation results are provided in Section 5, and some concluding remarks are given in Section VI.

II. THE COGNITIVE RADIO CONTEXT

The SDR Forum and the IEEE P1900 work group recently approved this definition of a cognitive radio:

- Radio in which communication systems are aware of their environment and internal state, and can make decisions about their radio operating behavior based on that information and predefined objectives. The environmental information may or may not include location information related to communication systems.
- Cognitive radio (as defined above) that uses SDR, adaptive radio, and other technologies to automatically adjust its behavior or operations to achieve desired objectives.

The cognitive radio concept therefore is synonymous with communication systems that are highly flexible, highly responsive and extremely dynamic by virtue of being able to make autonomous decisions on how to configure themselves for the communication tasks at hand, using a variety of approaches to decision-making. One of the key features of cognitive radios is link adaptation which means adjusting the transmission parameters adaptively according to the condition of wireless propagation channel. Cognitive utilization of channel quality, desired data rate, available channel bandwidth, and desired link quality can lead to the optimum choice of modulation/demodulation type, order, and format. This can result in improved BER, data rate, and communication robustness. For example, higher order modulations allow higher number of bits to be transmitted for a given symbol rate. On the other hand, they are less power efficient, since they require higher energy to maintain a given BER. Therefore, higher order modulation should be used only when the link quality is high. Thereby the transmitter can change the modulation technique as desired and the receiver will automatically follow, this is known as an adaptive modulation scheme. The adaptive modulation scheme approach has been used by many new generation wireless standards like WiMAX systems, as an option to maintain and guarantee a minimum level of quality of service.

One of the most common capabilities of a CR is the ability to intelligently utilize the under-exploited and precious radio spectrum resource. The concept of CR would permit (theoretically) to resolve the problem raised by the scarcity of radio spectrum resources thanks to the Dynamic Spectrum Access (DSA) techniques receiving these days significant interest worldwide. Several approaches have been proposed for DSA, for example, Opportunistic Spectrum

Access (OSA) which uses the principal of "listen before talk". In the OSA vision, the radio transmits temporarily over sections of the spectrum (holes) that are not in use at a given time and a specific geographical location. This can be achieved by using overlay spectrum access techniques. In the presence of multiple spectrum holes, CR can intelligently access the more suitable ones for present transmission needs and adjusts its transmission parameters accordingly. However, it has the additional complexity of listening for other transmitters in order to vacate the hole when other, non opportunistic spectrum users are accessing it. Thus, the potential gain is the higher utilization of infrequently used spectrum.

The modulation order or scheme of the transmission data can be used, for example, as a parameter of the link data rate adaptation. This implies a capability to perform real-time changing of the modulation scheme when the opportunistic user moves from one hole to another. It is therefore interesting to consider such behavior of the intelligent radio terminal and in our case, propose a blind modulation recognition technique.

III. PHASE DETECTOR S-CURVE AND VARIANCE

In many practical applications, conventional adaptive phase carrier recovery techniques employing phase error detectors particularly Decision-Directed Maximum Likelihood Feedback algorithms (DDMLFB) are widely used [15], [16]. DDMLFB Synchronization structures involve an element of crucial importance called "phase detector". The phase detector generates an error signal $e(k)$, which provides a measure of the difference between the carrier phase $\theta(k)$ and its current estimate $\hat{\theta}(k)$. It serves thus to steer the loop which iteratively solves for a maximum of the likelihood function by keeping the phase error $\varphi(k) = \theta(k) - \hat{\theta}(k)$ as small as possible. In the literature, number of decision directed phase detectors have been proposed [17]. In this paper we are interested in the following :

$$e(k) = \text{Im}[csgn(w(k))(\hat{w}(k) - w(k))^*] \quad (1)$$

where $w(k) = r_k e^{-j\hat{\theta}(k)}$, $\text{Im}(\cdot)$ denotes imaginary part, and the asterisk denotes the complex conjugate.

r_k is the baud-rate sampled complex signal at the input of the carrier recovery loop, $\hat{w}(k)$ is the estimated symbol and $csgn(\cdot)$ represents the sign function, defined for complex variables as $csgn(x) = \text{sgn}(\text{Re}(x)) + j\text{sgn}(\text{Im}(x))$.

The S-curve of a phase detector (also called open-loop characteristic) allows us to comprehend the way the phase error is taken into account by the loop, and therefore predict the trajectory, on average, of the instantaneous phase error. Such information is essential for assessing the acquisition performance of the carrier recovery loop. The S-curve $S(\varphi)$ is defined as the average of the phase detector output,

conditioned on a fixed phase error [17]

$$S(\varphi) = E_{d_k, n_k}[e(k)|\varphi] \quad (2)$$

where $E_{d_k, n_k}[\cdot]$ denotes the statistical average over data and noise.

$S(\varphi)$ is periodic of period $\pi/2$ for QAM constellations and π/M for M-PSK constellations, and $\varphi = 0$ is the only stable solution of $S(\varphi) = 0$ over $[0, \pi/2]$ ($[0, \pi/M]$ for M-PSK). Despite the fact that the phase detector S-curve is of paramount importance to investigate the phase acquisition features of the synchronizer loop, it does not suffice to evaluate the impact of the phase detector on the tracking behavior of the loop. The phase detector variance $\sigma_e^2(\varphi)$ measures the power of the phase detector output fluctuations originating from the additive noise and symbol estimation errors with respect to the S-curve given the phase error φ . It is defined as follows :

$$\begin{aligned} \sigma_e^2(\varphi) &= E_{d_k, n_k}[\{e(k) - S(\varphi)\}^2|\varphi] \\ &= E_{d_k, n_k}[e^2(k)|\varphi] - S^2(\varphi) \end{aligned} \quad (3)$$

Let us consider the normalized power 16-QAM, 64-QAM, (4-12)-APSK, and 8-PSK modulation schemes which are, to our knowledge, the most often used in practical communication systems. For these different modulation schemes, Fig.1 plots the S-curves and normalized variances (with respect to the phase detector gain K_e) of the phase detector (1) in the range $([-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}])$ for a signal-to-noise ratio per bit $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB. We can see that the shape of the S curves and variances depends on the modulation format, especially the size of the linear response and positions of stable and unstable lock points which determine the acquisition performance of the carrier recovery loop. We note that the S-curve in case of 64-QAM modulation scheme exhibits the largest variance around the stable equilibrium point. More details about S-curve and variance analysis can be found in [18], [19].

IV. THE PHASE DETECTOR RELIABILITY AS A MODULATION CLASSIFICATION FEATURE

We have observed by simulation that there is a measure deduced from the S curve and variance of the phase detector that gives a clue as to the modulation format at the synchronization loop input. The measure is called the phase detector "reliability", it has been introduced by D. Mottier, in his Ph.D thesis [20], as a performance criterion of phase detectors. It is defined as follows:

$$F(\varphi) = \frac{S^2(\varphi)}{\sigma_e^2(\varphi)}$$

Viewed from the phase detector output, this quantity is analogous to a signal to noise ratio.

We have plotted in Fig. 2, the phase detector reliability versus the phase estimation error φ in the interval

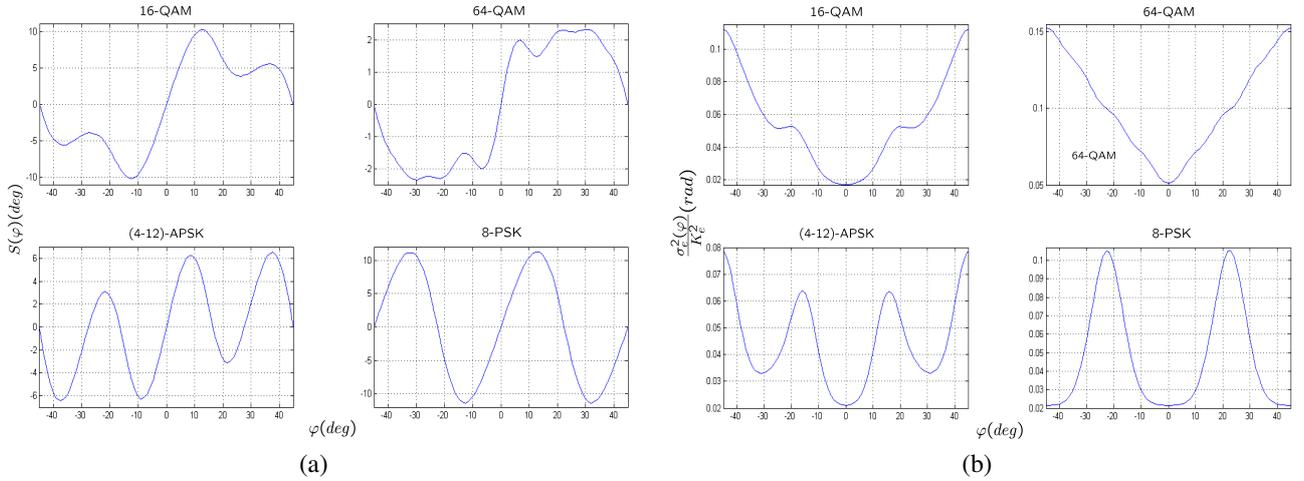


Figure 1: (a) S-curves and (b) Normalized variances, for different normalized power modulation schemes

