

Université  
de Toulouse



# THÈSE

En vue de l'obtention du

## DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par *l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse*  
Discipline ou spécialité : *Traitement du signal, Télécommunications,  
Systèmes et Architectures*

---

Présentée et soutenue par *Georges KADDOUM*  
Le 21 11 2008

Titre : *Contributions à l'amélioration des systèmes de communication multi-utilisateurs par chaos : synchronisation et analyse des performances*

---

### JURY

#### Rapporteurs :

*Gilles Burel, Professeur de l'Université de Bretagne occidentale*  
*Jean Pierre Cances, Professeur de l'Université de Limoges*

#### Examineurs :

*Pascal Chargé, Maître de conférences de l'INSA Toulouse*  
*Danièle Fournier-Prunaret, Professeur de l'INSA Toulouse*  
*Sylvie Marcos, Directeur de recherche LSS Paris*  
*Raymond Quéré, Professeur de l'Université de Limoges*  
*Daniel Roviras, Professeur de l'INP Toulouse*

---

**Ecole doctorale :** *Mathématiques, Informatique, Télécommunications de Toulouse*  
**Unité de recherche :** *Laboratoire Toulousain de Technologie et d'Ingénierie des Systèmes/INSA ; Institut de Recherche en Informatique de Toulouse/ENSEEIH*  
**Directeurs de Thèse :** *Danièle Fournier-Prunaret, Daniel Roviras, Pascal Chargé*



## Remerciements

Ce travail de thèse s'achevant vient le moment des remerciements. Mille excuses à ceux ou celles que je vais oublier, mais je vais quand même tâcher de faire de mon mieux !

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à toutes celles et ceux qui m'ont apporté leur soutien, leur amitié ou leur expérience tout au long de ce travail de thèse.

Tout d'abord je souhaite remercier Monsieur le Professeur Raymond Quéré de l'Université de Limoges pour l'honneur qu'il m'a fait de bien vouloir présider ce jury de thèse.

Les Professeurs Gilles Burel, de l'Université de Bretagne Occidentale, et Jean Pierre Cances de l'Université de Limoges ont accepté de rapporter ce travail ; je leur adresse mes plus sincères remerciements. Leurs critiques constructives m'ont été particulièrement précieuses dans l'élaboration finale du document.

Je remercie également Madame Sylvie Marcos, Directeur de Recherche LSS Paris, qui m'a fait l'honneur de participer à ce jury et me faire part de ses sentiments sur mon travail.

Il ne saurait être question de ne pas parler ici de mes encadrants Danièle Fournier-Prunaret, Pascal Chargé -de l'Institut National des Sciences Appliquées Toulouse- et Daniel Roviras -de l'Institut Nationale Polytechnique de Toulouse-, sans qui ce travail n'aurait jamais vu le jour. Leur culture scientifique, leur disponibilité et leur simplicité sont autant d'éléments qui ont favorisé le développement de cette thèse.

Un grand merci à Jean-Yves Tourneret, à Benoît Escrig, pour leur aide durant mes travaux de thèse et à mes amis collègues thésards, pour certains déjà docteurs, et permanents de l'INSA ou à l'ENSEEIH.

Les quelques années passées au Laboratoire Toulousain de Technologie et d'Ingénierie des Systèmes et à l'Institut de Recherche en Informatique de Toulouse furent une expérience fort enrichissante. Le dynamisme de leurs membres et l'excellente ambiance de travail en font des endroits de travail fort sympathiques et motivants.

Merci enfin à mes parents pour m'avoir toujours soutenu, un salut du coeur à ma mère pour ses prières, ses encouragements et son soutien tout au long de ma thèse.



*A mes parents*

*Vos enfants ne sont pas vos enfants.*

*Ils sont les fils et les filles de l'appel de la vie à la vie.*

*Ils viennent à travers vous mais non de vous.*

*Et bien qu'ils soient avec vous, ils ne sont pas à vous.*

*Vous pouvez leur donner votre amour, mais pas vos pensées.*

*Car ils ont leurs propres pensées.*

*Vous pouvez héberger leurs corps, mais pas leurs âmes.*

*Car leurs âmes résident dans la maison de demain que vous ne pouvez visiter, pas même dans vos rêves.*

*Vous pouvez vous efforcer d'être comme eux, mais ne cherchez pas à les faire à votre image.*

*Car la vie ne marche pas à reculons, ni ne s'attarde avec hier.*

*Vous êtes les arcs desquels vos enfants sont propulsés, tels des flèches vivantes.*

*L'archer vise la cible sur le chemin de l'infini, et Il vous tend de sa puissance afin que ses flèches volent vite et loin.*

*Que la tension que vous donnez par la main de l'archer vise la joie.*

*Car de même qu'il aime la flèche qui vole, il aime également l'arc qui est stable.*

*Gibran Khalil Gibran*



# Table des matières

<b>Liste des acronymes et abréviations</b>	<b>xiii</b>
<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre 1 Systèmes de transmission chaotiques</b>	<b>5</b>
1.1 Introduction . . . . .	5
1.2 Le chaos . . . . .	5
1.2.1 Les systèmes dynamiques . . . . .	6
1.2.1.1 Système dynamique à temps discret . . . . .	6
1.2.1.2 Scénarios de transition vers le chaos . . . . .	7
1.2.1.3 Système dynamique à temps continu . . . . .	11
1.2.2 Les exposants de Lyapunov . . . . .	12
1.2.2.1 Les exposants de Lyapunov pour des attracteurs non chaotiques	15
1.2.2.2 Les exposants de Lyapunov pour un attracteur étrange . . . . .	16
1.3 Systèmes de transmission basés sur le chaos . . . . .	16
1.3.1 Systèmes de transmission à récepteur cohérent . . . . .	17
1.3.1.1 DCS-CDMA à récepteur type corrélateur . . . . .	17
1.3.1.2 DCS-CDMA à récepteur de type estimateur . . . . .	18
1.3.1.3 Masquage chaotique . . . . .	21
1.3.1.4 Chaos shift keying . . . . .	22
1.3.1.5 Symetric chaos shift keying . . . . .	24
1.3.2 Systèmes de transmission à récepteurs non cohérents . . . . .	26
1.3.2.1 CSK non coherent . . . . .	26
1.3.2.2 Chaotic on off keying . . . . .	28
1.3.2.3 Differential chaos shift keying . . . . .	28
1.3.2.4 Quadrature chaos shift keying . . . . .	30
1.3.2.5 FM-DCSK . . . . .	32
1.3.2.6 Correlation delay shift keying . . . . .	32

1.4	Conclusion	34
<b>Chapitre 2 Synchronisation des systèmes chaotiques</b>		<b>35</b>
2.1	Introduction	35
2.2	Synchronisation chaotique par estimateur d'état	36
2.2.1	Synchronisation identique	36
2.2.2	Synchronisation identique et choix des méthodes de calcul numérique	39
2.2.2.1	Système de Lorenz	40
2.2.2.2	Deux méthodes d'intégration numérique	41
2.2.2.3	Génération du chaos et comparaison	42
2.2.2.4	Synchronisation et comparaison	42
2.2.2.5	Discussion	46
2.2.3	Synchronisation par filtrage de Kalman Etendu	47
2.3	Synchronisation classique des systèmes DS-CDMA	49
2.3.1	La phase d'acquisition initiale	50
2.3.2	La poursuite du code	52
2.4	Synchronisation classique appliquée aux systèmes de transmission utilisant le chaos	53
2.4.1	Synchronisation par signal pilote pour le système DS-CDMA synchrone par séquences chaotiques	55
2.4.2	Amélioration de la performance de synchronisation par signal pilote pour le système DS-CDMA synchrone par séquences chaotiques	57
2.4.2.1	Structure de l'émetteur	57
2.4.2.2	Structure du récepteur	59
2.4.2.3	Expression analytique de la probabilité de fausse alarme et de la probabilité de détection	60
2.4.2.4	Simulations et conclusion	63
2.4.3	Synchronisation par signaux pilotes pour les systèmes DS-CDMA asynchrones par séquences chaotiques	65
2.4.3.1	Structure de l'émetteur du système	66
2.4.3.2	Structure du récepteur	68
2.4.3.3	Expression analytique de la probabilité de fausse alarme et de la probabilité de détection	69
2.4.3.4	Simulations et conclusion	72
2.4.4	Synchronisation des séquences chaotiques par multiplication des séquences pilotes	74
2.4.4.1	Structure de l'émetteur	75
2.4.4.2	Structure du récepteur	76



---

2.4.4.3	Expression analytique de la probabilité de fausse alarme et de la probabilité de détection . . . . .	78
2.4.4.4	Simulations et conclusion . . . . .	80
2.5	Conclusion . . . . .	84
<b>Chapitre 3 Performance des systèmes basés sur le chaos</b>		<b>87</b>
3.1	Introduction . . . . .	87
3.2	Canaux de propagation radio-mobiles . . . . .	88
3.2.1	Modèles des canaux de transmission . . . . .	89
3.2.2	Dispersion temporelle et cohérence fréquentielle . . . . .	90
3.2.3	Dispersion fréquentielle et cohérence temporelle . . . . .	90
3.2.4	Notion de sélectivité d'un canal de transmission . . . . .	91
3.2.5	Notion de diversité d'un canal de transmission . . . . .	92
3.2.6	Modèle du canal considéré dans notre manuscrit . . . . .	92
3.3	Description et analyse des performances du système DCS-CDMA pour un canal BBAG . . . . .	93
3.3.1	Description du système . . . . .	95
3.3.1.1	Générateurs chaotiques . . . . .	95
3.3.1.2	Structure de l'émetteur . . . . .	95
3.3.1.3	Structure du récepteur . . . . .	96
3.3.2	Analyse des Performances du système DCS-CDMA dans le cas mono-utilisateur . . . . .	98
3.3.2.1	Distribution d'énergie de la séquence chaotique . . . . .	99
3.3.2.2	Limite supérieure et inférieure du taux d'erreur binaire . . . . .	100
3.4	Calcul du TEB du système DCS-CDMA pour un canal BBAG . . . . .	103
3.4.1	Calcul numérique du TEB . . . . .	103
3.4.2	Approche analytique du calcul du TEB . . . . .	106
3.4.3	Calcul analytique du TEB dans le cas de la fonction linéaire par morceau . . . . .	107
3.4.3.1	Estimation des paramètres de la loi de Rice . . . . .	109
3.4.3.2	Expression analytique du TEB . . . . .	111
3.4.4	Expression du taux d'erreur binaire dans le cas multi-utilisateurs . . . . .	113
3.4.4.1	Interférence multi-utilisateurs du système DCS-CDMA à accès multiple . . . . .	113
3.4.5	Discussion . . . . .	115
3.5	Conclusion . . . . .	117
<b>Conclusion et perspectives</b>		<b>119</b>

<b>Bibliographie</b>	<b>125</b>
<b>Liste de publications</b>	<b>135</b>

# Table des figures

1.1	La trajectoire pour la récurrence (1.2) avec $x_0 = 0.15$ . . . . .	7
1.2	(a) Génération de la séquence issue de la condition initiale $x_0 = 0.15$ avec $r = 2.7$ ; (b) Evolution de la suite $x_k$ pour $r = 2.7$ et $x_0 = 0.15$ . . . . .	8
1.3	(a) Génération de la séquence issue de la condition initiale $x_0 = 0.15$ avec $r = 3.2$ ; (b) Evolution de la suite $x_k$ pour $r = 3.1$ et $x_0 = 0.15$ . . . . .	9
1.4	(a) Evolution de la suite $x_k$ pour $r = 3.2$ et $x_0 = 0.5$ ; (b) Evolution de la suite $x_k$ pour $r = 3.42$ et $x_0 = 0.5$ . . . . .	9
1.5	Evolution de la suite $x_k$ pour $r = 3.8$ et $x_0 = 0.15$ . . . . .	10
1.6	Diagramme de bifurcation de la logistique . . . . .	11
1.7	(a) Une trajectoire pour le système de Rössler ; (b) Une trajectoire pour le système de Lorenz . . . . .	13
1.8	Système de communication DS-CDMA en bande de base . . . . .	19
1.9	Estimateur dual code/symbole . . . . .	20
1.10	Transmission par masquage chaotique . . . . .	21
1.11	Système de communication CSK . . . . .	22
1.12	Récepteur CSK basé sur l'erreur de synchronisation . . . . .	23
1.13	Récepteur CSK basé sur la corrélation cohérente . . . . .	23
1.14	Système SCSK . . . . .	25
1.15	Modulateur CSK par modulation de valeur d'énergie . . . . .	26
1.16	Récepteur CSK basé sur l'estimation d'énergie . . . . .	27
1.17	Modulateur DCSK . . . . .	29

---

1.18 Récepteur DCSK . . . . .	30
1.19 Système de transmission QCSK . . . . .	31
1.20 Générateur chaotique modulé en fréquence . . . . .	32
1.21 Système de transmission CDSK . . . . .	33
2.1 Séparation du système $F$ en deux sous-systèmes . . . . .	37
2.2 Mise en cascade des sous-systèmes dupliqués . . . . .	37
2.3 Principe de synchronisation par décomposition en sous-systèmes . . . . .	38
2.4 système chaotique . . . . .	42
2.5 (a) Trajectoire obtenue par RK45 (b) Trajectoire obtenue par EU . . . . .	43
2.6 Exemple de synchronisation entre l'émetteur et le récepteur pour $SNR = 5dB$ . . . . .	45
2.7 Comparaison entre les deux courbes ENR des méthodes RK45 et EU pour différentes valeurs de $SNR$ . . . . .	46
2.8 Schéma bloc du filtre EKF . . . . .	47
2.9 Circuit d'acquisition générique . . . . .	49
2.10 Boucle d'avance retard . . . . .	53
2.11 Courbes de la boucle avance retard . . . . .	54
2.12 Systeme DS-CDMA basé sur le chaos avec unité de synchronisation . . . . .	55
2.13 Trame du signal émis . . . . .	56
2.14 Système de communication avec l'unité de synchronisation . . . . .	58
2.15 L'acquisition . . . . .	61
2.16 (a) Expression analytique et simulation de $P_d$ ; (b) Expression analytique et simulation de $P_{fa}$ . . . . .	62
2.17 (a) $P_d$ du système de Jovic et al [JUSB07] et de notre système; (b) $P_{fa}$ du système de Jovic et al [JUSB07] et de notre système . . . . .	64
2.18 Probabilité de fausse alarme pour une probabilité de détection fixe . . . . .	65
2.19 Système DCS-CDMA proposé avec son unité de synchronisation . . . . .	67
2.20 (a) Comparaison entre expression théorique du $P_d$ et simulations; (b) Probabilité de fausse alarme pour une $P_d$ fixe . . . . .	73
2.21 Performance du système DCS-CDMA avec et sans SPP . . . . .	74

---

2.22	Emetteur et structure de la trame émise . . . . .	75
2.23	(a) Emetteurs à structure SSPA; (b) Emetteur à structure SSPM . . . . .	77
2.24	(a) Comparaison entre les $P_d$ du système SSPA et le système SSPM; (b) Comparaison entre l'expression théorique de $P_d$ et les simulations du système SSPM pour $N = 15, 31, 63$ , $\theta = 8$ , et $M = 5$ . . . . .	81
2.25	(a) Comparaison entre l'expression théorique de $P_{fa}$ et les simulations pour $N = 15, 31, 63$ , $\theta = 5, 10, 21$ , et $M = 5$ ; (b) Probabilité de fausse alarme pour une probabilité de détection fixe et pour $N = 63$ , et $M = 5$ . . . . .	82
3.1	Emetteur de l'utilisateur numéro $m$ . . . . .	96
3.2	(a) Signal multi-utilisateurs reçu, (b) Recepteur de l'utilisateur $n$ . . . . .	97
3.3	Histogramme de l'énergie d'un bit pour différentes séquences réelles . . . . .	100
3.4	Simulation de la limite inférieure et supérieure du TEB . . . . .	101
3.5	Histogramme de deux carrés d'échantillon successif de la séquence FPC . . . . .	102
3.6	Histogramme de deux carrés d'échantillon successif de la séquence FLM . . . . .	103
3.7	TEB calculé et simulé pour différentes séquences chaotiques ( $\beta = 10$ ) . . . . .	104
3.8	TEB calculé et simulé pour différentes séquences chaotiques ( $\beta = 5$ ) . . . . .	105
3.9	TEB calculé pour différentes séquences chaotiques ( $\beta = 50$ ) . . . . .	106
3.10	Estimation de la densité de probabilité de la racine carrée de l'énergie d'un bit de la séquence FLM pour ( $K = 3$ , $\phi = 0.1$ , $\beta = 10$ ) . . . . .	108
3.11	Agrandissement sur la partie inférieure de la figure 3.10 . . . . .	109
3.12	TEB calculé numériquement de la séquence FLM pour ( $K = 3$ , $\phi = 0.1$ , $\beta = 10$ ) et pour différentes distributions . . . . .	110
3.13	Expression analytique du TEB, et simulation pour $\beta = 5, 10, 30$ du FLM avec ( $K = 3$ , $\phi = 0.1$ ) . . . . .	112
3.14	Expression analytique du TEB, calcul numérique du TEB, et simulation pour $\beta = 5$ , et $M = 1, 2, 3$ du FLM avec ( $K = 3$ , $\phi = 0.1$ ) . . . . .	114
3.15	Expression analytique du TEB, calcul numérique du TEB, et simulation pour $\beta = 64$ , et $M = 1, 4, 8$ du FLM avec ( $K = 3$ , $\phi = 0.1$ ) . . . . .	115



# Liste des acronymes et abréviations

BBAG	:	Bruit Blanc Additif Gaussien
CDSK	:	Correlation Delay Shift Keying
COOK	:	Chaotic On Off Keying
CSK	:	Chaos Shift Keying
DCS-CDMA	:	Direct Chaotic Sequence Code Division Multiple Acces
DCKS	:	Differential Chaos Shift Keying
DS-CDMA	:	Direct Sequence Code Division Multiple Acces
DLL	:	Delay Locked Loop
ENR	:	Error to Noise Ratio
EU	:	Euler
FLM	:	Fonction Linéaire par Morceau
FM-DCKS	:	Frequency Modulation Differential Chaos Shift Keying
FPC	:	Fonction Polynôme de Chebychev d'ordre 2
MAQ	:	Modulation d'Amplitude en Quadrature analogique
MSE	:	Mean square error
PLL	:	Phase Locked Loop
PN	:	Pseudo-Noise code

QCSK	:	Quadrature Chaos Shift Keying
RK	:	Runge-Kutta
RK45	:	Runge-Kutta d'ordre 4
SCSK	:	Symmetric Chaos Shift Keying
SNR	:	Signal to Noise Ratio
SPP	:	Signal Pilote Périodique
SSPA	:	Synchronisation du système par Pilote Additif
SSPM	:	Synchronisation du Système par Pilote Multiplicatif
TEB	:	Taux d'Erreur Binaire



# Introduction

Le développement des techniques de l'étalement de spectre a tout d'abord concerné des applications militaires. Aujourd'hui, les mêmes techniques sont appliquées dans une large gamme de systèmes de communication civils et pour des utilisations commerciales. Par exemple, dans la plupart des systèmes de troisième génération de communication radio-mobile, l'étalement direct du spectre est utilisé pour étaler les symboles binaires dans les deux cas montant et descendant [PZB95]. Une partie des communications terrestres et quelques systèmes de communications par satellites utilisent aussi la technique de l'étalement de spectre par séquence.