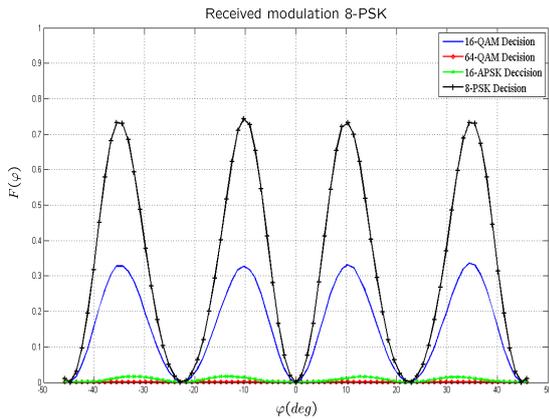


Figure 2: Phase detector reliability for different symbol decisions, $\frac{E_b}{N_0} = 10 \text{ dB}$

$[-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}]$ for $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$ in case of 8-PSK transmitted modulation scheme and in the context of the absence of any information on the modulation format of the incoming signal, the phase detector reliability is plotted for all possible symbol decisions corresponding to the different modulation schemes of considered in this paper. We can see that, the reliability corresponding to the transmitted modulation scheme exhibits the largest value in the left and right segments of the neighborhood of the stable equilibrium points. Thus, reliability can be used as an indicator of the signal modulation format. We note that the same remarks hold for the other modulation schemes and other values of E_b/N_0 , also, the size of this neighborhood and the value of

the reliability in this range are sensitive to the additive noise especially for higher order modulation schemes (64-QAM).

V. AUTOMATIC MODULATION CLASSIFICATION

Based on this observation, we propose the modulation identification system depicted in Fig. 3. In the absence of information on the incoming modulation scheme, the Hierarchical Decision based Phase Detector (HDPD) introduced in [21] is used to perform phase locking. When the phase lock state is achieved, the phase estimation error fluctuates around a stable equilibrium point, in order to lie in either one of the right or left neighborhood of the stable equilibrium point where we are sure that the value of reliability corresponding to the modulation we want to identify is maximum, we rotate the signal at the input of the HDPD with a phase shift φ_δ . As it can be seen in Fig. 3, the rotated signal is then fed to a set of Classical ML Decision based Phase Detectors (CDPD), each of which uses a conventional ML symbol estimation corresponding to each possible modulation scheme. The phase detector reliability $\hat{F}(\varphi_\delta)$ is estimated (estimation is performed by a weighted average process using a forgetting factor) for each symbol decision and then a simple processing identifies the modulation scheme from the maximum value of the estimated phase detector reliabilities.

We note that we assume timing and frequency recovery to be already established. We also assume the transmission channel to be an AWGN.

VI. PERFORMANCE RESULTS

To illustrate the functioning of the proposed algorithm, let us consider a transmission of 8-PSK modulated signal over 20000 symbols at $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$. In this simulation a normalized frequency error with respect to the symbol

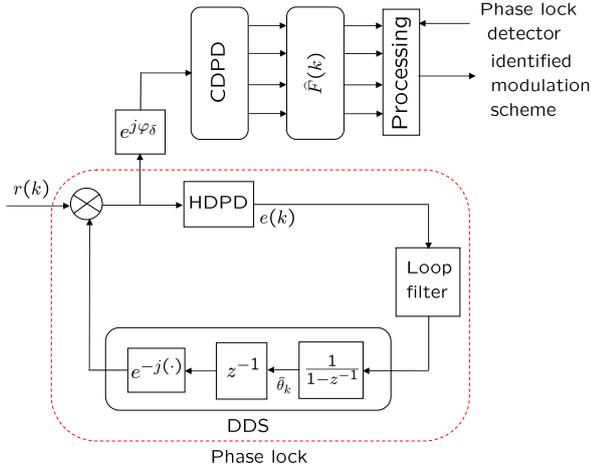


Figure 3: Block diagram of the proposed modulation identification system

rate $\Delta f T_s = 2 \cdot 10^{-4}$ is taken into account. A value of $\varphi_\delta = 10 \text{ deg}$ is chosen, it is a value for which the phase detector reliability is close or equal to the maximum value for all modulation schemes of interest and also for different noise levels.

Fig. 4 shows the plot of 50 trials of the instantaneous esti-

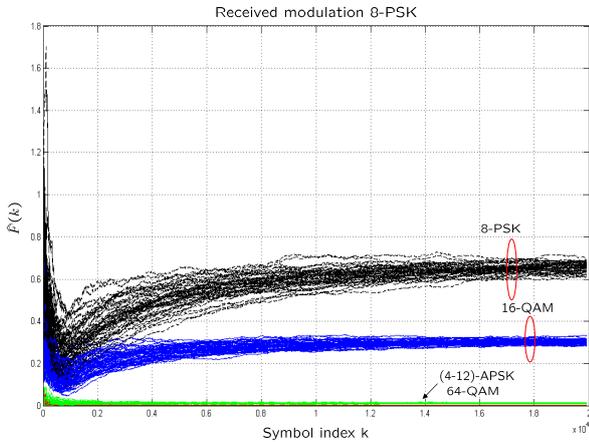


Figure 4: Instantaneous estimated phase detector reliability for different symbol decisions, $\varphi_\delta = 10^\circ$, $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$

mated phase detector reliability (we have chosen a forgetting factor equal to 0.9999) for the different modulation schemes (16-QAM, 64-QAM, 16-APSK and 8-PSK) where we can clearly observe that the estimated phase detector reliability is maximum for the phase detector corresponding to the received modulation scheme.

A modulation classifier is supposed to correctly select the modulation scheme of the incoming signal from a set of N_{mod} candidate modulations. As a basic performance measure, the correct classification percentage for the i th mod-

ulation scheme represents an estimation of the probability to declare that the i th modulation format has been sent, when the modulation format of the incoming signal is i , let $P_c^{(i/i)}$ denotes this probability. When classifying N_{mod} equiprobable modulation schemes, the average probability of correct classification is given by :

$$P_{cc} = \frac{1}{N_{mod}} \sum_{i=1}^{N_{mod}} P_c^{(i/i)}$$

The probabilities $P_c^{(i/j)}$ ($i, j = 1, \dots, N_{mod}$) define the elements of a $N_{mod} \times N_{mod}$ matrix called "confusion matrix". $P_c^{(i/j)}$ is the probability of misclassification corresponding to declaring that the j th modulation format has been sent, when the modulation format of the received signal is i . Obviously, the correct classification probability for a specific modulation scheme depends on the number and type of candidate modulations.

Fig. 5 shows the estimated correct classification probability

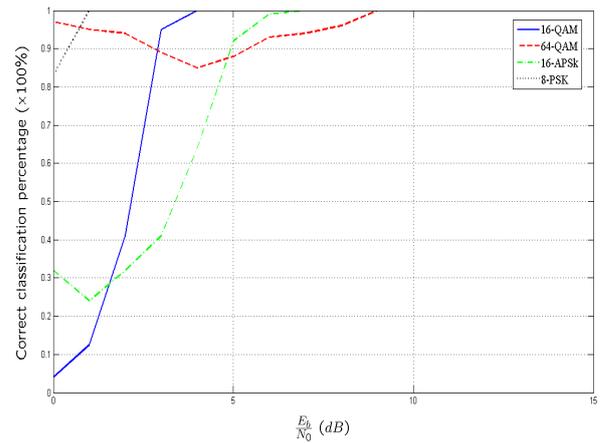


Figure 5: Estimated correct classification probability, $\varphi_\delta = 10 \text{ deg}$

for each modulation scheme handled by the proposed modulation identification method as a function of E_b/N_0 . The simulation is based on 1000 trials, in each of which 100 symbols are used to estimate the phase detector reliability, a phase shift $\varphi_\delta = 10^\circ$ and a forgetting factor equal to 0.9999 for reliability estimation are chosen.

The results show that the proposed classifier achieves 100% probability of correct classification for all simulated modulation schemes when E_b/N_0 goes above 9 dB. 97% and 83% probabilities of correct classification for 64-QAM and 8-PSK modulation schemes respectively are obtained at $E_b/N_0 = 0 \text{ dB}$. The classifier provides a high probability of correct classification for 64-QAM modulation format (above 85%) for low values of E_b/N_0 , this is because it exhibits the lowest phase detector variance (at $\varphi_\delta = 10 \text{ deg}$) since it is the higher density modulation scheme (the probability

to make a 64-QAM symbol decision is the highest one for noisy received signal samples). We note that the proposed classifier shows a 100% probability of correct classification for 8-PSK modulation scheme for $E_b/N_0 \geq 1$ dB. When analyzing the S-curves plots, we observe that this fact is due to the largest value of the phase detector S-curve it provides at $\varphi_\delta = 10$ deg for values of E_b/N_0 greater than or equal 1 dB.

It is important to note that the proposed classifier does not use threshold values to make a classification decision. Thereby, estimation of the incoming signal SNR is not needed and hence, signal preprocessing required for the classification step is significantly reduced. We note also that we have considered in these simulations that the phase lock detection was carried out by any phase lock detector performing without a priori knowledge of the received signal modulation. The aim of this paper, above all, is to show how the phase detector reliability can be used to extract information about the modulation scheme of the incoming signal.

VII. CONCLUSION

The major contribution to AMC presented in this paper is the introduction of a new modulation scheme classification feature derived from a DD phase error detector. This feature is called phase detector reliability. Applied to 64-QAM, 16-QAM, 16-APSK and 8-PSK modulations schemes, the proposed algorithm has shown good classification success rate performance even in the presence of large noise levels and for high order digital modulations. Our design does not require neither SNR level estimation nor decision thresholds. While this work has shown promising results for the classification of some modulation schemes, it is not without its defects and room for improvement. More work needs to be done to find the optimal way to choose the suitable phase shift φ_δ and also evaluating the influence of the forgetting factor on the probability of correct classification. Other digital modulation schemes should be also taken into account to analyze the limits of this approach. The phase detector reliability has been successfully used to design a flexible carrier recovery system for Cognitive Radio applications.

REFERENCES

- [1] D. Linda *Essentials of cognitive radio*, Cambridge Wireless Essentials Series, Cambridge University Press, 2009.
- [2] O. Dobre and Y. Bar-Ness *Blind Modulation Classification : A Concept Whose Time Has Come* IEEE/Sarnoff Symposium, pp. 223-228 April 18-19, 2005.
- [3] O.A. Dobre, A. Abdi, Y. Bar-Ness and W. Su *A Survey of Automatic Modulation Classification Techniques: Classical Approaches and New Trends*, IET Commun., vol 1, Issue 2, April 2007.
- [4] S. Bilén, A. Price, O. Azarmanesh and J. Urbina *Modulation Classification for Radio Interoperability via SDR*, SDR'07 Conference, November 2007.
- [5] J. Aisbett *Automatic Modulation Recognition Using Time Domain Parameters*, *Signal Processing*, vol. 13, pp. 323-328, 1987.
- [6] M.L.D. Wong, and A.K. Nandi *Automatic digital modulation recognition using spectral and statistical features with multi-layer perceptrons*, Proc. Int. Symp. Signal Processing and its Applications, Kuala Lumpur, pp. 390-393, Malaysia, 2001.
- [7] A.K. Nandi and E.E. Azzouz *Algorithms for Automatic Modulation Recognition of Communication Signals*, IEEE Transactions on Communications, Vol. 46, No. 4, April 1998.
- [8] K.C. Ho, W. Prokopiw, and Y.T. Chan *Modulation identification of digital signals by the wavelet transform*, IEE Proc., Radar, Sonar Navig., 47, pp. 169-176, 2000.
- [9] P. Prakasam and M. Madheswaran *Modulation Identification Algorithm for Adaptive Demodulator in Software Defined Radios Using Wavelet Transform*, International Journal of Signal Processing, pp. 74-81, 2009.
- [10] A. Swami, and B.M. Sadler *Hierarchical digital modulation classification using cumulants*, IEEE Trans. Commun., vol. 48, pp. 416-429, 2000.
- [11] C. Martret, and D.M. Boiteau *Modulation classification by means of different order statistical moments*, Proc. IEEE MILCOM, pp. 1387-1391, 1997.
- [12] W. Dai, Y. Wang, and J. Wang *Joint power and modulation classification using second and higher statistics*, Proc. WCNC, pp. 155-158, 2002.
- [13] O.A Dobre, Y. Bar-Ness, and W. Su *Higher-order cyclic cumulants for high order modulation classification*, Proc. IEEE MILCOM, pp. 112-117, 2003.
- [14] O.A Dobre, Y. Bar-Ness, and W. Su *Robust QAM modulation classification algorithm based on cyclic cumulants* Proc. WCNC, pp. 745-748, 2004.
- [15] F.M. Gardner *Demodulator Reference Recovery Techniques Suited For Digital Implementation*, European Space Agency, Final Report, ESTEC Contract No. 6847/86/NL/DG, August 1988.
- [16] T. Jesupret, M. Moeneclaey, and G. Ascheid *Digital Demodulator Synchronization Performance Analysis*, European Space Agency, Final Report, ESTEC Contract No. 8437/89/NL/RE, June 1991.
- [17] A. Leclert, and P. Vandamme *Universal carrier recovery loop for QASK and PSK signal sets*, IEEE Trans. Commun., vol. COM-31, pp.130-136, January 1983.
- [18] A. Metref, D. Le Guennec and J. Palicot *Optimized Decision-Directed Carrier Recovery Loop for 16-QAM Constellations*, Global Telecommunications Conference GLOBECOM '07, November 26-30 2007, Washington DC, USA

- [19] A. Metref, D. L. Guennec, J. Palicot *Variance analysis of a hierarchical decision-directed phase detector for 16-QAM constellation*, Proc. URSI, Chicago, USA, August 2008.
- [20] D. Mottier *Associations des fonctions d'egalisation, de synchronisation et de décodage canal pour les transmissions numériques à grande efficacité spectrale*, Ph.D thesis, institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 1997.
- [21] A. Metref, D. L. Guennec, J. Palicot *Hierarchical decision based carrier recovery in a Software Radio context*, IEEE Proc. WSR, Karlsruhe, Germany, March 2008.

Table des figures

1.1	Adaptation de la modulation dans un système WiMAX (extraite du chapitre 2 de [2])	9
1.2	Architecture simple d'une radio intelligente (extraite du chapitre 5 de [4])	11
1.3	Le cycle de cognition de Mitola et Maguire [1]	12
1.4	Le cycle de cognition simplifiée	12
1.5	Mesure d'occupation du spectre de la Shared Spectrum Company, Dublin, Avril 2007 (extraite du chapitre 2 de [2])	14
1.6	Accès dynamique au spectre radio (extrait du chapitre 2 de [2])	15
1.7	Evolution de la conception radio logicielle (extraite du chapitre 1 de [16])	17
1.8	Radio logicielle idéale	18
1.9	Schéma de base d'un modem de type radio logicielle restreinte. A/D = analog to digital ; AGC = automatic gain control ; D/A = digital to analog ; DSP = digital signal processor ; FPGA = field-programmable gate array ; GPP = general-purpose processor ; IF = intermediate frequency ; LNA = low-noise amplifier ; RF = radio frequency. (extraite du chapitre 1 de [16])	19
1.10	Evolution des approches de conception radio vers la radio logicielle idéale (extraite du chapitre 1 de [16])	20
1.11	Radio logicielle restreinte avec conversion directe [20]. FPB : Filtre Passe Bande ; FPBa : Filtre Passe Bas ; AFB : Amplificateur Faible Bruit ; OL : Oscillateur Local ; A/N : Analogique/Numérique	21
1.12	Radio logicielle restreinte avec FI basse fréquence [20]	22
1.13	Effet du sous échantillonnage [20]. f_e : fréquence d'échantillonnage ; f_{max} : fréquence maximale RF (ou FI) ; B : bande passante à numériser ;	22
1.14	Les niveaux d'abstraction d'une architecture logicielle d'une conception radio logicielle (extraite du chapitre 1 de [15])	23
1.15	Relation entre la radio intelligente et la radio logicielle restreinte (extraite du chapitre 4 de [13])	24
2.1	Synchronisation du récepteur avec l'émetteur	28
2.2	Les différents blocs de synchronisation	30
2.3	Utilisation de l'information de décodage dans la synchronisation (extraite du chapitre 1 de [41])	34
2.4	Schéma simplifié d'une structure bouclée	36
2.5	Schéma simplifié d'une structure bouclée	36
2.6	Schéma de principe d'une récupération de rythme symbole	38
2.7	Forme typique de la fonction $J(\Delta f T_s)$ (extraite du chapitre 3 de [27])	40