Les signaux chaotiques, dont l'une des caractéristiques est parfois d'être à larges bandes, sont des candidats potentiels pour les applications d'étalement du spectre. De plus, l'emploi du chaos dans les systèmes de communication peut permettre de renforcer la sécurité de transmission de l'information et réduire la probabilité d'interception. Dans la littérature, de nombreuses études ont été réalisées concernant plusieurs systèmes de transmission [PCK<sup>+</sup>92, COS93, CO93b, LL02]. Ces études ont montré que le chaos apparaissait comme une solution prometteuse pour augmenter la performance des systèmes de transmission actuels.

Dans les systèmes de communication, la synchronisation est fondamentale pour une transmission réussie. La synchronisation chaotique au niveau du récepteur cherche à dupliquer le signal chaotique envoyé par l'émetteur. Pour le moment, la synchronisation entre deux systèmes dynamiques chaotiques nécessaire à la récupération de l'information transmise est difficile à réaliser. Pour notre part, nous nous sommes concentrés dans un premier temps sur une solution de synchronisation basée sur les méthodes classiques de synchronisation des systèmes de transmission à étalement de spectre.

Une fois la synchronisation supposée établie, il reste à calculer les performances du système

de transmission. De nombreuses études [LT03] [TLT02] [DKH93] portent sur les performances de différents systèmes de transmission par chaos. Dans la majorité de ces études des hypothèses sur la "statistiques" des signaux chaotiques sont formulées cependant dans certain cas, ces hypothèse d'indépendance des échantillons par exemple, peuvent ne pas être réalistes, étant donné le caractère déterministe du chaos. Notre contribution dans ce domaine, est basée sur la distribution de l'énergie d'un bit pour le calcul du Taux d'Erreur Binaire (TEB). Cette approche est susceptible d'offrir effectivement des calculs exacts du TEB avec une faible charge de calcul.

La synchronisation et l'étude des performances des systèmes DS-CDMA basés sur le chaos (DCS-CDMA) ont reçu beaucoup d'attention dans notre travail. Nous nous sommes concentrés dans un premier temps sur la synchronisation dans le but d'offrir une solution de synchronisation robuste, puis nous avons proposé des méthodologies de calcul des performances précises et prenant en compte la nature déterministe du chaos. Ainsi le document est organisé sous la forme suivante.

La première partie du premier chapitre est destinée à l'introduction des éléments fondamentaux associés aux systèmes chaotiques. Nous présentons les modèles généraux qui définissent les systèmes dynamiques en temps continu et en temps discret. Une classification du comportement dynamique est faite par la suite en séparant ce comportement en quatre catégories spécifiques : point fixe, régime périodique, régime quasi-périodique et le régime chaotique. Dans la deuxième partie de ce chapitre nous présentons les systèmes de transmission à porteuse chaotique et en particulier les systèmes à étalement de spectre. Les systèmes de transmission à porteuse chaotique ont été classés en deux catégories : systèmes de transmission à récepteurs cohérents et, systèmes de transmission à récepteurs non cohérents.

Dans le deuxième chapitre, la synchronisation des systèmes DS-CDMA basés sur le chaos (DCS-CDMA) constitue le sujet de notre étude. La synchronisation chaotique par estimateur d'état est évoquée au début de ce chapitre. Le principe de la synchronisation identique de deux systèmes dynamiques est détaillé, ensuite nous allons étudier le choix de la méthode de calcul numérique pour la génération et la synchronisation du chaos. Cette étude permet de justifier le choix de la méthode de calcul numérique selon l'application demandée. Après avoir présenté la notion de synchronisation chaotique, les idées principales de la méthode de synchronisation par

---

filtrage de Kalman sont présentées. Etant donné que la synchronisation chaotique est difficile à réaliser surtout en présence du bruit et que la méthode de synchronisation par filtrage de Kalman n'est applicable que pour le cas d'une transmissions mono-utilisateur et pour un fort rapport signal sur bruit, alors nous nous sommes dirigés vers d'autres techniques de synchronisation plus robustes.

Nous commençons par présenter le principe des deux phases de la synchronisation classique (acquisition et poursuite) dans les systèmes de transmission à étalement de spectre. Ensuite, la synchronisation par signal pilote binaire pour le système DCS-CDMA synchrone est présentée dans [JUSB07]. Notre premier système de synchronisation pour le cas synchrone est inspiré du système [JUSB07]. Ce système basé sur la modulation d'amplitude en quadrature présente une amélioration de performance par rapport au système [JUSB07] au niveau de la probabilité de détection et de fausse alarme. Cette amélioration de performance de synchronisation provient de l'élimination du bruit supplémentaire venant des signaux étalés, mais le prix à payer dans cette méthode est l'utilisation d'un canal dédié pour la synchronisation.

Le système utilisé en [JUSB07] et notre premier système proposé dans le chapitre 2, ne sont opérationnels que pour le cas d'une transmissions en mode multi-utilisateurs synchrone. Une nouvelle approche est présentée permettant la synchronisation du système DCS-CDMA dans le cas d'une transmission multi-utilisateurs asynchrone. Cette approche est basée sur le principe que chaque utilisateur possède son propre pilote pour la synchronisation.

Les systèmes présentés précédemment souffrent d'un inconvénient majeur qui est le bruit supplémentaire ajouté par le ou les signaux pilotes d'une part et les signaux étalés d'autre part. Le bruit venant des pilotes dégrade la performance des systèmes en terme de taux d'erreurs binaires d'une part, et d'autre part le bruit venant des signaux étalés dégrade la performance du système en terme de synchronisation. Un nouveau système est présenté pour palier l'inconvénient du bruit supplémentaire. Le signal pilote est toujours utilisé pour la synchronisation, mais au lieu d'être additif aux signaux étalés comme dans [JUSB07] ou dans le système présenté précédemment pour le cas asynchrone, il est multiplicatif dans ce nouveau système. Cette nouvelle méthode d'acquisition a plusieurs avantages. Premièrement, cette procédure peut être appliquée dans le cas d'une transmission synchrone ou asynchrone. Le deuxième avantage est

que le signal pilote n'est plus un bruit pour la séquence chaotique utilisée pour l'étalement du spectre. Le troisième avantage est que la séquence chaotique est utilisée dans le processus de synchronisation dans le but d'augmenter la variable de décision dans la phase d'acquisition.

Le troisième chapitre est dédié à l'étude des performances des systèmes DCS-CDMA. Dans la première partie du chapitre, nous introduisons brièvement les canaux radio-mobiles. Dans la deuxième partie de ce chapitre nous nous concentrons sur l'étude des performances du système DCS-CDMA. Nous présentons ainsi une méthodologie de calcul des performances du système DCS-CDMA. Pour tous les systèmes étudiés la synchronisation est supposée parfaite. Durant notre première étude du système DCS-CDMA le canal de transmission utilisé dans le cas mono et multi-utilisateurs est de type BBAG. Notre approche est basée sur la distribution de l'énergie d'un bit pour le calcul du taux d'erreur binaire. Deux méthodes de calcul ont été présentées : la première par intégration numérique dans le cas où la distribution de l'énergie d'un bit a une forme irrégulière, une deuxième méthode par calcul analytique dans des cas particuliers où la distribution de la racine carrée de l'énergie a une distribution connue (Rice, Nakagami, Rayleigh). Enfin, une conclusion générale avec des perspectives de recherche vient clôturer ce mémoire.

# Systemes de transmission chaotiques

## 1.1 Introduction

Le domaine des mathématiques s'intéresse depuis longtemps aux systèmes dynamiques, mais au cours de ces dernières années, de multiples applications dans différents domaines des sciences de l'ingénieur ont été introduites. Un de ces domaines d'applications est la communication numérique. Notre étude se focalise sur l'application des signaux chaotiques dans les systèmes de transmission. Dans cette perspective, ce premier chapitre présente une introduction générale des systèmes dynamiques en premier lieu, ensuite un état de l'art sur les systèmes de transmission à porteuse chaotique. L'intérêt de ce chapitre est d'expliquer et de comprendre le principe de fonctionnement de ces systèmes de transmission, et en deuxième lieu de mettre en évidence l'originalité des travaux que nous proposons par la suite.

Ce chapitre est divisé en deux grandes parties. Dans la première partie nous présentons les aspects généraux des systèmes dynamiques chaotiques. Les systèmes de transmission à porteuse chaotiques sont évoqués dans la deuxième partie.

## 1.2 Le chaos

La théorie du chaos traite des systèmes dynamiques déterministes qui présentent un phénomène fondamental d'instabilité appelé « sensibilité aux conditions initiales », ce qui les rend non prédictibles en pratique sur le « long » terme. Le chaos est défini généralement comme un

comportement semblant aléatoire (ou imprévisible) d'un système dynamique défini par des équations déterministes. Un système dynamique est défini à partir d'un ensemble de variables qui forment le vecteur d'état  $\mathbf{X} = \{x_i \in \mathbb{R}\}$ ,  $i = 1 \dots n$ , où  $n$  représente la dimension du vecteur. Nous appelons *état d'un système* l'ensemble des variables qui, étant connues à l'instant initial, permettent de décrire l'évolution de ce système. L'ensemble de tous les états pouvant être pris par le système s'appelle l'espace des phases. Le processus évolue de manière déterministe si ses états futurs sont caractérisés par la connaissance de ses états présents et passés. La loi d'évolution dans le temps de ce système dynamique est généralement désignée par "*dynamique*". En conclusion, la notion de déterminisme provient du fait que le système est caractérisé par son état initial et sa dynamique.

### 1.2.1 Les systèmes dynamiques

Les systèmes dynamiques sont classés en deux catégories :

- Système dynamique à temps discret,
- Système dynamique à temps continu.

#### 1.2.1.1 Système dynamique à temps discret

Un système discret est représenté par l'équation d'état suivante :

$$\mathbf{X}(k+1) = \mathbf{F}(\mathbf{X}(k), k) \quad (1.1)$$

où  $\mathbf{F} : \mathbb{R}^n \times \mathbb{N} \mapsto \mathbb{R}^n$  est une fonction au moins continue ou continue par morceaux qui définit la dynamique du système discret. De la même manière si nous associons à cette dynamique un état initial  $x_0 = \mathbf{X}(0)$  nous pourrions avoir une solution unique de  $\mathbf{F}$ . Un exemple est donné par la fonction polynôme de Chebychev d'ordre 2 (FPC) :

$$x_{k+1} = 2x_k^2 - 1 \quad (1.2)$$

où  $\mathbf{X}(k) = \{x_k\}$  est réel.

La figure 1.1 donne une représentation de la fonction  $\mathbf{F}$  définie par (1.2) dans le plan  $(x_k, x_{k+1})$ .

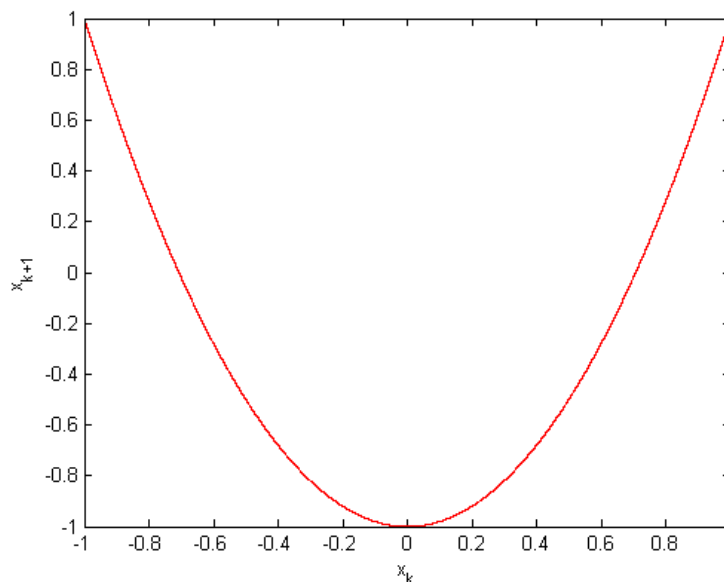


FIG. 1.1 – La trajectoire pour la récurrence (1.2) avec  $x_0 = 0.15$

### 1.2.1.2 Scénarios de transition vers le chaos

Dans un système linéaire la solution asymptotique est indépendante de la condition initiale du système. Par contre, pour un système non linéaire, il existe une grande variété de régimes permanents tels que point d'équilibre, solution périodique, solution quasi-périodique ou chaos. De plus, un système dynamique est fortement dépendant des conditions initiales de départ. Nous ne savons toujours pas, à l'heure actuelle, dans quelles conditions un système va devenir chaotique. Cependant, il existe un certain nombre de scénarios de transition vers le chaos qui semblent universels, et permettent de décrire l'évolution d'un système. Supposons que la dynamique étudiée dépende d'un paramètre de contrôle. Lorsque ce paramètre varie, le système peut passer d'un état stationnaire à un état périodique, puis au-delà d'un certain seuil, suivre un certain scénario de transition et devenir chaotique.

Pour illustrer ces comportements prenons comme exemple l'équation logistique définie de la

manière suivante [Kra99] :

$$x_{k+1} = r(1 - x_k)x_k \quad (1.3)$$

Suivant les valeurs de  $r$  et la valeur initiale  $x_0$  de la suite  $x_k$ , celle-ci présente des comportements très différents. Dans la figure 1.2(b), en prenant  $r = 2.7$  et  $x_0 = 0.15$ , la suite  $x_k$  converge rapidement vers une valeur fixe. La figure 1.2(a) illustre le plan  $(x_k, x_{k+1})$ . Sur cette figure est représentée la fonction  $\mathbf{F}(x) = rx(1-x)$  ainsi que la première bissectrice qui correspond à la droite  $x_{k+1} = x_k$ . Avec cette représentation il est possible de tracer géométriquement la transformation  $x_{k+1} = \mathbf{F}(x_k)$  en partant de la condition initiale  $x_0$  et en s'aidant de la bissectrice.

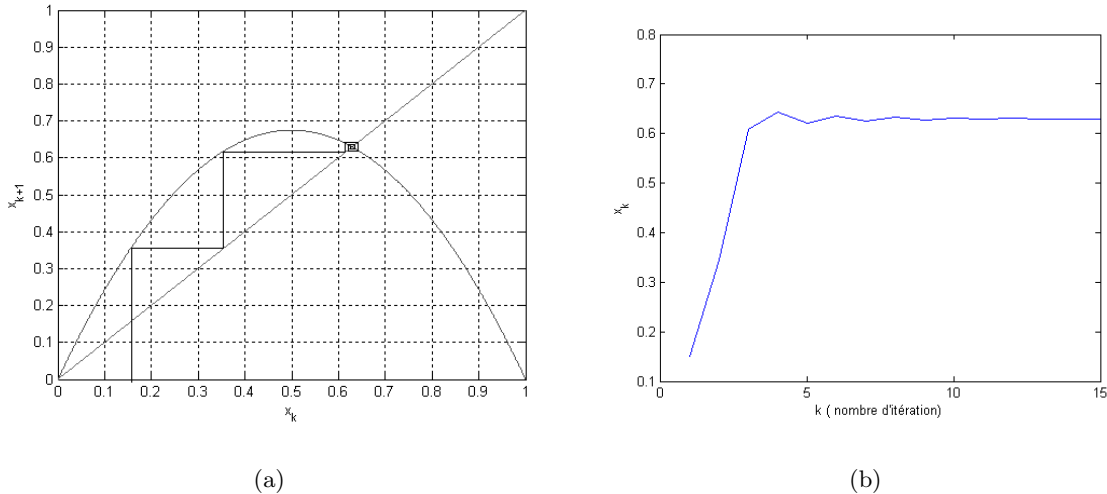


FIG. 1.2 – (a) Génération de la séquence issue de la condition initiale  $x_0 = 0.15$  avec  $r = 2.7$ ; (b) Evolution de la suite  $x_k$  pour  $r = 2.7$  et  $x_0 = 0.15$ .

Cette représentation de l'évolution de la suite  $x_k$  permet de constater qu'elle converge vers un point du plan  $(x_k, x_{k+1})$ . Ce point particulier est l'intersection de la fonction  $f(x)$  et de la bissectrice et est appelé point fixe. L'ensemble des points  $(x_k)_{k \in \mathbb{N}}$  est appelée une orbite. Dans ce cas, la trajectoire converge vers ce point fixe : le point fixe est dit stable.