2.8	Structure bouclée d'une récupération de fréquence ($\Delta f T_s \ll 1$)	42
2.9	Calcul de $\Lambda(\widetilde{\Delta f})$ ($\Delta f T_s \simeq 1$)	43
2.10	Structure bouclée avec détecteur d'erreur de fréquence issu de l'approche MV ($\Delta f T_s \ll 1$)	44
2.11	Schéma bloc et principe du détecteur à filtres duaux	44
2.12	Schéma bloc de l'estimateur M-power	47
2.13	Variance de l'erreur d'estimation de l'estimateur M-power pour les constellations QAM	48
2.14	Variance de l'erreur d'estimation de l'estimateur V&V pour $F[\rho(k)] = \rho^l(k)$	49
2.15	Dégradation de la variance de l'erreur d'estimation en présence d'une erreur de fréquence	50
2.16	Trajectoires de la phase estimée pour une modulation QPSK, (a) en présence d'une faible erreur de fréquence, (b) en présence d'une phase constante $\theta = 43^\circ$	52
2.17	Filtre Proportionnel Intégrateur PI	55
2.18	Structure bouclée d'une récupération de phase	56
2.19	Forme typique d'une courbe en S	57
2.20	Comparaison entre la trajectoire ODE et une réalisation de la trajectoire de l'algorithme pour un pas de convergence (eq 2.37) $\alpha = 0.01$, $E_s/N_0 = 5dB$ et $\varphi_0 = 1$	58
2.21	Modèle linéaire équivalent d'une structure bouclée du second ordre	59
2.22	Variance de l'erreur d'estimation d'une structure bouclée à détecteur DD	61
2.23	Variance de l'erreur d'estimation d'une structure bouclée à détecteur NDA	62
2.24	Effet d'un offset de fréquence $ \Delta f > \Delta f^{max}$ sur le temps d'accrochage pour une modulation 16-QAM et $E_b/N_0 = 10dB$	63
2.25	Le phénomène de "hang-up" pour une boucle du premier ordre (modulation QPSK, $E_b/N_0 = 10dB$)	64
2.26	Illustration du phénomène de sauts de cycle pour une boucle du premier ordre (modulation QPSK, $E_b/N_0 = 0dB$)	65
3.1	Tracés des courbes en S des différents détecteurs de phase de type DD pour la constellation 16-QAM	77
3.1	Tracés des courbes en S des différents détecteurs de phase de type DD pour la constellation 16-QAM (suite)	78
3.2	Les valeurs de phase où se produisent les discontinuités des courbes en S dans le premier quadrant d'une constellation 16-QAM	79
3.3	Les gains des détecteurs de phase pour une constellation 16-QAM (K_{e_1} et K_{e_3} sont multipliés par 10 pour des raisons d'homogénéité de l'échelle)	80
3.4	Tracés des variances des différents détecteurs de phase de type DD pour la constellation 16-QAM	85
3.4	Tracés des variances des différents détecteurs de phase de type DD pour la constellation 16-QAM (suite)	86
3.5	Courbes en S des détecteurs de phase pour différents $\frac{E_b}{N_0}$ (constellation 16-QAM) (a) $\frac{E_b}{N_0} = 7 dB$, (b) $\frac{E_b}{N_0} = 2 dB$, (c) $\frac{E_b}{N_0} = 0 dB$	89
3.6	Variance normalisée de l'erreur d'estimation de phase pour une constellation 16-QAM	91

3.7	Illustration du seuil de détection de l'approche RC-PLL sur une constellation 16-QAM	93
3.8	Courbes en S des détecteurs DD et DD-RC pour une constellation 16-QAM, $P_{th} = 17$	94
3.9	Variance de l'erreur d'estimation de phase pour une constellation 16-QAM, $P_{th} = 17$	95
3.10	Trajectoire de l'erreur d'estimation de phase pour une constellation 16-QAM	95
3.11	Dépassement de la réponse de la boucle en fonction du gain du détecteur	96
3.12	Trajectoires de l'erreur d'estimation de phase pour une constellation 16-QAM	97
3.13	Illustration des régions du schéma de décision modifié pour une constellation 16-QAM	98
3.14	Courbes en S des détecteurs DD et DD à schéma de décision modifié pour une constellation 16-QAM	99
3.15	Effet d'une phase tournante sur une constellation 16-QAM	100
3.16	Courbes en S des détecteurs DD et MDD en l'absence de bruit pour une constellation 16-QAM, $\alpha = 0, 7$, $\zeta = 2$, $\alpha_2 = \alpha_3 = 0, 23$ (a) pour tous les symboles de la constellation (b) pour les symboles du cercle extérieur (c) pour les symboles du cercle du milieu (d) pour les symboles du cercle intérieur.	101
3.17	Les régions de décision modifiées de la constellation 16-QAM	102
3.18	Tracés des courbes en S du détecteur MDD	104
3.19	Tracés des variances du détecteur MDD	106
3.20	Courbes en S du détecteur MDD pour différentes valeurs de E_b/N_0 , $\alpha = 0, 7$, $\zeta = 2$, $\alpha_2 = \alpha_3 = 0, 23$	107
3.21	Comparaison des gains des détecteurs MDD et DD pour une constellation 16-QAM	108
3.22	Comparaison du dépassement	110
3.23	Tracé du dépassement en fonction de $\Delta f T_s$, $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$	112
3.23	Tracé du dépassement en fonction de $\Delta f T_s$, $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$ (suite)	113
3.24	Evolution de l'erreur d'estimation de phase en présence d'une erreur de fréquence, $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$, (a), (b) $\frac{E_b}{N_0} = 30$ dB, $\Delta f T_s = 2, 8 \cdot 10^{-4}$, (c), (d) $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB, $\Delta f T_s = 1, 9 \cdot 10^{-4}$	114
3.24	(suite) Evolution de l'erreur d'estimation de phase en présence d'une erreur de fréquence, $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$, (e), (f) $\frac{E_b}{N_0} = 5$ dB, $\Delta f T_s = 1, 2 \cdot 10^{-4}$, (g), (h) $\frac{E_b}{N_0} = 0$ dB, $\Delta f T_s = 7 \cdot 10^{-5}$	115
3.25	Histogrammes des temps d'accrochage, $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$, (a), (b) $\frac{E_b}{N_0} = 30$ dB, $\Delta f T_s = 2, 8 \cdot 10^{-4}$, (c), (d) $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB, $\Delta f T_s = 1, 9 \cdot 10^{-4}$. .	116
3.25	(suite) Histogrammes des temps d'accrochage, $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$, (e), (f) $\frac{E_b}{N_0} = 5$ dB, $\Delta f T_s = 1, 2 \cdot 10^{-4}$, (g), (h) $\frac{E_b}{N_0} = 0$ dB, $\Delta f T_s = 7 \cdot 10^{-5}$. .	117
3.26	Evolution de l'erreur d'estimation de phase pour $\Delta f T_s = 1, 4 \cdot 10^{-4}$ à $\frac{E_b}{N_0} = 5$ dB	118
3.27	Comparaison de la variance de l'erreur d'estimation de phase pour une boucle munie des détecteurs DD et MDD	119
3.28	Le détecteur en quadrature	120

3.29	Valeur moyenne de la sortie du détecteur de verrouillage en fonction de l'erreur de phase (a) pour une modulation BPSK (boucle de Costas) (b) pour un détecteur en quadrature correspondant au détecteur de phase $e_1(k)$ dans le cas d'une modulation 16-QAM	121
3.30	Tracé de $\sigma_e^2(\frac{\pi}{4}) - \sigma_e^2(0)$ en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$	123
3.31	Le détecteur de verrouillage VBLD	123
3.32	Evolution de l'erreur d'estimation de phase avec et sans détecteur de verrouillage, $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$, (a), (b) $\frac{E_b}{N_0} = 30$ dB, $\Delta f T_s = 2,8 \cdot 10^{-4}$, (c), (d) $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB, $\Delta f T_s = 1,9 \cdot 10^{-4}$	125
3.32	(suite) Evolution de l'erreur d'estimation de phase avec et sans détecteur de verrouillage, $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$, (e), (f) $\frac{E_b}{N_0} = 5$ dB, $\Delta f T_s = 1,2 \cdot 10^{-4}$, (g), (h) $\frac{E_b}{N_0} = 0$ dB, $\Delta f T_s = 7 \cdot 10^{-5}$	126
3.33	Fonctionnement du détecteur de verrouillage VBLD, $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$, (a),(b) $\frac{E_b}{N_0} = 30$ dB, en absence d'un saut de cycle, (c), (d) $\frac{E_b}{N_0} = 30$ dB en présence d'un saut de cycle	127
3.33	(suite) Fonctionnement du détecteur de verrouillage VBLD, $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $B_L T_s = 10^{-3}$, (e) $\frac{E_b}{N_0} = 0$ dB	128
4.1	(a) Boucle de récupération de phase avec identificateur de constellation [140], (b) Diagramme d'états de l'identification de constellation (extraite de [140])	132
4.2	La PLL numérique multi-modes [141]	133
4.3	Décision hiérarchique pour des constellations normalisées en puissance : (a)- 16-QAM/4-QAM, (b)- 64-QAM/4-QAM, (c)- (4-12)-APSK/4-QAM, (d)- 8-PSK/4-QAM	134
4.4	Comparaison des courbes en S du détecteur de phase piloté par décision hiérarchique et du détecteur piloté par décisions "classiques" pour différentes constellations	136
4.4	(suite) Comparaison des Courbes en S du détecteur de phase piloté par décision hiérarchique et du détecteur piloté par décisions "classiques" pour différentes constellations	137
4.5	Evolution de l'erreur d'estimation de phase en présence d'une erreur de phase constante $\theta_0 = 20^\circ$ et de fréquence $\Delta f T_s = 10^{-4}$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB, (a), (b) 16-QAM, (c), (d) 64-QAM	138
4.5	(suite) Evolution de l'erreur d'estimation de phase en présence d'une erreur de phase constante $\theta_0 = 20^\circ$ et de fréquence $\Delta f T_s = 10^{-4}$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB, (e), (f) (4-12)-APSK, (g), (h) 8-PSK	139
4.6	Variance de l'erreur d'estimation de phase dans le cas d'une décision hiérarchique en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$, (a) constellations 16-QAM, 64-QAM (b) constellations (4-12)-APSK, 8-PSK	141
4.7	Effet de la décision hiérarchique dans le cas de changement de constellation	143
4.8	Fiabilité du détecteur de phase pour différentes décisions, $\frac{E_b}{N_0} = 20$ dB	145
4.8	(suite) Fiabilité du détecteur de phase pour différentes décisions, $\frac{E_b}{N_0} = 20$ dB	146
4.9	Fiabilité du détecteur de phase pour différentes décisions, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB	147

4.9	(suite) Fiabilité du détecteur de phase pour différentes décisions, $\frac{E_b}{N_0} = 10 \text{ dB}$	148
4.10	Fiabilité du détecteur de phase pour différentes décisions, $\frac{E_b}{N_0} = 5 \text{ dB}$	149
4.10	(suite) Fiabilité du détecteur de phase pour différentes décisions, $\frac{E_b}{N_0} = 5 \text{ dB}$	150
4.11	Boucle de récupération de phase pour une radio intelligente	151
4.12	L'utilisation de la fiabilité du détecteur de phase pour la détection des changements de constellation (scénario 1)	152
4.13	Effet de l'utilisation de la fiabilité du détecteur de phase dans le cas de changement de constellation (scénario 2)	153
4.14	L'utilisation de la fiabilité du détecteur de phase pour la détection des changements de constellation (scénario 2)	154
4.15	Effet du changement de constellation sur la courbe en S à $\frac{E_b}{N_0} = 10 \text{ dB}$	156
4.15	(suite) Effet du changement de constellation sur la courbe en S à $\frac{E_b}{N_0} = 10 \text{ dB}$	157
5.1	Structure SIMO de récupération de phase, FPB : Filtre Passe Bande; AFB : Amplificateur Faible Bruit; OL : Oscillateur Local; A/N : Analogique/Numérique; OLN : Oscillateur Local Numérique, f_e : fréquence d'échantillonnage; f_s : fréquence symbole	161
5.2	Exemple illustrant le fonctionnement de la technique proposée	161
5.3	Structure SISO de récupération de phase	162
5.4	Influence du nombre de signaux de la structure SIMO sur la variance d'estimation de phase, (a) 20 dB , (b) 10 dB , (c), 5 dB	163
5.5	Diversité SIMO par rotation de phase	164
5.6	Récupération de phase par égalisation muti-canaux	165
5.7	Comparaison PLL structure SIMO, (a) $\Delta f T_s = 10^{-4}$, (b) $\Delta f T_s = 2 \cdot 10^{-4}$	166
5.8	Comparaison PLL structure SIMO, $\Delta f T_s = 10^{-4}$, $E_b/N_0 = 5 \text{ dB}$	166

Liste des tableaux

3.1	Les détecteurs de phase de type DD	72
3.2	Comparaison des performances	92
3.3	Comparaison des performances des détecteurs DD et MDD	108
3.4	Comparaison des performances de la boucle en mode d'accrochage	113
4.1	Écart type de l'erreur d'estimation de phase en l'absence de bruit pour une décision hiérarchique	140
B.1	Réponse temporelle des signaux $\varphi(k)$ et $\hat{\theta}(k)$	179
B.2	Réponse temporelle de $\varphi(k)$ en fonction du signal d'entrée	179

Bibliographie

- [1] J. Mitola and G. Maguire "Cognitive radio : Making software radios more personal", IEEE Personal Communications, 37(10), pp. 13-18, 1999.
- [2] D. Linda "Essentials of cognitive radio," Cambridge Wireless Essentials Series, Cambridge University Press, 2009.
- [3] J. Mitola "Software radio architecture", Wiley-Interscience, 2000.
- [4] J. Mitola "Cognitive radio architecture : The Engineering Foundations of Radio XML Link", John Wiley and Sons, 2006.
- [5] C. Moy "Evolution de la conception radio : de la radio logicielle à la radio intelligente", habilitation à diriger des recherches, Université de Rennes 1, Oct 2008.
- [6] J. Palicot, C. Moy, and R. Hachemani, "Multilayer sensors for the Sensorial Radio Bubble", Physical Communication 2, pp. 151-165, may 2009.
- [7] S. Haykin "Cognitive Radio : Brain-Empowered Wireless Communications", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Special Issue on Cognitive Networks, vol. 23, pp. 201-220, Feb 2005.
- [8] S. Haykin "Cognitive dynamic systems", Proceedings of the IEEE, vol. 94, no. 11, pp. 1910-1911, Nov. 2006.
- [9] M. Cave, C. Doyle and W. Webb "Essentials of modern spectrum management", Cambridge Wireless Essentials Series, Cambridge University Press, 2007.
- [10] L. Berlemann and S. Mangold "Cognitive radio and dynamic spectrum access", John Wiley and Sons, 2009.
- [11] J. Mitola "Cognitive radio for flexible mobile multimedia communications", IEEE International Workshop on Mobile Multimedia Communications, 1999.
- [12] J. Palicot "Cognitive radio : an enabling technology for the green radio communications concept", IWCMC'09, 21-24 june 2009, Leipzig, Germany
- [13] H. Arslan "Cognitive radio, Software defined radio, and adaptive wireless systems", Springer, 2007.
- [14] W. Tuttlebee "Software Defined Radio : Origins, Drivers and International Perspectives", John Wiley and Sons, 2002.
- [15] J Mitola, "Software Radio Architecture : Object-Oriented Approaches to Wireless Systems Engineering", John Wiley and Sons, 2000.
- [16] B. Fette "Cognitive radio technology", Academic Press, Elsevier, Second Edition, 2009.
- [17] J Mitola, "The Software Radio," IEEE National Telesystems Conference, May 1992.