La figure 1.3(b) illustre l'évolution de la suite  $x_k$  pour  $r = 3.2$  et la même condition initiale  $x_0 = 0.15$ . Nous remarquons d'après la figure 1.3(a) que la suite converge vers une solution périodique composée de deux point  $D_1$  et  $D_2$ . Dans ce cas, la trajectoire converge vers un cycle d'ordre 2. Cette convergence vers une solution périodique s'explique par le fait que pour  $r = 2.7$ ,



le point fixe est stable, alors que pour  $r = 3.2$  ce n'est plus le cas. Cela se traduit par l'apparition de deux nouveaux points  $D_1$  et  $D_2$  stables par une double itération ce phénomène correspond à une bifurcation appelée doublement de période. En modifiant la condition initiale  $x_0$  la suite converge toujours vers le cycle d'ordre 2 composé des points  $D_1$  et  $D_2$ , par contre la vitesse de convergence est différente comme le montre la figure 1.4(a).

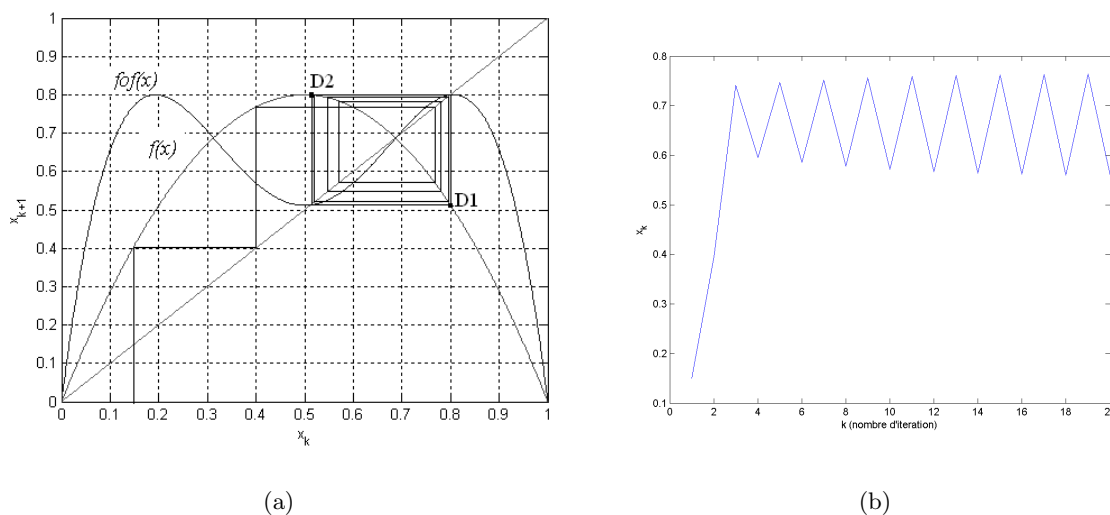


FIG. 1.3 – (a) Génération de la séquence issue de la condition initiale  $x_0 = 0.15$  avec  $r = 3.2$ ; (b) Evolution de la suite  $x_k$  pour  $r = 3.1$  et  $x_0 = 0.15$ .

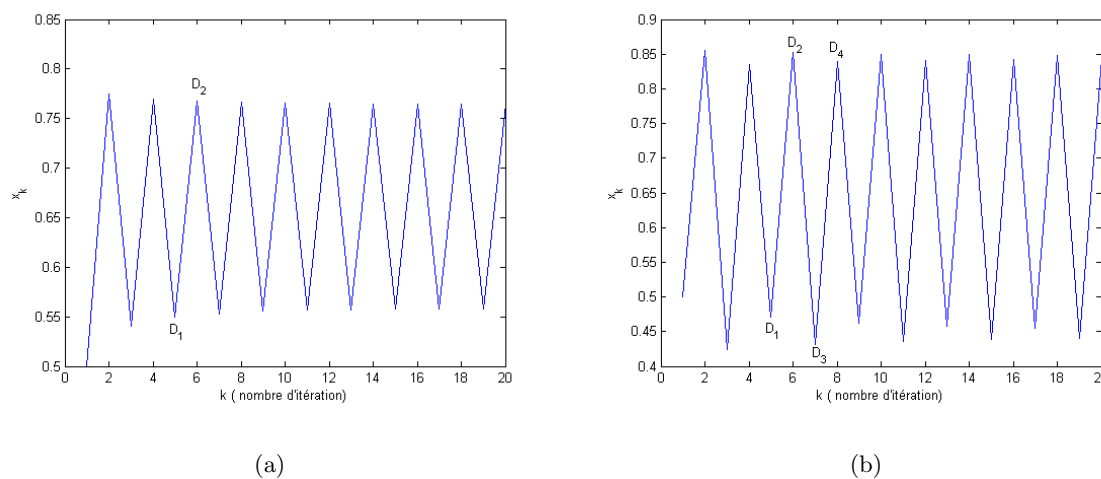


FIG. 1.4 – (a) Evolution de la suite  $x_k$  pour  $r = 3.2$  et  $x_0 = 0.5$ ; (b) Evolution de la suite  $x_k$  pour  $r = 3.42$  et  $x_0 = 0.5$ .

La suite  $x_k$  présentée sur la figure 1.4(b) est obtenue en prenant  $x_0 = 0.5$  et  $r = 3.42$ . En

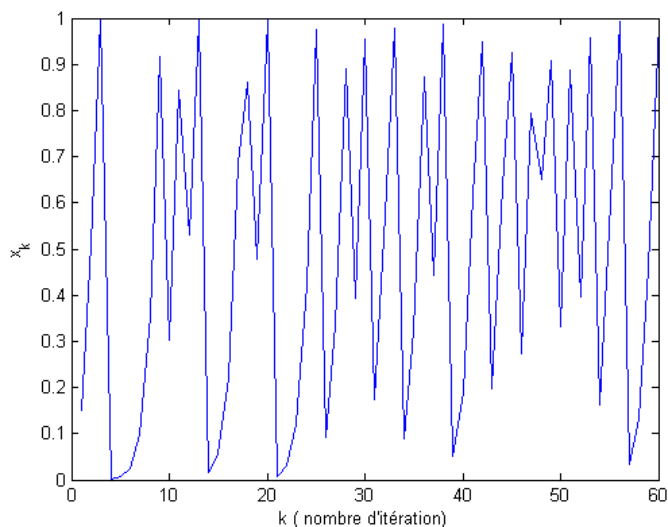


FIG. 1.5 – Evolution de la suite  $x_k$  pour  $r = 3.8$  et  $x_0 = 0.15$

augmentant la valeur de  $r$ , on aura un nouveau doublement de période. Les points  $D_1$  et  $D_2$  de la figure 1.4(a) sont devenus instables, en donnant naissance à un cycle d'ordre 4 stable. La nouvelle suite converge vers une solution périodique composée de quatre valeurs. Nous disons alors que la trajectoire converge vers un cycle d'ordre 4 ( $D_1, D_2, D_3, D_4$ ).

Dans notre cas l'étude de l'évolution de la dynamique vers le chaos porterait sur la variation de la valeur de  $r$  appelé paramètre de bifurcation puisque c'est elle qui impose la nature de la trajectoire.

L'étude montre que pour une valeur critique  $r \geq r_c$  avec  $r_c = 3.57$ , la suite  $x_k$  ne présente plus une structure ordonnée [NB93]. Pour la plupart des valeurs de  $r$  la suite s'apparente à un cycle d'ordre infini. De plus à chaque valeur  $x_0$  correspond une orbite différente, alors que pour les valeurs de  $r < r_c$ , quelle que soit la valeur de  $x_0 \in ]0, 1]$ , la suite converge vers un ensemble fini de points. Pour  $r \geq r_c$  le système devient chaotique.

La figure 1.5 présente l'évolution de la suite dans le cas où  $r$  est supérieur à la valeur critique  $r_c$ . Contrairement aux exemples précédents, la suite ne converge ni vers un point fixe ni vers une solution périodique, le système décrit par la transformation logistique se trouve dans un régime chaotique.

On peut résumer la route vers le chaos à l'aide d'un diagramme appelé "diagramme de

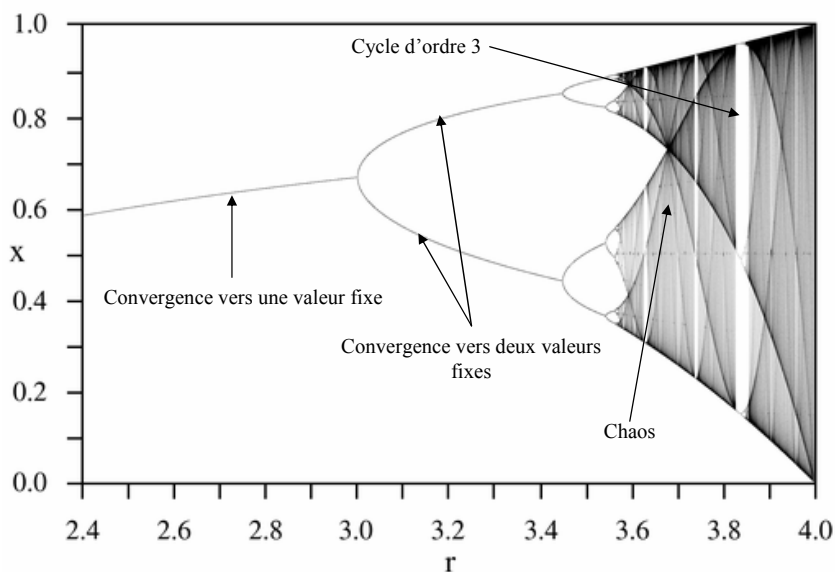


FIG. 1.6 – Diagramme de bifurcation de la logistique

bifurcation” de la figure 1.6. En abscisse, on place les différentes valeurs de  $r$  et en ordonnée les valeurs de  $x_k$  après un grand nombre d’itérations. Sur ce diagramme, on observe également, pour  $r \geq r_c$ , quelques fenêtres périodiques (exemple : un cycle d’ordre 3 pour  $r = 3.83$ )

### 1.2.1.3 Système dynamique à temps continu

Un système à temps continu est décrit par un système d’équations différentielles :

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{G}(\mathbf{X}(t), t) \quad (1.4)$$

où  $\mathbf{G}$  de classe  $C^1 : \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^+ \mapsto \mathbb{R}^n$  définit la dynamique du système continu. A chaque couple choisi  $(\mathbf{X}(0), t_0)$ , nous pouvons associer une solution unique du système définie à l’aide de l’équation (1.4). L’évolution des ensembles d’états successifs du système à chaque instant  $t$ , s’appelle la trajectoire. Nous considérons les deux systèmes introduits respectivement par Rössler et Lorenz.

Le système de Rössler est donné par les équations suivantes [R76] :

$$\begin{cases} \frac{du}{dt} = -(v + w) \\ \frac{dv}{dt} = u + \sigma v \\ \frac{dw}{dt} = \rho + uw - \beta w \end{cases} \quad (1.5)$$

où  $u$ ,  $v$  et  $w$  sont les variables d'état du système,  $\sigma$ ,  $\rho$ , et  $\beta$  sont les paramètres réels. Les paramètres et les conditions initiales de l'équation 1.5 ont été choisis de la manière suivante :  $\sigma = 2.25$ ;  $\rho = 0.04$ ;  $\beta = -2.5$  avec  $(u_0, v_0, w_0) = (0.25, 0.45, 0.85)$

Ce type de système est dit autonome car l'équation (1.5) n'a pas de dépendance explicite par rapport au temps  $t$ . La figure 1.7(a) illustre un exemple de trajectoire du système de Rössler.

Le système de Lorenz est défini par les équations suivantes [Lor63] :

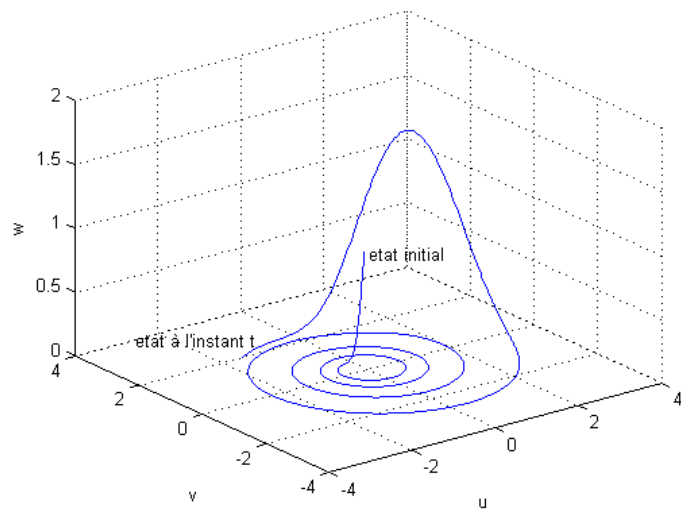
$$\begin{cases} \frac{du}{dt} = \sigma(v - u) \\ \frac{dv}{dt} = -uw + \rho u - v \\ \frac{dw}{dt} = uv - \beta w \end{cases} \quad (1.6)$$

où  $u$ ,  $v$  et  $w$  sont les variables d'état du système,  $\sigma$ ,  $\rho$ , et  $\beta$  sont les paramètres réels. Les paramètres et les conditions initiales de l'équation 1.6 ont été choisis de la manière suivante :  $\sigma = 10$ ;  $\rho = 28$ ;  $\beta = 2.5$  avec  $(u_0, v_0, w_0) = (1.5, 4.8, 19.5)$

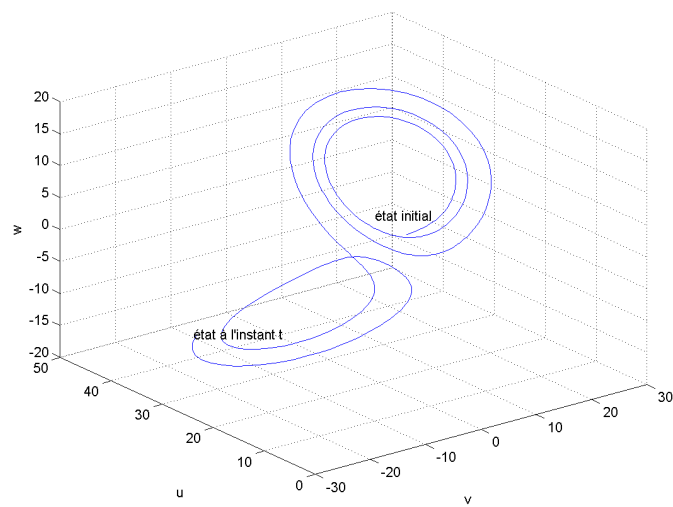
De même, ce type de système est autonome. La figure 1.7(b) illustre une trajectoire particulière du système de Lorenz.

## 1.2.2 Les exposants de Lyapunov

Certains systèmes dynamiques sont très sensibles aux petites variations de leur condition initiale. Ces variations peuvent rapidement prendre d'énormes proportions. Le mathématicien russe Alexander Lyapunov s'est penché sur ce phénomène et a développé une quantité permettant de mesurer la vitesse à laquelle ces petites variations peuvent s'amplifier. Cette quantité appelée "exposant de Lyapunov" mesure en fait le degré de sensibilité d'un système dynamique.



(a)



(b)

FIG. 1.7 – (a) Une trajectoire pour le système de Rössler ; (b) Une trajectoire pour le système de Lorenz

Considérons le système autonome à temps continu défini par :

$$\begin{cases} \dot{X} = F(X) \text{ et } F : \mathbb{R}^n \mapsto \mathbb{R}^n \\ X(0) = x_0 \end{cases} \quad (1.7)$$

où  $\phi(x_0, t)$  est une trajectoire solution de ce système de condition initiale  $x_0$  et  $x_p$  un point de cette trajectoire à  $t = t_p$  dans l'espace des phases.

Un champ de vecteurs ou champ vectoriel est une fonction qui associe un vecteur à chaque point d'un espace euclidien ou plus généralement d'une variété différentielle. Les champs de vecteurs sont souvent utilisés en physique, pour modéliser par exemple la vitesse et la direction d'un fluide en mouvement dans l'espace, ou la valeur et la direction d'une force, comme la force magnétique ou gravitationnelle, qui évoluent point par point.

Le calcul des exposants de Lyapunov consiste dans un premier temps à linéariser le vecteur champ au voisinage d'un point de la trajectoire considérée [ASY96]. Soient  $\phi(x_0, t)$  cette trajectoire et  $x_p$  un point de la trajectoire ( $x_p = \phi(x_0, t_p)$ ).

En considérant une petite perturbation  $\delta x_p(t)$  appliquée au voisinage de  $x_p$  et en développant en série de Taylor du premier ordre le vecteur champ  $F(x_p)$ , le système linéarisé autour de  $x_p$  s'écrit :

$$\frac{d(\delta x_p)}{dt} = J_F(x_p)\delta x_p \quad (1.8)$$

où  $J_F(x_p)$  est la matrice jacobienne de  $F$  au point  $x_p$

Il s'agit ensuite d'intégrer chacune des composantes  $x_k(t)$  avec  $k = 1, \dots, n$  de la trajectoire  $\phi(x_0, t)$  à partir de l'équation (1.7). Chacune de ces composantes  $x_k(t)$  intégrées est introduite dans l'équation (1.8). La dernière opération consiste à intégrer le système (1.8) lui-même. Au final, nous obtenons une matrice  $n \times n$   $\Phi_t(x_p)$  appelée matrice de la solution fondamentale.

Toute perturbation  $\delta x_p(t)$ , à  $t = t_p$ , au voisinage d'un point  $x_p$ , de la trajectoire  $\phi(x_0, t)$

pourra s'écrire sous la forme :

$$\delta x_p(t) = \Phi(\delta x_p(t_p)) \quad (1.9)$$

Soient  $\mu_k(t)$  les valeurs propres de cette matrice,  $k = 1, \dots, n$ .

L'exposant de Lyapunov  $\lambda_k$  du  $k^{\text{ième}}$  ordre est lié à la valeur propre  $\mu_k(t)$  et s'écrit :

$$\lambda_k = \lim_{t \rightarrow +\infty} \frac{1}{t} \ln |\mu_k(t)| \quad (1.10)$$

L'exposant de Lyapunov  $\lambda_k$  existe dans la mesure où la limite existe. Dans le cas où le système possède une solution stationnaire, la matrice jacobienne est indépendante du temps.

Si nous considérons un système à temps discret, les exposants de Lyapunov deviennent [ASY96] :

$$\lambda_k = \lim_{i \rightarrow +\infty} \frac{1}{i} \ln |\mu_k(i)| \quad (1.11)$$

Si une trajectoire, différente de  $x_0$ , n'est pas un point fixe, alors la matrice des solutions fondamentales s'écrit :

$$\Phi_t(x_e) = e^{J_F(x_e)t} \quad (1.12)$$

Ce qui implique :  $\mu_k(t) = e^{\hat{\lambda}_k t}$  si  $\hat{\lambda}_k$  est la  $k^{\text{ième}}$  valeur propre de la matrice jacobienne  $J_F(X_e)$ .

D'où :

$$\lambda_k = \lim_{t \rightarrow +\infty} \frac{1}{t} \ln |\mu_k(t)| = \lim_{t \rightarrow +\infty} \frac{1}{t} \ln |e^{\hat{\lambda}_k t}| = \lim_{t \rightarrow +\infty} \text{Re} [\hat{\lambda}_k] = \text{Re} [\hat{\lambda}_k] \quad (1.13)$$

Cela signifie que l'exposant de Lyapunov  $\lambda_k$  d'un point fixe est égal à la partie réelle de la valeur propre  $\hat{\lambda}_k$  d'un point fixe.

### 1.2.2.1 Les exposants de Lyapunov pour des attracteurs non chaotiques

Pour un attracteur non chaotique, les exposants de Lyapunov sont tous négatifs ou nuls [PC89] ( $\lambda_k \leq 0 \forall t, k$ ) et leur somme est négative  $\sum_{k=1}^n \lambda_k < 0$ . Les attracteurs non chaotiques sont classés en quatre catégories :

- Point d'équilibre asymptotiquement stable :  $\lambda_k < 0$  pour  $k = 1, \dots, n$ .
- Cycle limite stable :  $\lambda_1 = 0$  et  $\lambda_k < 0$  pour  $k = 2, \dots, n$ .
- Tore d'ordre 2 asymptotiquement stable :  $\lambda_1 = 0$ ,  $\lambda_2 = 0$  et  $\lambda_k < 0$  pour  $k = 3, \dots, n$ .
- Tore d'ordre  $K$  asymptotiquement stable :  $\lambda_1 = \dots = \lambda_K = 0$ ,  $\lambda_2 = 0$  et  $\lambda_k < 0$  pour  $k = K + 1, \dots, n$ .

### 1.2.2.2 Les exposants de Lyapunov pour un attracteur étrange

Une des particularités du chaos est son extrême sensibilité aux conditions initiales. Un attracteur étrange possèdera toujours au moins un exposant de Lyapunov positif avec la propriété  $\sum_{k=1}^n \lambda_k < 0$  [PC89]. De plus, pour un attracteur étrange, un des exposants de Lyapunov est toujours nul. Cela signifie que pour respecter la condition  $\sum_{k=1}^n \lambda_k < 0$ , un attracteur étrange doit avoir au minimum trois exposants de Lyapunov. Donc, un système continu dans le temps doit être au moins de dimension trois pour produire du chaos.

## 1.3 Systèmes de transmission basés sur le chaos

Les signaux chaotiques sont non périodiques, ils sont générés à partir de systèmes dynamiques non linéaires [ASY96]. Ces signaux sont souvent à large bande ce qui en fait des candidats potentiels pour l'étalement du spectre. Ils présentent en plus toutes les caractéristiques des codes d'étalement conventionnels comme la difficulté d'interception, la résistance aux trajets multiples, et de bonnes propriétés de corrélation. Un grand nombre de séquences d'étalement peut être produit en outre grâce à la sensibilité aux conditions initiales et aux paramètres. Dans les dernières années, un grand nombre de schémas de modulation et de démodulation ont été proposés, nous allons voir brièvement les techniques de communication chaotiques qui ont été largement étudiées.

Dans la suite de ce manuscrit et sauf mention contraire, le message binaire est modulé en bande de base avec une modulation à 2 états (BPSK) ; dans ce cas là la durée bit ( $T_b$ ) est égale à la durée symbole ( $T_s$ ) ( $T_b = T_s$ ).

Comme dans le cas conventionnel, nous allons classer les systèmes de transmission basés sur



le chaos en deux catégories :

- 1 Systèmes de transmission à récepteur cohérent
- 2 Systèmes de transmission à récepteur non cohérent

### 1.3.1 Systèmes de transmission à récepteur cohérent

Un système est dit cohérent si son récepteur est capable de reproduire la même porteuse chaotique que celle émise par l'émetteur afin que l'information transmise soit démodulée.

#### 1.3.1.1 DCS-CDMA à récepteur type corrélateur

Pour illustrer le fonctionnement du système DS-CDMA basé sur le chaos (DCS-CDMA), nous commençons par une explication sur le principe général de fonctionnement du système conventionnel DS-CDMA en bande de base. L'accès multiple par répartition en code ou Code Division Multiple Access (CDMA) en anglais, est un système de codage des transmissions utilisé en télécommunications, basé sur la technique d'étalement de spectre. DS, qui est l'acronyme de Direct Sequence (en français séquence directe), indique la nature de l'étalement du spectre pour le système CDMA. DS-CDMA est donc un système de transmission à étalement direct. Dans cette configuration, pour étaler le signal informatif, la séquence informationnelle de période symbole  $T_s = 1/R$  est multipliée directement par une séquence d'étalement pseudo-aléatoire. Les échantillons binaires de la séquence d'étalement appelés aussi (chips) ont une période  $T_c$  tel que  $T_c \ll T_s$ . Nous définissons le facteur d'étalement ( $\beta$ ) :  $\beta = T_s/T_c$ . Dans une transmission multi-utilisateurs, chaque utilisateur a son propre code d'étalement, c'est pour cela que les séquences pseudo-aléatoire doivent respecter des propriétés de corrélation quasi-optimales pour réduire l'influence des interférences. De nombreuses études ont été réalisées pour choisir les meilleures séquences d'étalement [KP07] [VM06]. Comme le montre la figure 1.8, à la réception, une unité de synchronisation intégrée dans le récepteur assure la synchronisation de la séquence générée localement avec la séquence reçue. Le signal reçu  $r(t)$  est désétalé par une réplique de la séquence pseudo-aléatoire utilisée à l'émission et intégré sur une durée symbole.

Après avoir expliqué brièvement le système conventionnel DS-CDMA, et le principe de l'étalement du spectre, nous allons rappeler ce qui a été proposé dans le cas de transmissions chao-

tiques. Comme le montre la figure 1.8, l'idée de base est de remplacer le générateur de séquences pseudo-aléatoires par un générateur de séquences chaotiques. L'intérêt de remplacer ce type de séquences dans le système DS-CDMA est que les séquences chaotiques peuvent offrir de meilleures performances que les codes classiques. Les bonnes propriétés d'autocorrélation font que les signaux chaotiques sont des candidats potentiels pour l'étalement de spectre ; les faibles valeurs d'intercorrélation entre les différentes séquences chaotiques rendent leur choix pertinent pour l'accès multiple. Il faut noter que les systèmes DCS-CDMA surpassent la performance des systèmes DS-CDMA conventionnels dans le cas d'accès multiple [MSR99] [MSR97] [RMS00] [RSM98a]. La non périodicité des séquences chaotiques rend difficile les attaques d'interception par rapport aux codes issus d'un générateur à registres à décalage et rend leur reconstruction très difficile contrairement aux codes pseudo-aléatoires [PZB95]. Ainsi, un étalement de spectre par des séquences chaotiques augmente la sécurité de transmission [KHE<sup>+</sup>92].

Généralement les séquences chaotiques utilisées dans l'étalement du spectre sont générées à temps discret à chaque intervalle de temps  $T_c$ . L'intérêt majeur de discrétiser les séquences chaotiques est le contrôle beaucoup plus important de leurs propriétés statistiques. Deux options ont été envisagées pour l'application des séquences chaotiques à l'étalement du spectre : la première est d'utiliser un code chaotique périodique, ce qui revient à initialiser le générateur chaotique après passage d'une ou de plusieurs durées symboles, la deuxième est d'étaler le signal informatif avec une séquence d'étalement considérée de longueur infinie. L'avantage de la solution périodique par rapport à l'autre est la possibilité d'utiliser des systèmes de synchronisation dérivés des récepteurs DS-CDMA classiques. L'application de ce mode de synchronisation au système DCS-CDMA sera l'objet de notre étude dans le deuxième chapitre.

### 1.3.1.2 DCS-CDMA à récepteur de type estimateur

Le système DCS-CDMA à récepteur de type estimateur, dispose de la même architecture d'émetteur que le système de transmission chaotique de la figure 1.8. La différence est que ce récepteur (comme le montre la figure 1.9) dispose de deux structures d'estimation du code et du symbole. Cette méthode proposée par [APB02], se base sur un filtrage de Kalman parallèle. L'information est récupérée à la sortie du récepteur par une méthode de synchronisation chao-

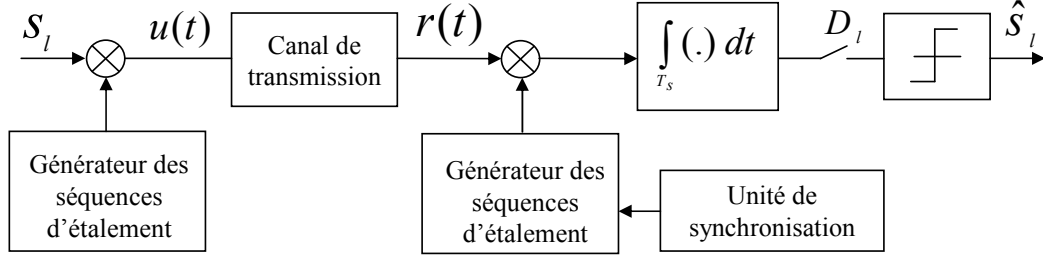


FIG. 1.8 – Système de communication DS-SS en bande de base

tique basée sur l'estimation de la séquence d'étalement et non pas par une structure de type corrélateur. La méthode de synchronisation chaotique par estimation d'état sera détaillée dans le second chapitre. Dans la figure 1.9, la structure de filtrage de Kalman permet l'estimation simultanée à temps chips  $T_c$  de la séquence chaotique  $x_k$  et du symbole informationnel  $s_k$  à partir de l'information bruitée  $r_k$ . Chaque filtre utilise le dernier état estimé par l'autre filtre comme paramètre pour que lui, à son tour, puisse estimer son prochain état. Les modèles de processus et d'observation donnés par l'équation 1.14 sont intégrés dans le premier filtre pour la synchronisation du code d'étalement :

$$\begin{cases} x_{k+1} &= f(x_k) + v_k^x \\ r_k &= \text{sgn}(\hat{s}_{k-1})x_k + n_k \end{cases} \quad (1.14)$$

où  $f(\cdot)$  désigne la fonction génératrice chaotique des échantillons  $x_k$ ,  $v_k^x$  est le bruit Gaussien considéré indépendant de l'état  $x_k$ , et reflète l'incertitude de modèle associée aux imperfections du canal, le terme  $s_k$  représente le symbole à démoduler,  $n_k$  représente le bruit d'observation et est dépendant du rapport signal à bruit.

Le modèle dynamique d'observation du deuxième filtre destiné à l'estimation de symbole à

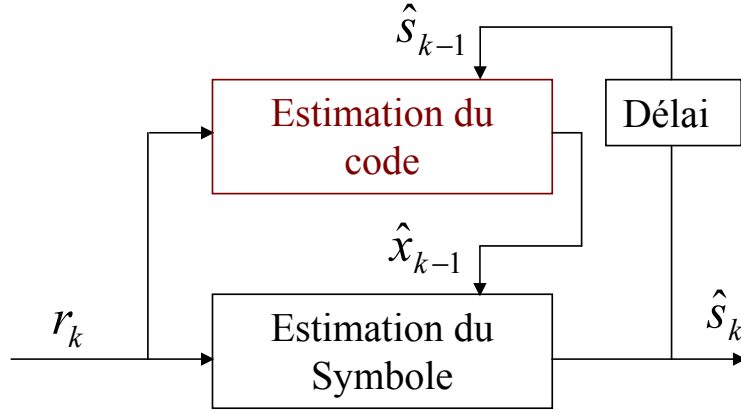


FIG. 1.9 – Estimateur dual code/symbole

la fréquence chip est :

$$\begin{cases} s_{k+1} &= s_k + v_k^s \\ r_k &= s_k f(\hat{x}_{k-1}) + n_k \end{cases} \quad (1.15)$$

où le bruit  $v_k^s$  est considéré Gaussien et indépendant de l'état  $s_k$ , modélise la capacité du filtre à suivre l'évolution du symbole. Les filtres employés sont de types Kalman Unscented qui sont adaptés à l'estimation non-linéaire des états. Ce type de récepteur peut encore fonctionner sur des canaux sélectifs en fréquence [APB02] [APDB03]. Une étude approfondie et des améliorations sur ce type de récepteur ont été le coeur des travaux de thèse de M. Luca [Luc06]. Cette méthode présente une originalité au niveau du récepteur du système DS-CDMA basé sur le chaos (DCS-CDMA) bien qu'elle ne résiste pas à des niveaux de bruit élevés. Ce type de récepteur ne peut pas être appliqué facilement dans le cas d'une transmission multi-utilisateurs surtout si les codes d'étalement sont issus d'un même générateur chaotique  $f(\cdot)$ , avec des conditions initiales différentes. Cela vient au fait que, à partir de la fonction chaotique  $f(\cdot)$ , les modèles d'observations estiment les séquences chaotiques et les symboles indépendamment des conditions initiales des générateurs chaotiques.

### 1.3.1.3 Masquage chaotique

La méthode de masquage chaotique a été une des premières applications des signaux chaotiques aux communications [OWIC92] [PCJ97]. Elle est basée sur le principe de synchronisation par couplage ou synchronisation identique entre deux générateurs chaotiques.

Ce type de synchronisation chaotique sera détaillé dans le second chapitre ; néanmoins, nous pouvons donner rapidement le principe : le système d'origine est divisé en deux sous-systèmes de façon à ce que les variables dynamiques soient réparties de part et d'autre de chacun des sous-systèmes. Ensuite, il s'agit de reproduire ces deux sous-systèmes à l'identique et de les mettre en cascade. Le signal issu du système de départ (système maître) sert à piloter (synchroniser) le premier des deux sous systèmes dupliqués mis en cascade, qui, lui-même permet de synchroniser le second sous-système dupliqué. Deux signaux chaotiques seront dit synchronisés s'ils sont asymptotiquement identiques lorsque le temps  $t$  tend vers l'infini.

L'idée majeur de ce système comme le montre la figure 1.10 est d'ajouter directement le signal informationnel  $s(t)$  au signal chaotique  $x(t)$ . Dans le récepteur, le message est décodé par une simple différence entre le signal émis  $u(t)$  ( $u(t) = x(t) + s(t)$ ) et le signal chaotique  $x_r(t) = \hat{x}(t)$  généré localement synchronisé avec le signal chaotique émis  $x(t)$ . Ce montage a été implémenté avec des circuits électroniques [CO93a]. L'inconvénient majeur de cette méthode reste le bruit provenant du canal et du signal informatif. Ce bruit va affecter fortement les performances du système en perturbant l'unité de synchronisation sensible au bruit.

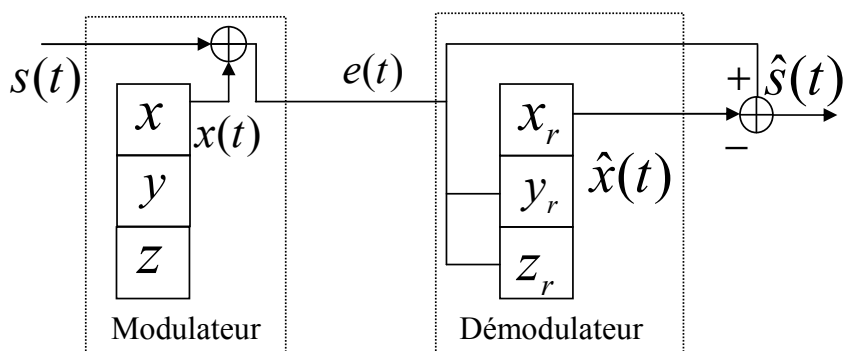


FIG. 1.10 – Transmission par masquage chaotique

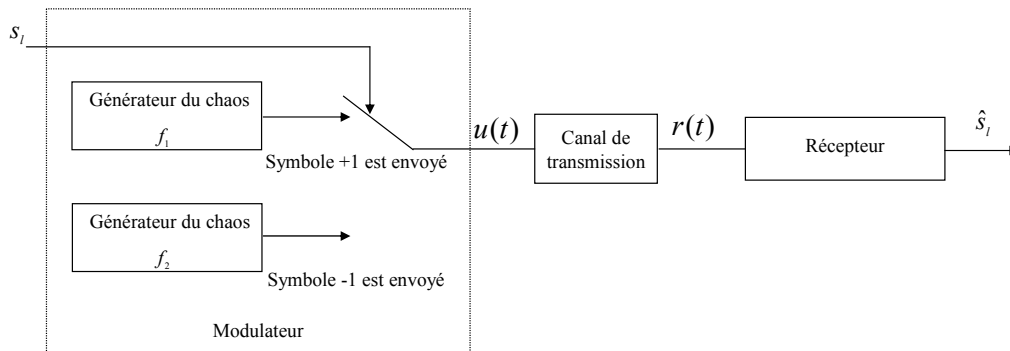


FIG. 1.11 – Système de communication CSK

### 1.3.1.4 Chaos shift keying

Le principe du "Chaos Shift Keying" (CSK) a été proposé la première fois par Parlitz et *al* [PCK<sup>+</sup>92] et [DKH93]. Le principe de cette modulation est de coder un message binaire à l'aide de signaux chaotiques. La figure 1.11 montre le schéma bloc du système de transmission CSK. L'opération de codage est la suivante. L'émetteur est composé de deux générateurs chaotiques  $f_1$  et  $f_2$  générant deux signaux chaotiques  $x_1(t)$  et  $x_2(t)$  respectivement. Si le mot binaire à envoyer durant l'intervalle  $[(l-1)T_s, lT_s]$  est +1, alors  $x_1(t)$  est transmis, si le mot binaire est -1 alors  $x_2(t)$  est transmis. Pour le CSK cohérent deux types de récepteurs ont été proposés.