- [18] C. Moy, A. Kountouris and A. Bisiaux "HW and SW architecture for over-the-air dynamic reconfiguration by software download," in Proc. SDR Workshop of the RAW-CON'2003, Boston, USA, 2003.
- [19] D. Rouffet and W. König "Technologie pour les futurs systèmes radio", Revue des Télécommunications d'Alcatel 2001.
- [20] J. Palicot and C. Roland "La Radio logicielle : enjeux, contraintes et perspectives", REE. Revue de l'électricité et de l'électronique, n. 11, pp. 60-67, 2001.
- [21] T.J. Roupheal "RF and digital signal processing for software defined radio : a system-analytic approach", Newnes, Elsevier, 2009.
- [22] P. B. Kenington "RF and baseband techniques for software defined radio", Artech House, 2005.
- [23] W. Tuttlebee "Software Defined Radio, Enabling Technologies", John Wiley and Sons, 2002.
- [24] T. Hentschel "Sample Rate Conversion in Software Configurable Radios", Artech House, 2002.
- [25] J.M. Brossier, "Signal et communication numérique, égalisation et synchronisation", collection traitement du signal, Editions Hermès, July 1997.
- [26] H. Meyr, M. Moeneclaey and S. A. Fechtel "Digital communication receivers, synchronization, channel estimation, and signal processing," Wiley Series in Telecommunications and Signal processing, 1998.
- [27] U. Mengali, and A. N. D'Andrea "Synchronization techniques for digital receivers," Plenum Press, Applications of communication theory, 1997.
- [28] C. Morlet, "Démodulateur embarqué multiporteuses pour services multimédia par satellites", Thèse de l'ENST, Septembre 2002.
- [29] F.M. Gardner "Demodulator reference recovery techniques suited for digital implementation," European Space Agency, Final Report, ESTEC Contract No. 6847/86/NL/DG, Aug 1988.
- [30] L.E. Franks, "Carrier and bit synchronization in data communication-a tutorial review", IEEE Trans. Commun., vol. COM-28, no 8, pp. 1107-1120, Aug 1980.
- [31] F.M. Gardner and W.C. Lindsey, "Guest editorial : special issue on synchronization", IEEE Trans. Commun., vol. COM-28, no 8, pp. 1105-1106, Aug 1980.
- [32] M.H. Meyers and L.E. Franks, "Joint carrier phase and symbol timing recovery for PAM systems", IEEE Trans. Commun., vol. COM-28, no 8, pp. 1120-1129, *Aug 1980.
- [33] A.J. Viterbi and A.M. Viterbi, "Nonlinear Estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmissions", IEEE Trans. Inf. Theo., vol. IT-29, no 4, pp. 543-551, Jul 1983.
- [34] G. Ascheid and H. Meyr, "Maximum likelihood detection and synchronization by parallel digital signal processing", IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM '84, Atlanta, GA, Nov 26-29, 1984.
- [35] P.Y. Kam, "Maximum likelihood carrier phase recovery for linear suppressed-carrier digital data modulations", IEEE Trans. Commun., vol. COM-34, no 6, pp. 522-527, Jun 1986.

- [36] G. Ascheid, M. Order, J. Stahl and H. Meyr "An all-digital receiver architecture for bandwidth efficient transmission at high data rates", IEEE Trans. Commun., vol. COM-37, no 8, pp. 804-813, Aug 1989.
- [37] H.L. Van Trees, "Detection, estimation and modulation theory", part I, Jhon Wiley and Sons, 1968.
- [38] Digital Video Broadcasting (DVB)-Second Generation Framing Structure, Channel coding and Modulation Systems for Broadcasting, Interactive Services, New Gatherig and other Broadband Satelite Applications- Ref. ETSI EN 302 307 v1.1.1, Jan 2004.
- [39] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima " Near Shannon limit error-correcting codind and decoding : turbo-codes", Proc of the IEEE International Conference on Communications ICC, Geneva, Switzerland, May 1993.
- [40] J.M.F. Moura, J.Lu and H. Zhang " Structured low-density parity-check codes", IEEE Signal Processing Magazine, vol. 21, pp. 42-55, Jan 2004.
- [41] M. Dervin "Synchronisation de porteuse à faible rapport signal à bruit pour applications satellite large bande" Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieur des Télécommunications de Paris, 2005.
- [42] G. Ungerboeck "Channel coding with multilevel / phase signals", IEEE Trans. Inf The., vol. IT-28, pp. 55-67, Jan 1982.
- [43] D. Mottier "Associations des fonctions d'égalisation, de synchronisation et de décodage canal pour les transmissions numériques à grande efficacité spectrale" Thèse de doctorat, institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 1997.
- [44] C. Morlet, I. Buret and M.L. Boucheret "A carrier phase estimator for multi-media satellite payloads suited to rsc coding schemes", Proc of the IEEE International Conference on Communications ICC, Jun 2000.
- [45] C. Morlet, M.L. Boucheret and I. Buret "Carrier phase estimator suited to turbo-code based communication system", Proc of the European Signal Processing Conference EUSIPCO, Sep 2000.
- [46] Y. Rhamim, A. Freedman and A. Reichman "ML iterative tentative-decision-directed (ml-itdd) : a carrier synchronisation system for short-packet turbo-coded communication", Proc of the IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), Dec 2004.
- [47] N. Noels, H. Steendam and M. Moeneclaey "Carrier phase tracking from turbo and LDPC coded signals affected by a frequency offset", IEEE Communications Letters., vol. 9, pp. 915-917, Oct 2005.
- [48] S. Bay, C. Vanstraceele, B. Geller, J.P. Barbot and J.M. Brossier "Synchronisation de phase - Boucle à remodulation souple", GRETSI, Louvain-la-Neuve, Belgique, 6-9 Sep 2005.
- [49] A. Anastasopoulos and K. M. Chugg "Adaptive iterative detection for phase tracking in turbo-coded systems", IEEE Trans. Commun., vol. COM-49, pp. 2298-2309, December 2001.
- [50] I. Nuriyev and A. Anastasopoulos "Polynomial-complexity noncoherent symbol-by-symbol detection with application to adaptive iterative decoding of turbo-like codes", IEEE Trans. Commun., vol. COM-51, pp. 197-207, february 2003.

- [51] G. Baudoin, "Radiocommunications numériques/Tome 1 : Principes, modélisation et simulation", Dunod, 2002.
- [52] F. Takahata, M. Yasunaga, H. Hirata, T. Ohsawa and J. Namiki "A PSK group modem for satellite communication", IEEE J. Select. Areas Commun., vol. SAC-5, pp. 648-661, Mar 1987. AscheidOrder
- [53] F.M. Gardner "Interpolation in digital modems-Part I : fundamentals", IEEE Trans. Commun., vol. COM-41, pp. 501-507, Mar 1993.
- [54] L. Erup, F.M. Gardner and R.A. Harris "Interpolation in digital modems-Part II : implementation and performance", IEEE Trans. Commun., vol. COM-41, pp. 998-1008, June 1993.
- [55] K. Buket and M. Moeneclaey "Optimization of a second-order interpolater for bandlimited direct-sequence spread-spectrum communications", Electronics Letters, vol. 28, pp. 1029-1031, May 1992.
- [56] F.M. Gardner "A BPSK/QPSK timing errorr detector for sampled receivers", IEEE Trans. Commun., vol. COM-34, pp. 423-429, May 1986.
- [57] K.H. Mueller and M. Mueller "Timing recovery in digital synchronous data receivers", IEEE Trans. Commun., vol. COM-24, pp. 516-532, May 1976.
- [58] M. Moeneclaey and T. Batsle "Carrier-independent NDA symbol synchronization for M-PSK operating at only one sample per symbol", Proc of the Global Telecommunications Conference GLOBECOM, California, USA, Dec 1990.
- [59] M. Oerder and H. Meyr "Digital filter and square timing recovery", IEEE Trans. Commun., vol. COM-36, pp. 605-612, Aug 1988.
- [60] Q. Liu, Z. Yang, J. Song and C. Pan "Blind maximum-likelihood timing recovery in the presence of carrier frequency offset", Proc of the Vehicular Technology Conference VTC, May 2006.
- [61] S. Kay "A fast and accurate singal frequency estimator", IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing, vol. ASSP-37, pp. 1987-1990, Dec 1989.
- [62] M.P. Fitz "Planar filtred techniques for burst mode carrier synchronization", Proc of the Global Telecommunications Conference GLOBECOM, Phonix, Arizona, USA, Dec 1991.
- [63] M.P. Fitz "Further results in the fast estimation of a single frequency", IEEE Trans. Commun., vol. COM-42, pp. 862-864, Mar 1994.
- [64] M. Luise and R. Reggiannini "Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmissions", IEEE Trans. Commun., vol. COM-43, pp. 1169-1178, April 1995.
- [65] J.C.-I. Chuang and N.R. Sollenberger "Burst coherent demodulation with combined symbol timing, frequency offset estimation and diversity selection", IEEE Trans. Commun., vol. COM-39, pp. 1035-1164, July 1991.
- [66] S. Bellini, C. Molinari and G. Tartara "Digital frequency estimation in burst mode QPSK transmission", IEEE Trans. Commun., vol. COM-38, July 1990.
- [67] S. Bellini, C. Molinari and G. Tartara "Digital carrier recovery with frequency offset in TDMA transmission", Proc of the International Conference on Communications ICC, Denver, USA, June 1991.