#### 1 Démodulation cohérente basée sur le calcul d'erreur

Les premiers récepteurs CSK intègrent deux unités de synchronisations chaotiques par couplage. Dans la figure 1.12, le signal reçu pilote les deux unités de synchronisation. On suppose que le canal de transmission est de type Bruit Blanc Additif Gaussien (BBAG). Au moment où le signal  $x_1(t)$  est transmis, le générateur  $\tilde{f}_1$  génère un signal  $\hat{x}_1(t)$  synchrone avec le signal reçu et le générateur  $\tilde{f}_2$  lui, ne se synchronise pas sur le signal reçu. En mesurant la différence (erreur) entre le signal reçu et les signaux générés localement, le message binaire pourra être estimé.

#### 2 Démodulation cohérente basée sur la corrélation

Un autre type de récepteur du système CSK a été développé par Kolumbán et *al* [KKc98]. Ce récepteur est basé sur la détection cohérente des signaux CSK utilisant un corrélateur sur chaque

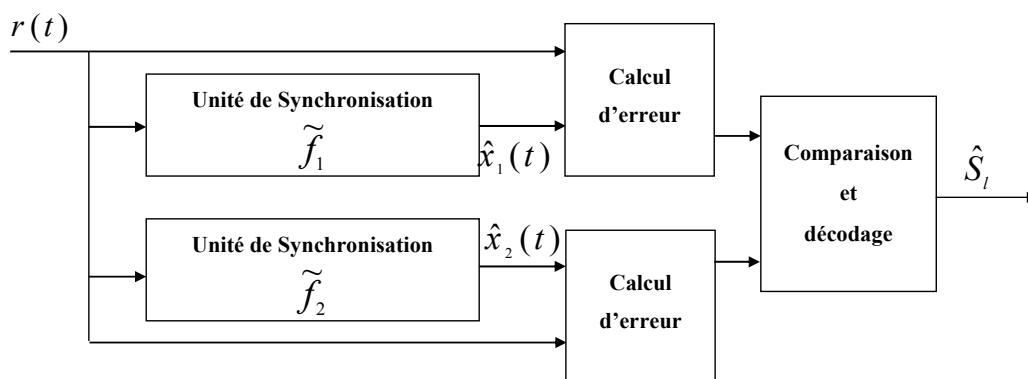


FIG. 1.12 – Récepteur CSK basé sur l'erreur de synchronisation

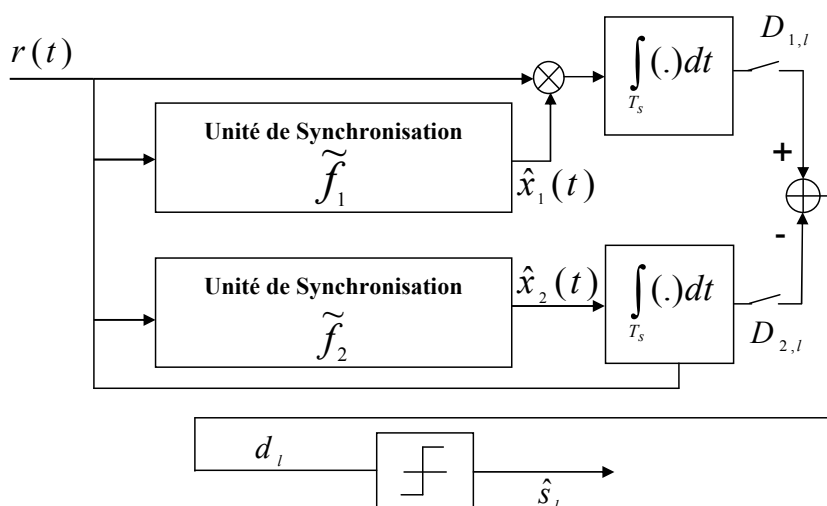


FIG. 1.13 – Récepteur CSK basé sur la corrélation cohérente

voie comme le montre la figure 1.13 . Dans cette structure, les deux circuits de synchronisation peuvent générer deux signaux chaotiques  $\hat{x}_1(t)$  et  $\hat{x}_2(t)$  synchrones aux signaux chaotiques émis. Un temps  $T_a$  est nécessaire pour que les deux blocs de synchronisation puissent converger vers les signaux  $x_1(t)$  et  $x_2(t)$ . Les signaux ainsi générés sont corrélés avec le signal reçu sur une durée symbole, ensuite, les sorties des corrélateurs sont échantillonnées et comparées. En considérant un canal BBAG où  $n(t)$  est le bruit blanc additif Gaussien, le signal reçu à l'entrée du récepteur CSK n'est autre que :

$$r(t) = u(t) + n(t) \quad (1.16)$$

où  $u(t)$  est le signal émis, et  $n(t)$  est un bruit additif, blanc, et Gaussien .

Pour un symbole  $l$  le signal reçu peut prendre deux valeurs suivant la valeur du symbole  $l$ .

$$r(t) = \begin{cases} x_1(t) + n(t) & \text{si } l = +1 \\ x_2(t) + n(t) & \text{si } l = -1 \end{cases} \quad (1.17)$$

Pour le symbole reçu  $l$ , la sortie des corrélateurs à la fin de la période symbole est donnée par :

$$D_{1,l} = \int_{(l-1)T_s+T_a}^{lT_s} r(t)x_1(t)dt \quad (1.18)$$

$$D_{2,l} = \int_{(l-1)T_s+T_a}^{lT_s} r(t)x_2(t)dt \quad (1.19)$$

Si la différence entre  $D_{1,l}$  et  $D_{2,l}$  ( $d_l = D_{1,l} - D_{2,l}$ ) est positive, alors  $+1$  est decodé pour le  $l^{\text{ième}}$  symbole, sinon  $-1$  est decodé. L'inconvénient majeur de cette méthode est que la synchronisation est perdue à chaque fois que le signal reçu change de signe selon le bit transmis. Il faut ajouter à cela le temps nécessaire pour la transmission d'un seul symbole qui est égal au temps de synchronisation  $T_a$  plus le temps de symbole  $T_s$ . Ainsi, le débit de transmission possible est limité par l'inverse du temps de synchronisation.

### 1.3.1.5 Symetric chaos shift keying

Le système "Symetric Chaos Shift Keying" (SCSK) peut être considéré comme une sous classe du système CSK [STV00] . L'opération de modulation/démodulation du SCSK est décrite dans la figure 1.14 . Le modulateur est modélisé par :

$$x_{k+1} = F(x_k) \quad (1.20)$$

où  $x_k$  représente le vecteur d'état interne du système ( $F(\cdot)$  de classe  $C^1$ ). Le signal transmis  $u(t)$  est obtenu par la multiplication de la composant de  $F(t)$  i.e.,  $x_k$ , par le symbole binaire à envoyer ( $u_k = s_l x_k$ ). Basé sur le principe de synchronisation chaotique par couplage, à la



réception, ce signal transmis est utilisé pour piloter un système chaotique adapté au système  $F(.)$  :

$$y_{k+1} = G(|u_k|, y_k) \quad (1.21)$$

Les systèmes  $F(.)$  et  $G(.)$  sont maître-esclave,  $u_k$  est le signal pilote et  $y_k$  représente le vecteur d'état interne du système ( $G(.)$  de classe  $C^1$ ).  $y_k$  est le signal généré localement au récepteur. Un simple exemple d'un système maître-esclave est le système avec des récurrences chaotiques de dimension un (1D) :

$$x_{k+1} = F(x_k)$$

$$y_{k+1} = F(u_k)$$

avec  $F(.)$  paire, ( $F(x) = F(-x)$ ).

Pour un canal BBAG, le signal à la sortie du récepteur est le même que le signal du modulateur. Le symbole transmis est décodé en observant le signe à la sortie du corrélateur à la fin de chaque période symbole. Le modulateur SCSK sera comparé aux modulateurs DCSK et CDSK qui seront détaillés plus loin dans ce chapitre.

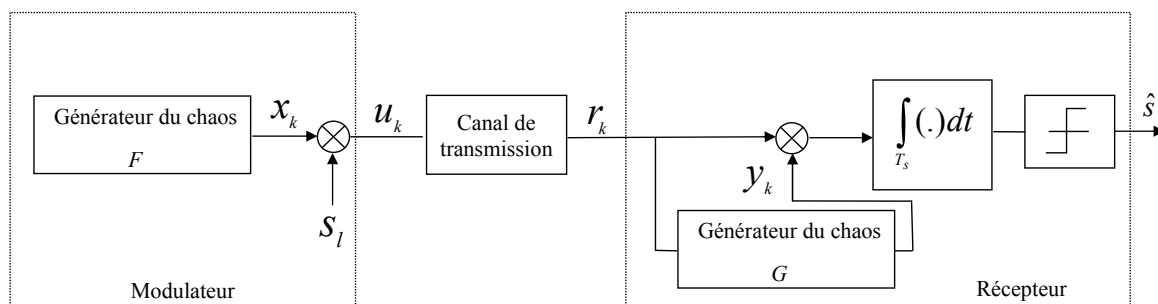


FIG. 1.14 – Système SCSK

### 1.3.2 Systèmes de transmission à récepteurs non cohérents

Un système est dit à réception non cohérente si son récepteur n'a pas besoin de générer localement la porteuse chaotique pour démoduler l'information transmise. En général ce type de récepteur consomme beaucoup plus d'énergie qu'un récepteur cohérent pour le même taux d'erreur binaire.

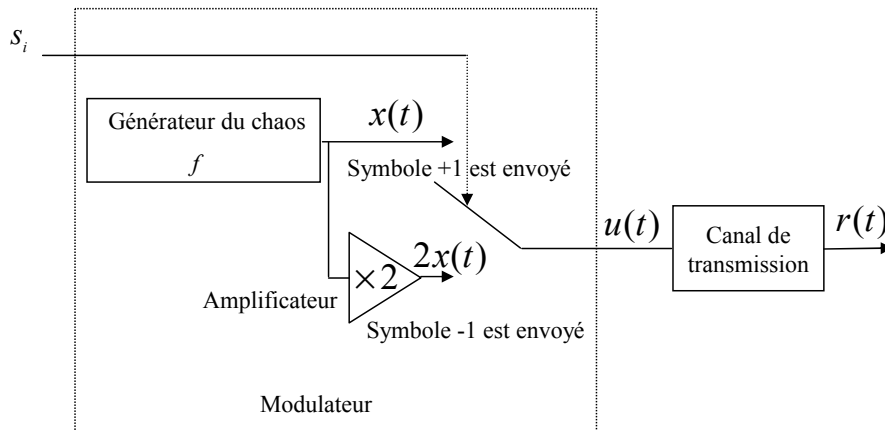


FIG. 1.15 – Modulateur CSK par modulation de valeur d'énergie

#### 1.3.2.1 CSK non cohérent

Dans la démodulation CSK non cohérente, le récepteur ne dispose pas des séquences chaotiques pour la détection des symboles, un critère pour distinguer les différents symboles est l'énergie des séquences correspondantes [KKc98]. Par exemple si le symbole +1 est émis durant l'intervalle  $[(l-1)T_s, T_s]$ , la séquence chaotique  $x_1(t)$  d'énergie  $Eb_1$  est émise ; dans le cas où le symbole est -1, la séquence  $x_2(t)$  d'énergie  $Eb_2$  est émise. Les signaux  $x_1(t)$  et  $x_2(t)$  peuvent être générés par des générateurs différents ayant différentes énergies comme dans la figure 1.11 ou bien par un seul générateur, mais utilisant différents gains pour différencier les symboles comme le montre la figure 1.15. A la réception, l'énergie sera estimée par un processus de corrélation intégration comme dans la figure 1.16. En supposant que le canal de transmission est de type BBAG alors le signal reçu en bande de base est :

$$r(t) = u(t) + n(t) \quad (1.22)$$

où  $u(t)$  désigne le signal transmis et  $n(t)$  est le bruit blanc additif Gaussien. Pour le symbole  $l$  la variable de décision à la sortie du corrélateur est :

$$\begin{aligned} D_l &= \int_{(l-1)T_s}^{lT_s} r^2(t) dt \\ &= \int_{(l-1)T_s}^{lT_s} u^2(t) dt + 2 \int_{(l-1)T_s}^{lT_s} u(t)n(t) dt + \int_{(l-1)T_s}^{lT_s} n^2(t) dt \end{aligned} \quad (1.23)$$

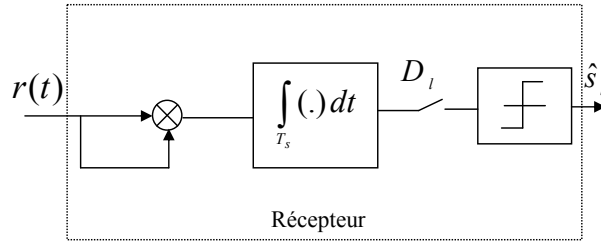


FIG. 1.16 – Récepteur CSK basé sur l'estimation d'énergie

L'énergie reçue est la somme de l'énergie d'un symbole, de la composante de bruit venant de la corrélation entre le bruit  $n(t)$  et la séquence chaotique, et de l'énergie du bruit  $n(t)$ . Pour un fort rapport signal sur bruit, le deuxième et le troisième terme de (1.23) pourront être négligés et l'énergie estimée reçue d'un bit prendra une des deux valeurs.

$$Eb_{1,l} = \int_{(l-1)T_s}^{lT_s} x_1^2(t) dt \quad (1.24)$$

$$Eb_{2,l} = \int_{(l-1)T_s}^{lT_s} x_2^2(t) dt \quad (1.25)$$

Dans les systèmes de transmission numérique conventionnels, l'énergie d'un bit est fixée pour un symbole donné. Par contre, dans le système CSK, les signaux chaotiques ne sont pas périodiques, donc l'énergie d'un bit donné n'est pas nécessairement constante d'une durée d'intégration à l'autre [KCRFP07a]. Cette variation d'énergie pourra dégrader les performances du système. L'augmentation de la durée de symbole pourra résoudre cet inconvénient et réduire la variation de l'énergie d'un bit.

Pour un faible rapport signal sur bruit le deuxième terme et le troisième terme de l'équation (1.23) ne peuvent pas être ignorés. Le second terme peut prendre des valeurs positives ou

négatives mais le troisième terme est toujours positif. Dans ce cas là, la valeur du seuil optimal est égale à la moitié de la somme des deux énergies  $1/2(Eb_1 + Eb_2)$  [LT03]. Ce seuil est encore fonction de l'énergie du bruit. Le problème qui se pose dans ce système est le déplacement du seuil en fonction de l'énergie du bruit additif.

### 1.3.2.2 Chaotic on off keying

Le système "Chaotic On Off keying" (COOK) est un cas particulier du système CSK non cohérent. Dans ce système un seul générateur chaotique est suffisant. Les symboles binaires  $+1$  et  $-1$  sont respectivement représentés par "transmission" et "absence de transmission" du signal [Kol 97b]. Le processus de modulation consiste tout simplement à allumer et à éteindre le générateur chaotique. L'énergie d'un symbole peut prendre une valeur positive ou nulle selon le symbole transmis. La démodulation est réalisée de manière non cohérente en utilisant un simple estimateur d'énergie.

### 1.3.2.3 Differential chaos shift keying

La modulation "Differential Chaos Shift Keying" (DCSK) a été proposée pour faciliter la détection non cohérente [KVSA96], et plus particulièrement pour combattre le problème de déplacement du seuil du système CSK non cohérent. La figure 1.17 montre le modulateur DCSK. Dans ce système, chaque bit transmis est représenté par deux séquences chaotiques. La première séquence  $x(t)$  sert comme séquence de référence tandis que la deuxième sert comme porteuse de l'information. Si le symbole  $+1$  est transmis, la séquence porteuse  $x(t - T_s/2)$  sera identique à la référence, et si le symbole  $-1$  est transmis, l'inversion de la séquence porteuse  $-x(t - T_s/2)$  sera transmis. La référence est transmise au début de chaque demie-période  $T_s$ , et l'information sera transmise dans la deuxième demi période  $T_s$ . Le signal transmis  $u(t)$  pour le symbole  $l$  est :

$$u(t) = \begin{cases} x(t) & \text{pour } (l-1)T_s \leq t < (l-1/2)T_s \\ x(t - T_s/2) & \text{pour } (l-1/2)T_s \leq t < lT_s \end{cases} \quad (1.26)$$

si le bit +1 est transmis et :

$$u(t) = \begin{cases} x(t) & \text{pour } (l-1)T_s \leq t < (l-1/2)T_s \\ -x(t - T_s/2) & \text{pour } (l-1/2)T_s \leq t < lT_s \end{cases} \quad (1.27)$$

si le bit -1 est transmis.