- [68] F. Classen, H. Meyr and P. Sehier "Maximum likelihood open loop carrier synchronizer for digital radio", Proc of the International Conference on Communications ICC, Geneva, Switzerland, May 1993.
- [69] U. Mengali and M. Morelli "Data aided frequency estimation for burst digital transmission", IEEE Trans. Commun., vol. COM-45, Jan 1997.
- [70] F. M. Gardner "Phase lock techniques," John Wiley & sons, New York, 3rd edition, 2004.
- [71] D. G. Messerschmitt "Frequency detectors for PLL acquisition in timing and carrier recovery", IEEE Trans. Commun., vol. COM-27, pp. 1288-1295, Sep 1979.
- [72] F. D. Natali "AFC tracking algorithms", IEEE Trans. Commun., vol. COM-32, pp. 935-945, Aug 1984.
- [73] P. Vandamme, G. Verdot and A. Leclert, French pat. 8315794, Oct 1983.
- [74] H. Sari, L. Desperben and S. Moridi, " A new class of frequency detectors for carrier recovery in QAM systems", Proc. International Conference on Communications ICC, Toronto, Canada, June 1983.
- [75] H. Sari and S . Moridi "New phase and frequency detectors for carrier recovery in PSK and QAM systems", IEEE Trans. Commun., vol. COM-36, no. 9, pp. 1035-1043, Sep 1988.
- [76] F. M. Gardner "Frequency detectors for digital demodulator via maximum-likelihood derivation", ESA Final Report : Part II, ESTEC Contract no. 8022/88/NL/DG, June 1990.
- [77] A. N. D'Andrea and U. Mengali "Performance of some frequency detectors based on the maximum likelihood principle", Proc of the Global Telecommunications Conference, GLOBECOM, Orlando, Dec 1992.
- [78] G. Karam, E Daffara, and H. Sari "Simplified versions of the maximum-likelihood frequency detector", Proc of the Global Telecommunications Conference, GLOBECOM, Orlando, Dec 1992.
- [79] G. Karam, I. Cadot and H. Sari "Performance analysis of the simplified maximum-likelihood frequency detector", Proc of the International Conference on Communications ICC, Geneva, Switzerland, May 1993.
- [80] M. Moeneclay "Overview of digital algorithms for carrier frequency synchronization algorithms", Fourth International Workshop on Digital Signal Processing Techniques Applied to Space Applications, London, UK, Sep 1994.
- [81] A.N. D'Andrea and U. Mengali "Noise performance of two frequency detectors derived from maximum-likelihood estimation methods", IEEE Trans. Commun., vol. COM-42, April 1994.
- [82] D. Richman "Color carrier reference phase synchronization accuracy in NTSC color television", Proc. IER, Jan 1954.
- [83] F. M. Gardner "Properties of frequency difference detectors", IEEE Trans. Commun., vol. COM-33, pp. 131-138, Feb 1985.
- [84] A. N. D'Andrea and U. Mengali "Performance of a quadricorrelator driven by modulated signals", IEEE Trans. Commun, vol. COM-38, Nov 1990.

- [85] A. N. D'Andrea and U. Mengali "Performance of a frequency detector based on the maximum likelihood principle", Proc of the Global Telecommunications Conference, GLOBECOM, Orlando, Dec 1992.
- [86] A. N. D'Andrea and U. Mengali "Design of quadricorrelator for automatic frequency control systems", *EEE Trans. Commun.*, vol. COM-41, pp. 988-997 June 1993.
- [87] T. Albery and V. Hespelt "A new pattern jitter frequency error detector", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-37, pp. 159-163, Feb 1989.
- [88] F. Classen and H. Meyr "Two frequency estimation schemes operating independently of timing information", Proc of the Global Telecommunications Conference, GLOBECOM, Houston, USA, Dec 1993.
- [89] W. J. Weber "Differential encoding for multiple amplitude and phase shift keying systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-26, pp. 385-391, Mar 1978.
- [90] M.H. Meyers and L.E. Franks "Joint carrier phase and symbol timing recovery for PAM systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-28, pp. 1121-1129, Aug 1980.
- [91] A.N. D'Andrea, U. Mengali and R. Reggiannini "Carrier phase recovery for narrow-band polyphase shift keyed signals," *Alta Frequenza*, vol. LVII, pp. 575-581, Dec 1988.
- [92] M. Moeneclaey and G. De Jonghe "Tracking performance comparison of two feed-forward ML-oriented carrier-independent NDA symbol synchronizers", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 40, pp. 1423-1425, Sep 1992.
- [93] M. Moeneclaey and G. De Jonghe "ML-oriented NDA carrier synchronization for general rotationally symmetric constellations", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-42, pp. 2531-2533, Aug 1994.
- [94] F. M. Gardner "Hangup in phase-lock loops," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, pp. 1210-1214, Oct 1977.
- [95] F. M. Gardner "Equivocation as a cause of PLL hangup," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-30, pp. 2242-2243, Oct 1982.
- [96] H. Meyr and L. Popken "Phase acquisition statistics for phase locked loops," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-28, pp. 1365-1372, Aug 1980.
- [97] M. P. Fitz "Equivocation in nonlinear digital carrier synchronizers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-39, pp. 1672-1682, Nov 1991.
- [98] G. De Jonghe and M. Moeneclaey "Cycle slip analysis of the NDA carrier Synchronizer based on the Viterbi & Viterbi algorithm", Proc of the International Conference on Communications ICC, New Orleans, Louisiana, USA, May 1994.
- [99] G. Eynard and C. Laot, "Extended Linear Phase Detector Characteristic of a Software PLL", ISCCSP 2008, St Julians, Malte, march 2008.
- [100] G. De Jonghe and M. Moeneclaey "Cycle slip analysis of the M-th power NDA FF carrier Synchronizer for M-PSK using narrowband postfiltering", Proc IEE ECSC-3, Manchester, UK, Nov 1993.
- [101] G. De Jonghe and M. Moeneclaey "Asymptotic cycle slip Probability expression the M-th power NDA FF carrier Synchronizer for M-PSK", Proc of the International Conference on Communications ICC, Geneva, Switzerland, May 1993.

- [102] R. De Gaudenzi, T. Garde, and V. Vanghi "Performance analysis of decision-directed maximum-likelihood phase estimators for M-PSK modulated signals," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 3090-3100, Dec 1995.
- [103] M. Moeneclaey, G. Ascheid and T. Jesupret "Digital demodulator synchronization," University of Grent (B), CADIS GmbH (D), SAIT Electronics (B), May 1991.
- [104] P. Campisi, G. Panci, S. Colonnese and G. Scarano "Blind phase recovery for QAM communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, pp. 1348-1348, April 2005.
- [105] E. Serpedin, P. Ciblat, G.B Giannakis and P. Loubaton "Blind phase recovery for QAM communication systems," *IEEE Trans. Sig. Proc.*, vol. 49, pp. 1818-1823, Aug 2001.
- [106] C.N. Georghiades "Blind carrier phase acquisition for QAM constellations," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 1477-1386, Nov 1997.
- [107] A. Belouchrani and W. Ren "Blind carrier phase tracking with guaranteed global convergence," *IEEE Trans. Sig. Proc.*, vol. 45, pp. 1889-1894, July 1997.
- [108] H. Kobayashi "Simultaneous adaptive estimation and decision algorithms for carrier modulated data transmission systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 19, pp. 268-280, June 1971.
- [109] W.C. Lindsey "Synchronization systems in communication and data control," Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1972.
- [110] L.E. Franks "Synchronization subsystems : analysis and design," *Digital Communications : Satellite/Earth Station Engineering*, Englewood Cliffs : Prentice-Hall, 1983.
- [111] M.K. Simon, and J. G. Smith "Carrier synchronization and detection of QASK signal sets," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-22, pp. 98-106, Feb 1974.
- [112] M.K. Simon "Optimum receiver structures for phase-multiplexed modulations," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-26, pp. 865-872, June 1978.
- [113] D.D. Falconer "Jointly adaptive equalization and carrier recovery in two dimensional digital communication systems," *Bell Syst. Tech.* Mar 1976.
- [114] U. Mengali "Joint phase and timing acquisition in data transmission," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, pp. 1174-1185, Oct 1977.
- [115] A. Leclert, and P. Vandamme "Universal carrier recovery loop for QASK and PSK signal sets," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-31, pp. 130-136, Jan 1983.
- [116] H. Sari, and S. Moridi "Analysis of four decision-feedback carrier recovery loops in the presence of intersymbol interference," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-33, pp. 543-550, June 1985.
- [117] A. H. Pouzet "Characteristics of phase detectors in presence of noise," *Proc. Int. Telem. Com 8*, Los Angeles, 1972, pp. 818- 828.
- [118] A. Benveniste "Introduction à la méthode de l'ODE pour les algorithmes récursif, Outils et modèles mathématiques pour l'automatique, l'analyse des systèmes et le traitement du signal", Editions du C.N.R.S., vol. 1, Paris
- [119] A. Benveniste, M. Joinbdot et P. Vandamme "Analyse théorique des boucles de phase numériques en présence de canaux dispersifs", Note technique NT/MER/TSF/1, CNET Lannion B., Jan 1980.