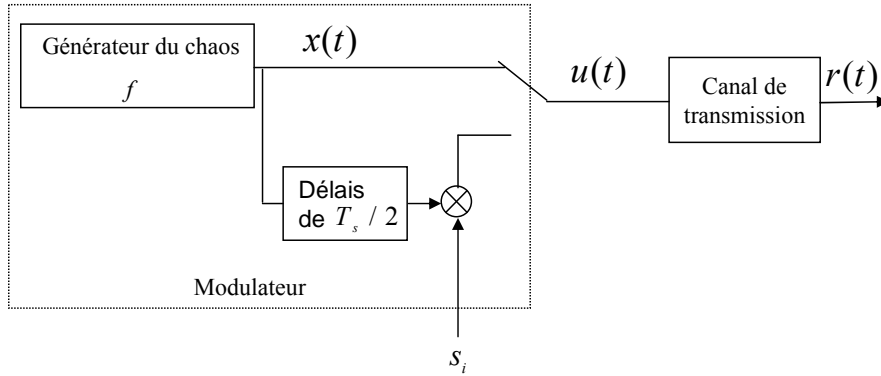


FIG. 1.17 – Modulateur DCSK

Le récepteur DCSK (figure 1.18) va corrélérer sur une demi-période  $T_s$  le signal reçu avec le même signal reçu, mais retardé d'une demi-période  $T_s$ . La variable de décision à la sortie du corrélateur est :

$$D_l = \int_{(l-1/2)T_s}^{lT_s} r(t)r(t - T_s/2)dt \quad (1.28)$$

où  $r(t)$  est le signal reçu.

En considérant que le signal reçu est le signal émis  $u(t)$  affecté d'un bruit blanc Gaussien  $n(t)$ , l'équation (1.28) devient :

$$\begin{aligned} D_l &= \int_{(l-1/2)T_s}^{lT_s} [u(t) + n(t)][u(t - T_s/2) + n(t - T_s/2)]dt \\ &= \int_{(l-1/2)T_s}^{lT_s} [u(t)u(t - T_s/2)] dt + \int_{(l-1/2)T_s}^{lT_s} [u(t)n(t - T_s/2)] dt \\ &\quad + \int_{(l-1/2)T_s}^{lT_s} [n(t)u(t - T_s/2)] dt + \int_{(l-1/2)T_s}^{lT_s} [n(t)n(t - T_s/2)] dt \end{aligned} \quad (1.29)$$

Le premier terme de l'équation 1.29 peut être positif ou négatif selon que le symbole transmis est +1 ou -1 . Les autres intégrales ont une valeur moyenne égale à zéro. Donc la valeur

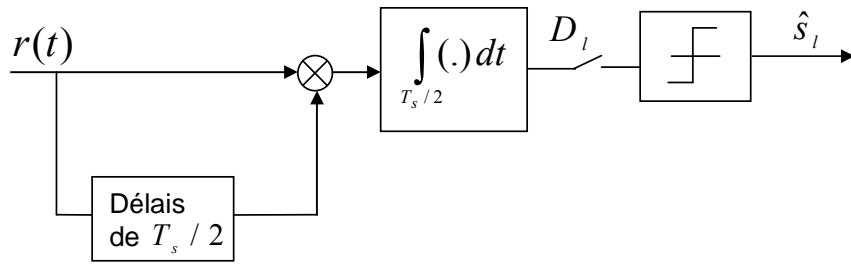


FIG. 1.18 – Récepteur DCSK

optimale du seuil est fixée à zéro et est indépendante du niveau du bruit. L'inconvénient majeur du DCSK est que le débit de transmission est toujours égal à la moitié du débit d'un système de transmission à étalement de spectre classique pour la même durée utile de symbole, car le système DCSK met la moitié du temps de transmission à transmettre la séquence de référence. La seule solution possible pour augmenter le débit binaire est d'utiliser le principe de démodulation multi niveaux [KKK97]. Mais l'inconvénient de ce système est sa complexité et une dégradation possible de la performance due à l'atténuation du canal.

#### 1.3.2.4 Quadrature chaos shift keying

Le système "Quadrature Chaos Shift Keying" (QCSK) est une version multi niveaux du système DCSK mais à plus haute efficacité spectrale [GM01a]. La figure 1.19 montre les différents blocs du système de transmission QCSK. Dans ce système, chaque symbole émis contient deux bits d'information. Supposons que la durée d'un bit est  $T_b$ , la durée symbole  $T_s$  est égale à  $2T_b$ . Le modulateur est décrit comme suit. Notons  $x(t)$  le signal chaotique défini sur l'intervalle  $t \in [0, T_s/2]$ . Ce signal a une moyenne nulle. Ensuite, nous considérons la version retardée de  $T_s/2$  du signal  $x(t)$  pour produire le signal  $x_r(t) = x(t - T_s/2)$ . Les signaux  $x_{rc}(t)$  et  $x_r(t)$  sont orthogonaux.  $x_{rc}(t)$  est obtenue par la transformée de Hilbert de  $x_r(t)$ . Nous rappelons que la transformée de Hilbert d'un signal réel est obtenue en introduisant un déphasage de  $\pi/2$  à chaque composante fréquentielle. Dans la modulation du système QCSK [GM01b],  $u(t) = x(t)$  est transmis durant la première demi-période,  $T_s/2$ . Dans la deuxième période, pour  $t \in [T_s/2, T_s]$ ,

le signal informatif est envoyé. Finalement, le signal émis est donné par :

$$u(t) = b_1 x_r(t) + b_2 x_{rc}(t) \quad (1.30)$$

où  $b_1$  et  $b_2$  sont les deux bits d'information envoyés durant la période symbole  $T_s$ .

A la réception,  $x_r(t)$  et  $x_{rc}(t)$  sont estimés à partir du signal  $\hat{x}(t)$ . Si  $\hat{x}_r(t)$  et  $\hat{x}_{rc}(t)$  sont respectivement les estimations des signaux  $x_r(t)$  et  $x_{rc}(t)$ , la démodulation est obtenue en corrélant sur une demi-période symbole le signal reçu avec  $\hat{x}_r(t)$  et  $\hat{x}_{rc}(t)$ . Le symbole (deux bits d'information) est décodé après corrélation par un algorithme de décodage approprié. Le sys-

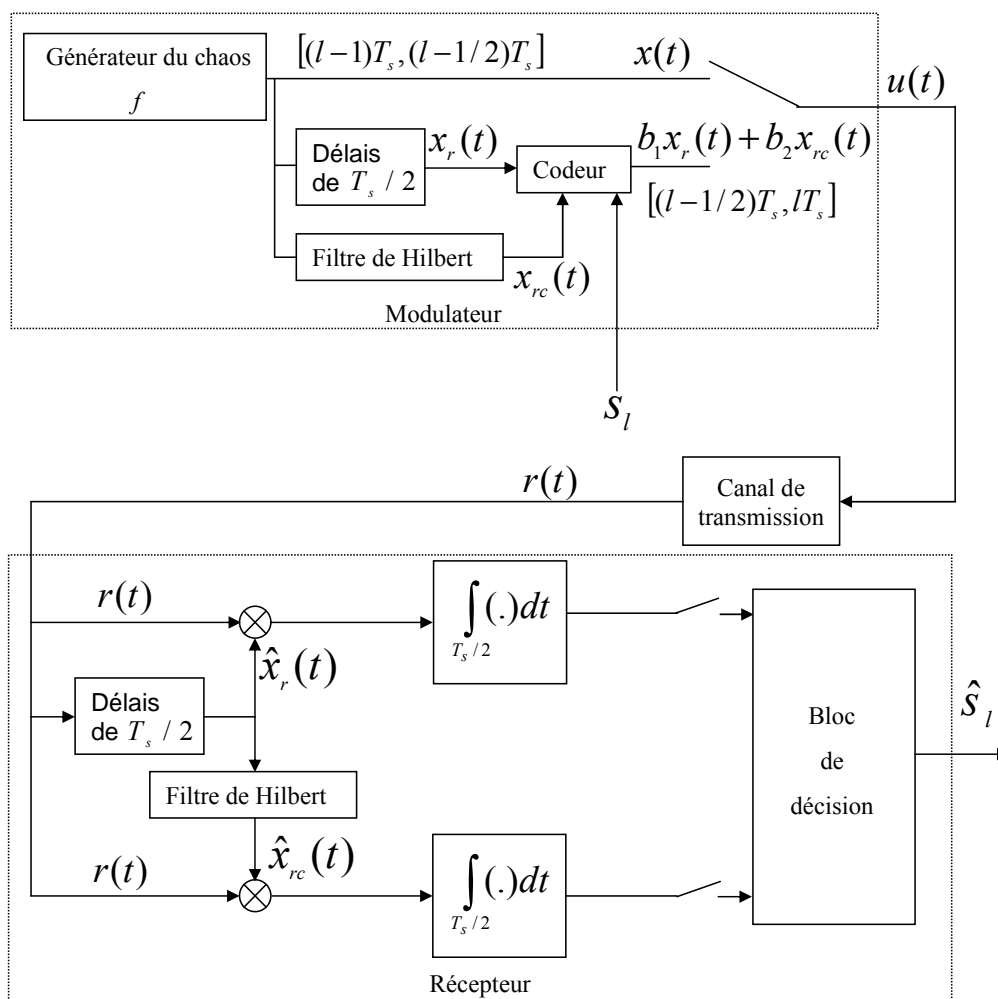


FIG. 1.19 – Système de transmission QCSK

tème QCSK peut être considéré comme deux systèmes DCSK. Le premier est celui associé au signal  $x_r(t)$ , le second est associé au complémentaire du premier signal noté  $x_{rc}(t)$ . Le système QCSK double le débit d'information par rapport au DCSK au prix d'une complexité élevée du système.

### 1.3.2.5 FM-DCSK

L'énergie d'un symbole peut varier d'une durée symbole  $T_s$  à l'autre. Cette variation d'énergie est un facteur de dégradation dans la majorité des systèmes de communication basés sur le chaos. Dans le but de produire des signaux chaotiques à large bande avec des énergies constantes, la modulation de fréquence du système DCSK (FM-DCSK) a été proposée par Kolumbán et al [KKKJ97]. Dans ce système, un modulateur FM conventionnel est inséré après le générateur chaotique comme le montre la figure 1.20. A la sortie du modulateur FM, le signal a une énergie par bit qui est constante. Le récepteur du FM-DCSK est le même que celui du DCSK présenté auparavant.

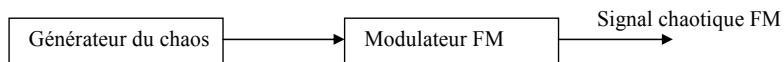


FIG. 1.20 – Générateur chaotique modulé en fréquence

### 1.3.2.6 Correlation delay shift keying

Le système "Correlation Delay Shift Keying" (CDSK) peut être considéré comme un système dérivé du système DCSK [STV00]. Dans ce système, le signal transmis est la somme du signal chaotique et de la même version retardée multipliée par les symboles comme le montre la partie modulateur de la figure 1.21. En comparant au système DCSK, le modulateur CDSK n'a pas besoin d'interrupteur, cela permet une transmission continue dans le modulateur. De plus, le délai  $T_r$  n'est pas nécessairement égal à la moitié de la période symbole  $T_s$  et le signal transmis n'est jamais répété. Ce principe conduit à un modulateur homogène et augmente la résistance du système aux interceptions. Le récepteur CDSK est similaire à celui du récepteur DCSK comme



le montre la figure 1.21. Nous pouvons noter que la corrélation entre les différents segments chaotiques donne une certaine incertitude à la sortie du corrélateur qui peut dégrader les performances de ce système par rapport au système DCSK. Pour comparer entre les systèmes de transmission chaotiques, prenons les systèmes SCSK, CDSK et DCSK. Pour le système SCSK, le signal ne se répète pas, ce qui peut rendre la probabilité d'interception faible. Son récepteur est basé sur un système non linéaire adapté au système chaotique de transmission pour démoduler l'information, cela augmente la sécurité de transmission contre un décodage non autorisé, contrairement du système DCSK. Par contre, la performance du système SCSK en terme de taux d'erreur binaire est moins bon que celle du système DCSK et du CDSK. La dégradation de performance vient en premier lieu du processus de synchronisation chaotique qui n'est pas robuste au bruit du canal.

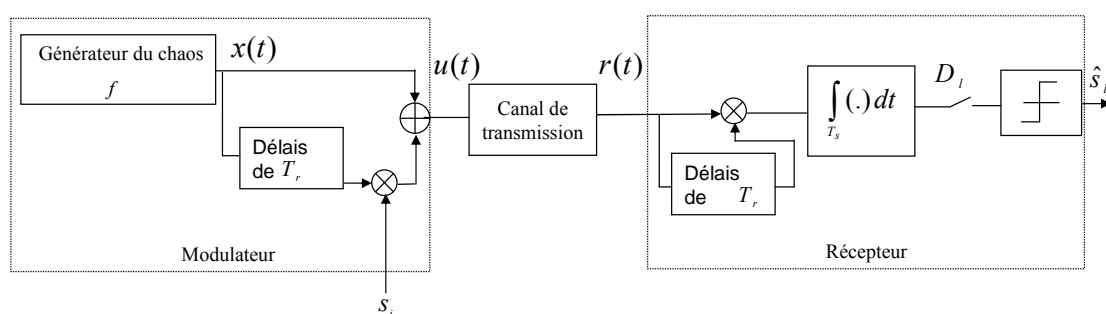


FIG. 1.21 – Système de transmission CDSK

## 1.4 Conclusion

L'objectif principal de ce chapitre était de faire le lien entre les systèmes dynamiques chaotiques et les systèmes de communication. La première partie de ce chapitre était consacrée à la définition des systèmes dynamiques non linéaires à temps discret et continu. Toujours dans cette même partie, le scénario de transition vers le chaos des systèmes dynamiques, ainsi que les exposants de Lyapunov ont été présentés. Par la suite, nous avons présenté les systèmes de transmission à porteuse chaotique. Les systèmes présentés sont classés suivant deux catégories : les systèmes de transmission à réception cohérente, et les systèmes de transmission à récepteur non cohérent. Dans les systèmes cohérents, le récepteur doit être capable de reproduire finement la porteuse chaotique pour démoduler l'information transmise. Par contre, dans les systèmes non cohérents, le récepteur n'a pas besoin de générer localement la porteuse chaotique pour démoduler l'information transmise.

Cependant, les récepteurs cohérents basés sur la synchronisation du chaos ne se révèlent pas suffisamment robustes vis à vis du bruit dans le canal de propagation. C'est pourquoi les architectures de récepteurs les plus efficaces par rapport au bruit du canal sont celles des récepteurs non cohérents.

Par contre, la sécurité de transmission est réduite dans le cas d'une démodulation non cohérente, de même la démodulation consomme beaucoup plus d'énergie qu'un récepteur cohérent pour le même taux d'erreur binaire (perte de  $3\text{ dB}$  entre système non-cohérent et système cohérent avec synchronisation parfaite). La synchronisation étant un élément clé dans l'étude des systèmes cohérents, nous y avons attaché une grande importance. Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude de la synchronisation des systèmes de transmission à porteuse chaotique.

# Synchronisation des systèmes chaotiques

## 2.1 Introduction

Dans les systèmes de communication, la synchronisation est une clé très importante pour une transmission réussie. La synchronisation classique employée dans les systèmes de télécommunication cherche à reproduire juste le signal périodique de la porteuse. Par contre, la synchronisation chaotique au niveau du récepteur cherche à dupliquer le signal chaotique envoyé de l'émetteur. Cela veut dire que deux signaux chaotiques seront dit synchronisés s'ils sont asymptotiquement identiques lorsque le temps  $t$  tend vers l'infini. Dans le premier chapitre nous avons déjà vu la sensibilité du chaos aux conditions initiales, il apparaît alors que la synchronisation chaotique n'est pas si simple à établir et pose plus de contraintes qu'une synchronisation classique.

Ce chapitre est organisé de la manière suivante. Dans la première partie du chapitre nous présenterons la synchronisation identique étudiée par Pecora et *al* [PCJ97], ensuite nous étudierons la génération et la synchronisation du système chaotique avec deux méthodes d'intégration numérique. Encore dans la première partie nous présenterons la synchronisation chaotique par filtrage de Kalman étendu. Dans la deuxième partie de ce chapitre nous verrons l'application des méthodes de synchronisation classiques des systèmes DS-CDMA aux systèmes de transmission utilisant le chaos. Dans un premier lieu nous présentons la méthode classique de synchronisa-

tion, ainsi que l'état de l'art dans ce domaine. Finalement nous proposerons des systèmes de transmission basés sur cette méthode de synchronisation dans les cas synchrone et asynchrone, puis nous proposons une technique originale permettant d'améliorer les performances en terme de synchronisation par rapport aux systèmes de synchronisation déjà existants.

## 2.2 Synchronisation chaotique par estimateur d'état

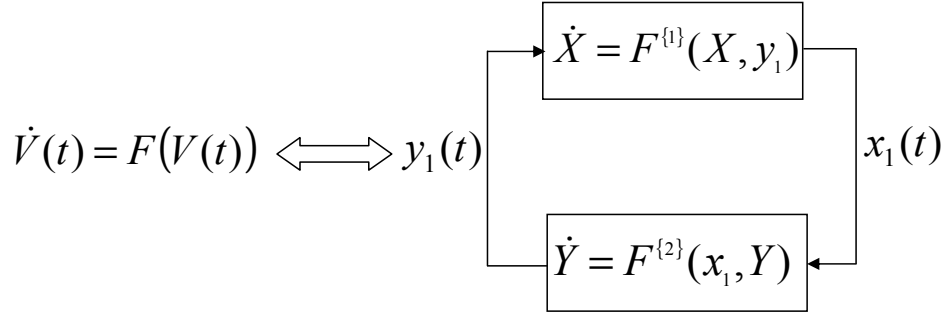
Les travaux sur la synchronisation chaotique ont débuté avec Yamada et Fujisaka [YF83] [YF84] qui ont utilisé une approche locale de la synchronisation chaotique. Les travaux d'Afraimovich [AVR83] ont mené au développement de concepts importants liés à la synchronisation. Par la suite, Pecora et Carroll [PC90] ont défini la synchronisation chaotique ou synchronisation identique. Ces travaux ont ouvert la voie à plusieurs systèmes de transmission chaotique basés sur ce principe de synchronisation [PCK<sup>+</sup>92, COS93, CO93b, LL02]. Finalement, une nouvelle technique de synchronisation chaotique a commencé à s'imposer pour les systèmes de transmission par chaos [Luc06]. Cette nouvelle technique introduite par [Fow89] est basée sur l'estimation non-linéaire de type filtrage de Kalman.

### 2.2.1 Synchronisation identique

Nous avons choisi de présenter la synchronisation identique proposée par Pecorra et Carroll [PC90] [PC91] [PC96] car elle présente une solution simple de synchronisation par couplage. L'idée consiste à diviser le système d'origine en deux sous-systèmes comme dans la figure 2.1 de telle sorte que les variables dynamiques de départ soient réparties de part et d'autre, dans chacun des sous-systèmes. Il s'agit ensuite de reproduire les sous-systèmes à l'identique et de les mettre en cascade. Le signal issu du système de départ (système maître) sert à piloter (synchroniser) le premier des sous-systèmes dupliqués mis en cascade qui lui-même permet de synchroniser le second sous-système dupliqué.

Considérons le système dynamique autonome, en temps continu, de dimension  $n$ , représenté par la relation suivante :

$$\dot{V}(t) = \mathbf{F}(V(t)) \tag{2.1}$$


 FIG. 2.1 – Séparation du système  $F$  en deux sous-systèmes

où  $F$  est de classe  $C^1$ , et  $\mathbf{V} = [v_1, \dots, v_n]^T$ .

Ce système est divisé arbitrairement en deux sous-systèmes  $\mathbf{F}^{\{1\}}$  et  $\mathbf{F}^{\{2\}}$  comme le montre la figure 2.1 :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{F}^{\{1\}}(\mathbf{X}, y_1) \\ \dot{\mathbf{Y}} = \mathbf{F}^{\{2\}}(x_1, \mathbf{Y}) \end{cases} \quad (2.2)$$

avec  $\mathbf{X} = [v_1, \dots, v_m]^T = [x_1, \dots, x_m]^T$

et  $\mathbf{Y} = [v_{m+1}, \dots, v_n]^T = [y_1, \dots, y_p]^T$

tel que  $n = m + p$

Le sous-système  $\mathbf{F}^{\{1\}}$  dont les variables d'état sont décrites par le vecteur  $\mathbf{X}$  et le sous-système  $\mathbf{F}^{\{2\}}$  de variables d'état  $\mathbf{Y}$  sont reliées par les variables  $x_1(t)$  et  $y_1(t)$ . Ces deux sous-systèmes sont ensuite dupliqués et mis en cascade comme le montre la figure 2.2.

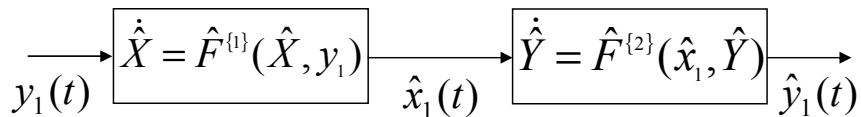


FIG. 2.2 – Mise en cascade des sous-systèmes dupliqués

Soient  $\hat{\mathbf{F}}^{\{1\}}$  et  $\hat{\mathbf{F}}^{\{2\}}$  ces deux sous-systèmes

L'objectif maintenant est de synchroniser le signal  $\hat{y}_1(t)$  avec le signal  $y_1(t)$  provenant du système d'origine. Le principe de la synchronisation par couplage est schématisé dans la figure 2.3.

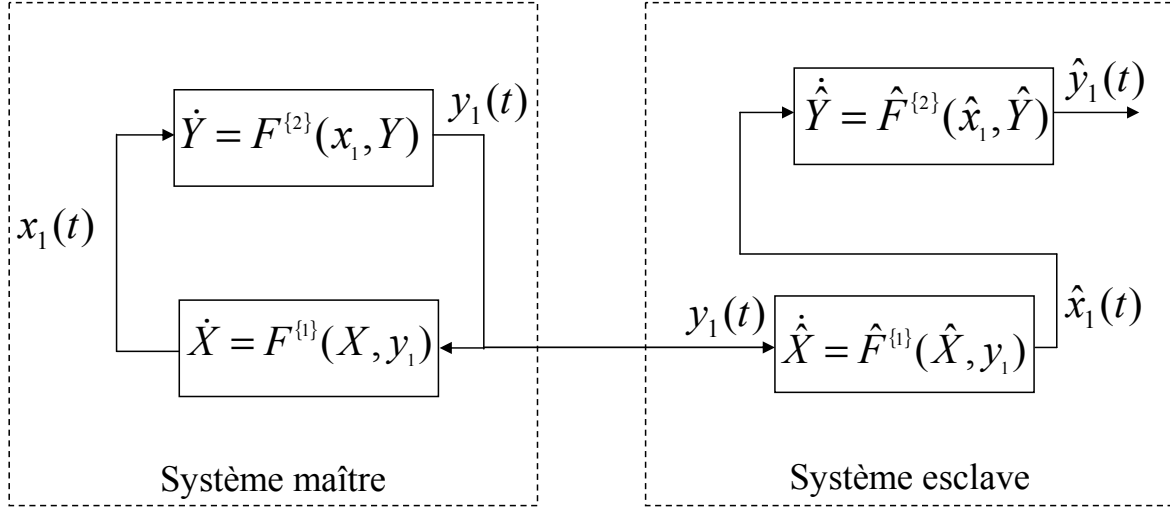


FIG. 2.3 – Principe de synchronisation par décomposition en sous-systèmes

Si l'ensemble des quatre sous-systèmes est considéré comme un système global alors ce dernier peut être décrit par les équations d'état suivantes :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{F}^{\{1\}}(\mathbf{X}, y_1) \\ \dot{\mathbf{Y}} = \mathbf{F}^{\{2\}}(x_1, \mathbf{Y}) \\ \dot{\hat{\mathbf{X}}} = \hat{\mathbf{F}}^{\{1\}}(\hat{\mathbf{X}}, y_1) \\ \dot{\hat{\mathbf{Y}}} = \hat{\mathbf{F}}^{\{2\}}(\hat{x}_1, \hat{\mathbf{Y}}) \end{cases} \quad (2.3)$$

Dans ces conditions on parle de synchronisation en cascade. La condition nécessaire pour obtenir la synchronisation en cascade est que tous les exposants de Lyapunov du sous-système  $\hat{\mathbf{F}}^{\{1\}}$  soient négatifs. Dans notre cas, le sous-système  $\hat{\mathbf{F}}^{\{1\}}$  est piloté par le signal  $y_1(t)$ , si la condition sur les exposants de Lyapunov est respectée, à ce moment-là, le sous-système  $\hat{\mathbf{F}}^{\{1\}}$  est stable, et

les signaux  $\hat{x}_1(t)$  et  $x_1(t)$  se synchronisent, alors les trajectoires convergent asymptotiquement :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\hat{x}_1(t) - x_1(t)| = 0 \quad (2.4)$$

### 2.2.2 Synchronisation identique et choix des méthodes de calcul numérique

Dans cette partie du chapitre nous allons étudier la génération et la synchronisation du système chaotique de Lorenz avec deux méthodes d'intégration numérique. Nous comparons les deux algorithmes dans le cadre d'une communication où l'émetteur et le récepteur sont tous les deux numériques. Nous montrerons que la méthode d'intégration de Euler donne des résultats similaires en performance de synchronisation avec une charge de calcul inférieure par rapport à la méthode Runge-Kutta.

Comme il a été indiqué dans la section 2.2.1 la synchronisation chaotique a été beaucoup étudiée depuis 1990 [PC90] [XWZZ07] [GC05]. La plupart des méthodes de synchronisation chaotique ont été implémentées en utilisant des circuits électriques [PCJ97] [COS93]. Quelques implémentations sont basées sur le circuit de Chua et sont largement utilisées pour la démonstration de la dynamique non linéaire et le chaos [CH77] [Ken93].

Pour une transmission numérique la génération et la synchronisation du chaos doivent être réalisées numériquement. Dans le cadre des systèmes de communication radio-mobile, la procédure de génération et synchronisation du chaos doit être rapide avec une faible charge de calcul. L'objectif de cette étude est de comparer la génération et la synchronisation chaotique (synchronisation identique) en utilisant deux méthodes d'intégration numérique. Ensuite il s'agit de proposer une méthode d'intégration numérique à faible charge de calcul pour la génération et la synchronisation du chaos. Les générateurs de chaos utilisés sont basés sur les systèmes d'équations différentielles autonomes.

Dans cette partie du chapitre nous comparons les performances (génération / synchronisation) des deux méthodes d'intégration numérique Runge-Kutta (RK) et Euler (EU). RK est sophistiquée et coûteuse du point de vue charge de calcul. Elle est souvent utilisée dans le but d'obtenir des résultats avec une grande précision. Par contre EU est une méthode d'intégration simple à faible charge de calcul.

Les deux méthodes (RK et EU) sont comparées dans le cadre des systèmes de communication.

Trois caractéristiques importantes sont étudiées :

- 1 La capacité à générer des séquences chaotiques,
- 2 La qualité de la synchronisation au niveau du récepteur,
- 3 Le coût du calcul,

Prenons pour exemple, le système d'équations différentielles de Lorenz, et choisissons la méthode de synchronisation de couplage unidirectionnelle [PCJ97]. Le canal de transmission est de type BBAG. A noter que notre méthodologie de comparaison peut être généralisée pour tout système différentiel chaotique.

### 2.2.2.1 Système de Lorenz

Dans le but d'étudier l'effet des méthodes d'intégration EU et RK en génération et en synchronisation nous avons choisi le système de Lorenz [Lor63] comme un exemple de système d'équations différentielles [KFPCR07].

$$\begin{cases} \frac{du}{dt} = \sigma(v - u) \\ \frac{dv}{dt} = -uw + \rho u - v \\ \frac{dw}{dt} = uv - \beta w \end{cases} \quad (2.5)$$

où  $u$ ,  $v$  et  $w$  sont les variables d'état du système,  $\sigma$ ,  $\rho$ , et  $\beta$  sont les paramètres. Les valeurs des paramètres sont choisies telles que :  $\sigma = 10.5$ ,  $\rho = 28$   $\beta = 2.6667$ .

Les variables d'état dans (2.5) occupent une dynamique très large. Dans le but de simplifier l'implémentation [COS93], transformons les variables de la façon suivante :  $x = u/10$  ,  $y = v/10$ , et  $z = w/20$ . Les équations de Lorenz sont alors :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = \sigma(y - x) \\ \frac{dy}{dt} = -20xz + \rho x - y \\ \frac{dz}{dt} = 5xy - \beta z \end{cases} \quad (2.6)$$



### 2.2.2.2 Deux méthodes d'intégration numérique

Considérons :

$$\frac{d\phi}{dt} = f(t, \phi(t)), \quad \phi(0) = \phi_0 \quad (2.7)$$

où  $\phi(0) = \phi_0$  est la condition initiale et  $f$  est la fonction de l'équation différentielle.

#### - Méthode d'Euler

La méthode d'Euler est la méthode la plus simple parmi les méthodes d'intégration numérique pour la résolution des équations différentielles ordinaires. Utilisant le développement en série de Taylor à l'ordre 2 de  $\phi$  le schéma d'intégration est :

$$\phi_k = \phi_{k-1} + \Delta t f(t, \phi(t)) \quad (2.8)$$

EU est une méthode d'intégration du premier ordre à faible charge de calcul.

#### - Méthode de Runge-Kutta du quatrième ordre

La méthode Runge-Kutta d'ordre quatre (RK45) est la méthode la plus utilisée pour la résolution des équations différentielles ordinaires [DP80]. La solution de l'équation (2.7) utilisant RK45 est donnée par les équations suivantes :

$$\phi_k = \phi_{k-1} + \frac{\Delta t}{6} (k_1 + 2k_2 + 2k_3 + k_4) \quad (2.9)$$

où

$$\begin{cases} k_1 = f(t_k, \phi_k) \\ k_2 = f\left(t_k + \frac{\Delta t}{2}, \phi_k + \frac{\Delta t}{2}k_1\right) \\ k_3 = f\left(t_k + \frac{\Delta t}{2}, \phi_k + \frac{\Delta t}{2}k_2\right) \\ k_4 = f(t_k + \Delta t, \phi_k + \Delta tk_3) \end{cases}$$

La méthode de RK45 est une méthode d'ordre quatre, cela veut dire que l'erreur par pas est de l'ordre de  $\Delta t^5$ , tandis que l'accumulation totale de l'erreur est de l'ordre de  $\Delta t^4$ .

La méthode RK est beaucoup plus précise que la méthode EU. La RK45 est un bon compromis entre la précision, la complexité, et le temps de calcul. Pour ces raisons RK45 est généralement considérée comme la meilleure méthode pour la résolution des équations différentielles ordinaires parmi les autres ordres de la famille RK [PFTV92].

### 2.2.2.3 Génération du chaos et comparaison

Le schéma général est illustré dans la figure 2.4. Au niveau de l'émetteur, les signaux chaotiques issus du système de Lorenz sont générés numériquement. Le canal de transmission choisi est de type BBAG. A la réception le signal pilote bruité ( $x(t) + n(t)$ ) assure la synchronisation du système esclave. Le générateur du chaos à la réception régénère le signal pilote avec une erreur dépendante du niveau du bruit dans le canal et de la différence entre les conditions initiales entre le générateur de l'émetteur et celui du récepteur.

La tâche principale au niveau de l'émetteur est de générer le signal chaotique. 5000 échantillons des signaux chaotiques sont générés par le système de Lorenz avec un  $\Delta t = 0.01$  pour les deux méthodes d'intégration numérique utilisant les mêmes conditions initiales ( $x(0) = 0.15, y(0) = 0.40, z(0) = 1.2$ ). La figure 2.5 montre que les deux trajectoires générées par les deux méthodes EU et RK sont différentes. La principale différence entre les deux trajectoires peut être observée dans le voisinage des deux points instables fixes A et B. Comme indiqué dans [Mir90], la différence la plus importante entre les deux méthodes EU et RK concerne le bassin d'attraction. Généralement la méthode RK permet d'obtenir un bassin avec une bonne précision. En revanche, dans notre étude nous sommes principalement intéressés par l'efficacité de la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur. C'est la raison pour laquelle l'exactitude des trajectoires n'est pas d'une grande importance.

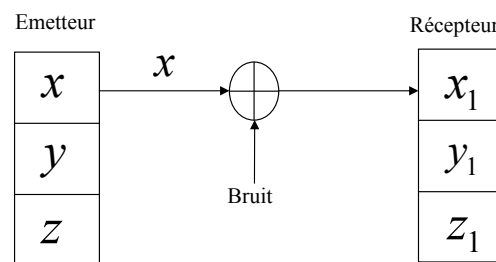


FIG. 2.4 – système chaotique

### 2.2.2.4 Synchronisation et comparaison

Prenons comme type de synchronisation la synchronisation par couplage unidirectionnel [PCJ97]. Le signal  $x$  du premier système (Maître) est transmis au second système (esclave)

comme le montre la figure 2.4. Ce signal pilote est affecté par un bruit additif blanc Gaussien venant du canal BBAG. A la réception le signal pilote est donné par :

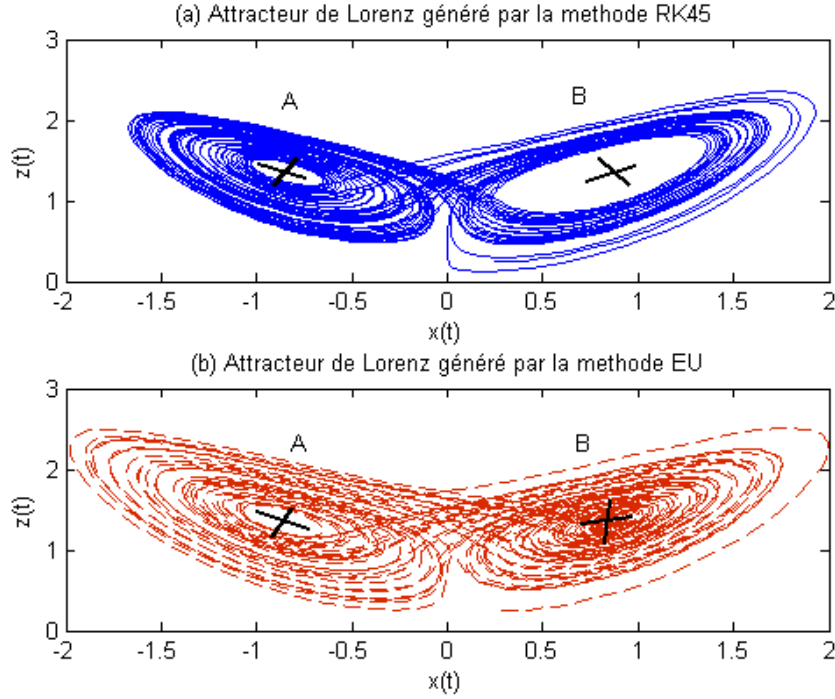


FIG. 2.5 – (a) Trajectoire obtenue par RK45 (b) Trajectoire obtenue par EU

$$\tilde{x}(t) = x(t) + n(t) \quad (2.10)$$

où  $n(t)$  est le bruit additif Gaussien de moyenne nulle et de variance  $\sigma_n^2$

Dans notre étude, les conditions initiales et les paramètres ne sont pas exactement connus au niveau du récepteur. Alors une erreur est ajoutée :

$$\begin{cases} \sigma_1 = \sigma(1 + e_\sigma) \\ \rho_1 = \rho(1 + e_\rho) \\ \beta_1 = \beta(1 + e_\beta) \end{cases} \quad (2.11)$$

$$\begin{cases} x_1(0) = x(0) + e_x \\ y_1(0) = y(0) + e_y \\ z_1(0) = z(0) + e_z \end{cases} \quad (2.12)$$

où  $e_\sigma$ ,  $e_\rho$ , et  $e_\beta$  sont des variables aléatoires indépendantes à distribution uniforme sur  $[-0.5, 0.5]$ ,  $e_x$ ,  $e_y$ , et  $e_z$  sont des variables aléatoires indépendantes à distribution uniforme sur  $[-1, 1]$ . Ces variables aléatoires traduisent la possibilité que les systèmes émetteur et récepteur ne soient pas parfaitement identiques.