- [120] A. Benveniste, M. Métivier et P. Priouret "Algorithmes adaptatifs et approximations stochastiques, théorie et applications", Masson, 1987.
- [121] F. M. Gardner "Hangup in phase-lock loops," IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, pp. 1210-1214, Oct 1977.
- [122] H. Meyr and L. Popken "Phase acquisition statistics for phase-lock loops," IEEE Trans. Commun., vol. COM-28, pp. 1365-1372, Aug 1980.
- [123] F. M. Gardner "Equivocation as a cause of PLL hangup," IEEE Trans. Commun., vol. COM-30, pp. 2242-2243, Oct 1982.
- [124] G. Asheid and H. Meyr "Cycle slips in phase-locked loops : A tutorial survey," IEEE Trans. Commun., vol. COM-30, pp. 2228-2241, Oct 1982.
- [125] G. Asheid and H. Meyr "The influence of phase-dependant loop noise on the cycle slipping of symbol synchronizer," IEEE Trans. Commun., vol. COM-33, pp. 1234-1239, Dec 1985.
- [126] D.R. Stephens "Phase-locked loops for wireless communications : digital, analog and optical implementations", Second edition, Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [127] P.O. Amblard, J.M Brossier and E. Moisan "Phase tracking : what do we gain from optimality ? particle filtering versus phase locked loops", Elsevier. Signal Processing, vol. 83, pp. 151-167, Oct 2003.
- [128] N.K. Jablon "Joint blind equalization, carrier recovery and timing recovery for high-order QAM signal constellations", IEEE Trans. Sig. Proc., vol. 40, pp. 1383-1398, June 1992.
- [129] G. Eynard "Techniques de synchronisation pour les communications acoustiques sous-marines", PhD Thesis, Ecole Nationale des Télécommunications de Bretagne, Dec 2008.
- [130] J.F. Hélar and S. Bougeard "Optimized directed decision frequency synchronization systems in presence of Gaussian noise and oscillator phase noise", Proc of the European Signal Processing Conference EUSIPCO, Toulouse, France Sep 2002.
- [131] R. De Gaudenzi, A.G i Fàbregas and A. Martinez "Performance analysis of turbo-coded APSK modulations over nonlinear channels," IEEE Trans. Wirel. Commun., vol. 5, pp. 2396-2407, Sept 2006.
- [132] J. Stensby "A new type of lock detector for phase locked loops", IEEE Proc of Southeastern Symposium on System Theory SSST'90, Cookeville, Tennessee, USA, Mar 11-13 1990.
- [133] J. Stensby "Lock Detection in Phase-Locked Loops", Journal of Society for Industrial and Applied Mathematics SIAM, vol. 52, pp. 1469-1475, October 1992.
- [134] J. Stensby "A new lock detector for phase-lock receivers", IEEE Proc of Southeastern Symposium on System Theory SSST'01, Athens, Ohio, USA, Mar 18-20 2001.
- [135] J. Stensby "An improved lock detector for phase-locked communication receivers", Journal of the Franklin Institute, vol. 342, pp. 149-159, 2005.
- [136] J. Lévine and P. Rouchon "systèmes dynamiques et commande", Techniques de l'ingénieur, Ref S7430, Sep. 2008

- [137] A. Mileant and S. Hinedi "Costas Loop Lock Detection in the Advanced Receiver," TDA Progress Report 42-99, pp. 72-89, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, California, Nov 1989.
- [138] A. Mileant and S. Hinedi "Lock detection in costas loops", IEEE Trans. Commun., vol. COM-33, pp. 1234-1239, Dec 1985.
- [139] R.H. Morelos-Zaragoza "Joint Phase-Lock Detection and Identification of M-PSK and M-QAM Modulation", Proc of the International Conference on Third Generation Wireless Communications 3GWireless'00, San Francisco, CA, June 14-16, 2000.
- [140] P. Pinto, S. Silva and H. Miranda "An adaptive Software Radio receiver architecture for linear bidimensional modulations", 6th Baiona Workshop on Signal Processing in Communications, Baiona, Spain, Sept 2003
- [141] R. H. Morelos-Zaragoza and K. Umabayashi "A carrier recovery technique using modulation identification", International Conference on Third Generation Wireless and Beyond 3GWireless'01, San Francisco, CA, May 30-June 2 2001.
- [142] De Gaudenzi, R. Guillen and A. Martinez "Performance analysis of turbo-coded APSK modulations over nonlinear satellite channels", IEEE Trans. on Wireless Communications, pp. 2396-2407, Sep 2006.
- [143] De Gaudenzi, R. Guillen, A. Martinez and A. Ponticelli "High power and spectral efficiency coded digital modulation schemes for nonlinear satellite channels" 7th International Workshop on Digital Signal Processing Techniques for Space Communications, Sesimbra, Portugal, Oct 2001.
- [144] A. Schertz and C. Weck "Modulation hiérarchique", UER-Revue Technique, April 2003.
- [145] G. Ungerboeck "Fractionnal tap-spacing equalizer and consequences for clock recovery in data modems", IEEE Trans. on ASSP, vol.24, pp. 856-864, August 1976.

VU :

Le Directeur de Thèse

VU :

Le Responsable de l'Ecole Doctorale

VU pour autorisation de soutenance

Rennes, le

Le Président de l'Université de Rennes1

Guy CATHELIN

VU après soutenance pour autorisation de publication :

Le Président de Jury,

Résumé

Bien que de nombreux travaux de recherche aient été menés au cours des deux dernières décennies pour résoudre le problème de la synchronisation de la porteuse, il constitue aujourd'hui une thématique de recherche d'une grande importance pour divers systèmes récents de la radiocommunication comme les technologies émergentes de la Radio Logicielle Restreinte (RLR) et de la Radio Intelligente (RI). En effet, les systèmes de la RLR sont multi-fonctionnels et flexibles, dans le sens où ils peuvent traiter une variété de standards et de services tout en offrant des solutions à faible coût. Quant à la technologie RI, c'est une vision futuriste d'une radio visant la conception de dispositifs sans fil dotés de capacités d'apprentissage, d'adaptation, et de reconfiguration. Dans ce contexte, les solutions existantes du problème de synchronisation doivent être adaptées à ces nouvelles générations de technologies radio en vue d'obtenir les meilleures performances.

De nombreuses contributions au problème de la synchronisation de phase de la porteuse ont été présentées dans cette thèse. Dans la première partie du travail, nous avons effectué une analyse théorique rigoureuse et complète du détecteur de phase DD. En se basant sur les résultats de cette étude, nous avons proposé une boucle de synchronisation optimisée pour la modulation 16-QAM ainsi qu'un nouveau détecteur de verrouillage de phase pour les modulations de type QAM. Par ailleurs, nous avons proposée une structure de synchronisation de phase adaptée aux applications de la RI, qui est capable de récupérer la phase de façon aveugle vis à vis du type de modulation du signal reçu. L'idée consiste à utiliser une mesure dite "fiabilité", extraite du détecteur de phase de la boucle de synchronisation et qui fournit une information sur la modulation du signal entrant.

Enfin, nous avons discuté d'une vision SIMO du problème de synchronisation de phase, exploitant les possibilités offertes par une architecture de réception RLR.

Mots clés: Synchronisation, Radio Intelligente, PLL, détecteur de phase, courbe en S

Abstract

Although the extensive research works have been carried out over the last two decades to resolve the problem of carrier synchronization, it remains today an issue of paramount importance for many recent digital communication systems such as the emerging wireless technologies of Software Defined Radio (SDR) and Cognitive Radio (CR). Indeed, SDR systems are multi-functional and flexible such that they can handle a variety of standards and services while at the same time provide a low-cost power-efficient solution. As for CR technology, it is a future vision of a smart radio targeting the design of wireless devices with cognition capabilities such as learning, sensing, awareness and reasoning. This implies that the well-developed solutions of the synchronization problem should be adapted to this new generation of radio technology design to get the best performance.

Several contributions to the problem of carrier phase synchronisation have been carried out in this thesis. In the first part of the work, we have performed a rigorous and complete theoretical analysis of the DD phase detector. Based on the results of this study, we have proposed an optimized carrier phase synchronizer for 16-QAM modulation and a new phase lock detector for general QAM modulations. Then, we have developed a blind-modulation carrier recovery loop suited to CR applications which is capable of handling different digital modulation schemes. The underlying idea is to use a measure called "reliability" extracted from the phase detector of the loop synchronization which provides information about the incoming signal modulation format.

Finally, we have discussed a SIMO approach for phase carrier synchronization which exploits the capabilities offered by the SDR receiver architectures.

Keywords: Synchronization, Cognitive Radio, PLL, phase detector, S-curve