Un terme de couplage au second système est ajouté, qui consiste à modéliser la différence entre les variables du pilote et de l'esclave. Pour le système de Lorenz on obtient le modèle du système esclave suivant :

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = \sigma_1 (y_1 - x_1 + \alpha (\tilde{x} - x_1)) \\ \frac{dy_1}{dt} = -x_1 z_1 + \rho_1 x_1 - y_1 \\ \frac{dz_1}{dt} = x_1 y_1 - \beta_1 z_1 \end{cases} \quad (2.13)$$

où  $\alpha$  est le facteur de couplage.  $\alpha$  est choisi égal à 4, comme dans [PCJ97].

Dans la littérature plusieurs systèmes de communication basés sur ce type de synchronisation ont été étudiés [PCJ97] [COS93] [CH77]. Le rapport signal sur bruit (SNR) à l'entrée du récepteur est donné par  $SNR = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_n^2}$ .

Notre approche est de synchroniser le système de Lorenz numériquement. On applique les méthodes EU et RK à l'équation (2.13). L'erreur de synchronisation n'est autre que la différence entre le signal initial généré par l'émetteur et le signal généré par le récepteur. En ce qui concerne cette erreur, quand le pas est choisi suffisamment petit, la synchronisation avec la méthode EU donne un bon résultat. Comme exemple, la figure 2.6 est obtenue avec  $e_\sigma = e_\rho = e_\beta = 0.5$ ,  $e_x = e_y = e_z = 0.7$ , et un  $SNR = 5 \text{ dB}$ . La figure 2.6 indique que la synchronisation est obtenue et maintenue entre l'émetteur et le récepteur pour les deux méthodes.

La performance générale de synchronisation est évaluée en estimant la moyenne du carré de l'erreur (MSE) de synchronisation. Pour les deux méthodes d'intégration, le bruit, les conditions

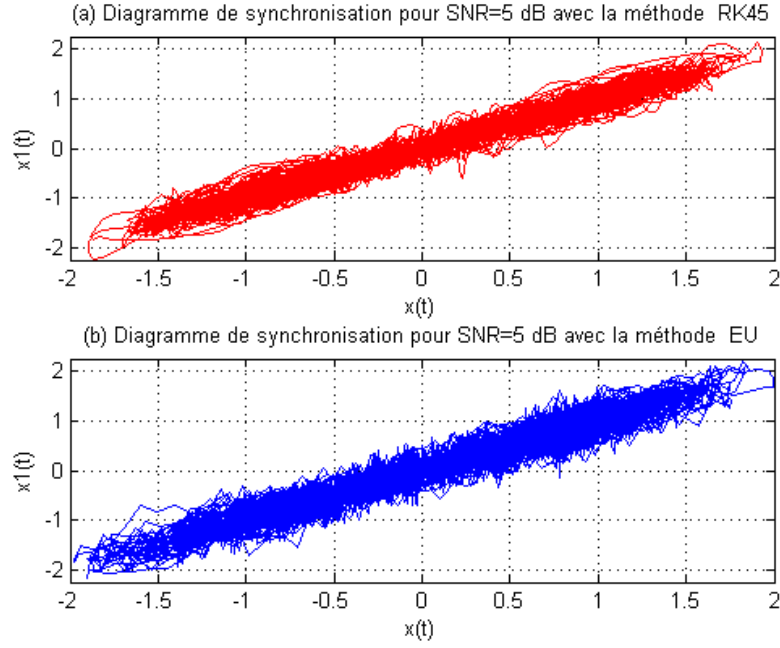


FIG. 2.6 – Exemple de synchronisation entre l'émetteur et le récepteur pour  $SNR = 5dB$

TAB. 2.1 – Résultats MSE

MSE	$SNR = 0 dB$	$SNR = 5 dB$	$SNR = 10 dB$	$SNR = 15 dB$
EU	0.1907	0.0713	0.0370	0.0279
RK	0.1095	0.0450	0.0262	0.0226

initiales, et l'erreur sont modélisées selon les équations (2.10) (2.11) et (2.12). Les 200 essais de 6000 points sont utilisés pour estimer la MSE donné dans le tableau 2.1. Le tableau 2.1 montre que le MSE du EU tend vers le MSE du RK45 lorsque la valeur du SNR augmente.

Pour différentes puissances du bruit de canal, et pour une synchronisation par couplage unidirectionnelle avec un pas d'intégration de 0.01, on a mesuré le rapport erreur sur bruit (ENR). Le ENR est égal au MSE de l'erreur de synchronisation divisé par la puissance du bruit.

$$ENR_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{MSE}{\sigma_n^2} \right) \quad (2.14)$$

Une simulation Monte Carlo est réalisée dans le but d'avoir au niveau du récepteur 200 conditions initiales différentes et paramètres pour chaque SNR. La figure 2.7 montre que ENR

du EU est plus importante que le ENR du RK45. La différence entre ENR du RK45 et ENR du EU diminue lorsque le SNR augmente.

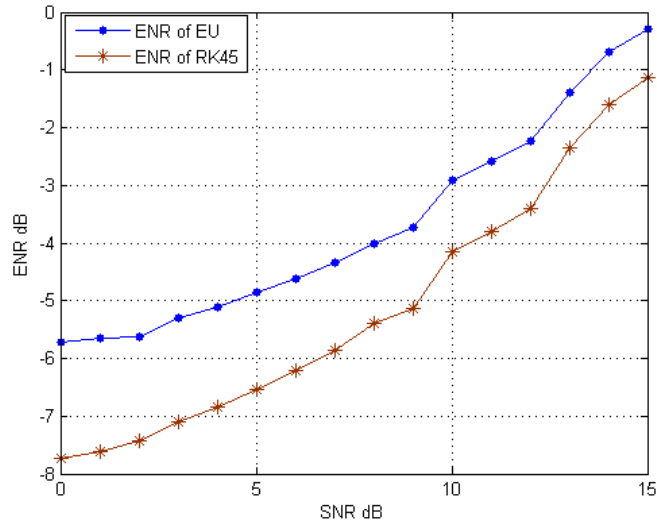


FIG. 2.7 – Comparaison entre les deux courbes ENR des méthodes RK45 et EU pour différentes valeurs de  $SNR$

### 2.2.2.5 Discussion

Dans le cadre de communications radio-mobiles, il est intéressant d'avoir une faible charge de calcul dans la génération et la synchronisation du chaos. Les résultats montrés dans la figure 2.7 donnent une idée claire sur le choix de la méthode d'intégration. Comme la méthode EU a une charge de calcul réduite et la méthode RK45 a une complexité bien supérieure à la méthode Euler. Alors la méthode d'intégration est choisie selon l'application demandée. Si on veut une synchronisation rapide avec une faible charge de calcul pour un système donné, on choisira la méthode EU avec une perte maximale de 2 dB en terme de ENR pour les faibles SNR et moins que 1 dB pour un  $SNR = 15$  dB. Mais si on est intéressé seulement par la synchronisation chaotique avec le moins d'erreur, et si la charge de calcul n'est pas problématique pour notre application alors la méthode RK sera préférée pour réaliser cette tâche.

### 2.2.3 Synchronisation par filtrage de Kalman Etendu

La méthode de synchronisation par filtrage de Kalman étendu est une généralisation des méthodes de synchronisation par couplage [Luc06] telles que la synchronisation identique expliquée au début de ce chapitre. Basée sur l'estimation récursive d'états d'un générateur chaotique, elle a été introduite la première fois par Fowler [Fow89]. Les aspects sur une stabilité optimale de cette méthode ont été encore étudiés [LZD00] [LZ01] [Luc06] [LABS06]. Cette méthode garantit un caractère optimale de la synchronisation au sens de l'erreur quadratique moyenne [LZD00] [LZ01]. La synchronisation par estimation des séquences chaotiques a été appliquée par la suite dans plusieurs systèmes de transmission chaotiques au niveau récepteur, et encore dans l'estimation du canal [LL01]. Le principe général de l'algorithme de synchronisation basé sur le filtrage de Kalman étendu (EKF-Extended Kalman Filter) est le suivant.

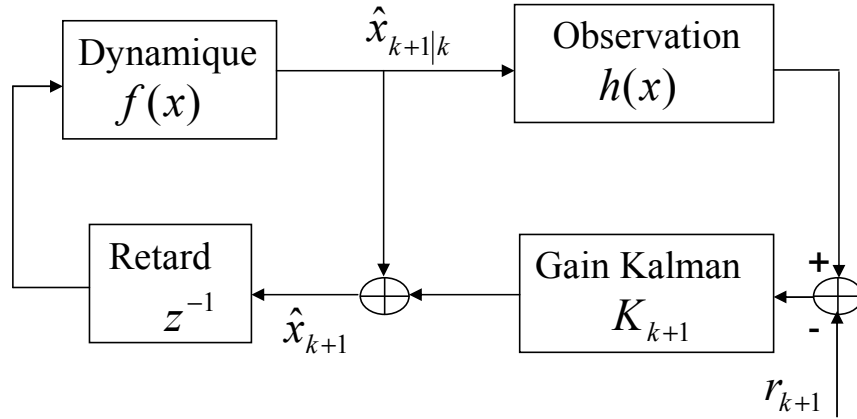


FIG. 2.8 – Schéma bloc du filtre EKF

On considère un système dynamique à temps discret défini par :

$$\mathbf{x}_{k+1} = f(\mathbf{x}_k) \quad (2.15)$$

où  $x_k \in R^n$  est le vecteur d'état et  $f(\cdot)$  est la dynamique non linéaire. A la réception le signal reçu est sous la forme scalaire tel que :

$$r_k = \mathbf{h}^T \mathbf{x}_k + n_k \quad (2.16)$$

où  $\mathbf{h} = [h_1, \dots, h_n]^T$  est le vecteur d'observation et  $n_k \sim N(0, N_0/2)$  représente le bruit blanc Gaussien de variance  $N_0/2$ . Ce bruit est dû aux imperfections du canal de transmission. Dans le cadre d'un filtrage de Kalman les équations (2.15) et (2.16) représentent le modèle du processus et d'observation. Le modèle donné par la figure 2.8 est interprété comme une structure de rétroaction permettant l'estimation de l'état à partir des observations bruitées [LZ01]. Expliquons ce schéma pour mieux comprendre l'algorithme. Dans la partie gauche l'estimation courante de l'état  $x_k$  est projetée dans la fonction dynamique pour obtenir la valeur a priori d'un nouvel état estimé  $\hat{\mathbf{x}}_{k+1|k}$ . Dans la partie droite du schéma ce nouvel état va incorporer l'information apportée par la nouvelle observation  $r_k$  pour obtenir la valeur estimée a posteriori  $\mathbf{x}_{k+1}$ . Le gain de Kalman  $\mathbf{K}_{k+1}$  est calculé par rapport à la dynamique du système, ce gain accorde un poids de confiance aux observations à chaque étape du filtrage. Nous nous arrêterons ici à cette explication sur cette méthode de synchronisation, mais une étude plus détaillée a été réalisée dans le cadre des travaux de thèse de M. Luca [Luc06].

Il faut noter que cette technique de synchronisation basée sur le filtrage de EKF est plus performante que la méthode de synchronisation par couplage en terme de MSE [LZ01]. De plus, il a été démontré dans [LZ01] que les performances de synchronisation se dégradent rapidement en présence du bruit. Pour une variance de bruit supérieure à  $10^{-3}$ , la synchronisation chaotique basée sur le filtrage de Kalman étendu (EKF) sera difficile [LABS06] pour les séquences de Chebyshev d'ordre 4. Pour palier cet inconvénient, une extension a été proposée sur le choix du type de filtrage le plus adapté à l'estimation en cas de forte non linéarité [LABS06].

Il faut néanmoins souligner que cette technique de synchronisation par estimation d'états du chaos est peu robuste au bruit et que cela pose bien des problèmes dans le contexte applicatif des télécommunications. Donc concernant le CDMA en particulier, il est nécessaire de mettre en oeuvre des techniques de synchronisation différentes.



## 2.3 Synchronisation classique des systèmes DS-CDMA

Afin de désétaler le signal en spectre étalé, il est nécessaire de générer une réplique du code reçu (code local) dans le récepteur. Cette opération est appelée synchronisation de code.

Habituellement la synchronisation du code est résolue avec une approche en deux phases :

- La phase d’acquisition initiale qui synchronise le code transmis et le code généré localement avec un degré de précision de  $\pm T_c/2$ .
- La phase de poursuite qui affine et maintient la synchronisation fine entre code local et code reçu

Une fois la phase d’acquisition accomplie, la phase de poursuite est une tâche réalisée en général par une DLL (Delay Locked Loops, ou boucle à verouillage de retard). La boucle de poursuite est toujours opérationnelle durant le temps de la communication. Si le canal varie rapidement, la DLL peut perdre la synchronisation et on devra alors de nouveau passer à une phase d’acquisition. A noter que l’acquisition est obtenue en cherchant à travers tous les retards possibles. Dans plusieurs cas, l’acquisition doit se faire correctement pour un faible rapport signal sur bruit. Les canaux sélectifs en fréquence et les interférences des accès multiples sont les facteurs qui peuvent alourdir la tâche de l’acquisition dans les systèmes DS-CDMA.

Dans cette partie du chapitre, nous allons introduire brièvement les techniques d’acquisition et de poursuite pour les systèmes à étalement du spectre. Le canal utilisé lors de notre étude de synchronisation est un canal de type BBAG. Pour l’acquisition on se contentera d’expliquer le mode de recherche à une dimension.

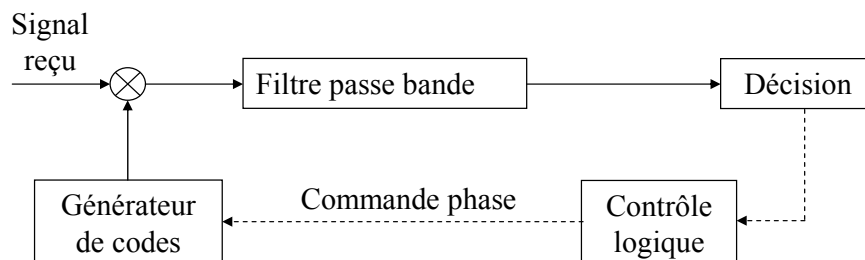


FIG. 2.9 – Circuit d’acquisition générique

### 2.3.1 La phase d'acquisition initiale

Comme il a été mentionné précédemment, l'objectif de l'acquisition est d'obtenir grossièrement une première synchronisation entre le code reçu et le code généré localement dans le récepteur. Nous allons introduire dans la suite plusieurs techniques d'acquisition, mais avant tout nous allons expliquer le principe de base schématisé dans la figure 2.9, sur lequel se basent les diverses techniques d'acquisition [PZB95]. Dans le récepteur, le générateur local génère un code d'étalement avec un délai choisi selon une hypothèse de phase donnée. Si cet offset correspond au code reçu, le signal large bande se déséale correctement pour donner un signal informationnel bande étroite. Un filtrage passe bande est ensuite utilisé dans le but de récupérer le signal déséale. Lorsque les phases de code local et du code reçu sont alignées grossièrement (à mieux que  $T_c/2$ ) on observe de la puissance en sortie du filtre passe-bande. Dans ce cas, le récepteur franchit la première phase de synchronisation, il active alors la boucle de poursuite pour affiner encore la synchronisation. Dans l'autre cas, si l'hypothèse de phase est mauvaise, et que le délai du code reçu ne correspond pas, le signal obtenu après désétalement reste toujours large bande et il n'y a pas de puissance significative en sortie du filtre passe-bande. Le circuit de décision décide alors que l'hypothèse de phase n'est pas valide et que d'autres phases doivent être essayées.

Pour mieux comprendre ce mécanisme, prenons un exemple. Considérons le cas d'une modulation BPSK de durée symbole  $T_s$ , et de facteur d'étalement  $\beta = T_s/T_c$ . Par simplification nous considérons que les symboles sont tous égaux à +1 ( $s_i = 1$ ). Le signal étalé est modélisé par  $u(t)$ , avec  $u(t)$  le signal étalé périodique donné par :

$$u(t) = \sum_k p_k g(t - kT_c) \quad (2.17)$$

où  $p_k$  est le code binaire périodique de période égale à la période symbole ( $T_s = NT_c = \beta T_c$ ) et  $g(t)$  est le filtre de mise en forme. Ce filtre peut prendre différentes formes comme la racine de cosinus surélevé, Gaussien, etc... Dans ce manuscrit un filtre de forme rectangulaire d'amplitude unité sur  $[0 T_c]$  est choisi. En négligeant le bruit le signal reçu est :

$$r(t) = u(t - \tau) \quad (2.18)$$

où  $\tau$  est un retard de propagation.

Le signal reçu n'est autre qu'une version retardée du signal transmit. A la réception, le générateur de code génère un code de désétalement  $p(t - \delta)$  où  $\delta$  est un délai choisi par le récepteur. Pour étudier les deux cas possibles, acquisition et non acquisition, nous nous limitons alors à prendre  $\delta$  multiple entier de  $T_c$ . Le signal désétalé est  $p(t - \tau)p(t - \delta)$ . Intégrons le signal désétalé sur une durée  $T_s$  et utilisons la sortie de l'intégrateur comme une variable de décision telle que :

$$\begin{aligned} D &= \int_{T_s} p(t - \tau)p(t - \delta) \\ &= R_p(\tau - \delta) \end{aligned} \tag{2.19}$$

où  $R_p(\tau - \delta)$  est la fonction d'autocorrélation du code  $p(t)$ . A noter que la valeur  $R_p(0) = T_s$ , alors les valeurs de  $R_p$  pour  $|\tau - \delta| \geq T_c$  sont très faibles comparées à  $R_p(0)$ .

Pour un seuil prédéterminé  $\theta$  on compare la valeur de décision à  $\theta$ , si  $D > \theta$  alors l'acquisition est réalisée, sinon il faut déterminer la valeur de  $\tau$  en testant d'autres valeurs possibles de  $\delta$ . En pratique, on cherche à avoir un temps d'acquisition le plus petit possible. Pour certains types de codes où les valeurs de l'autocorrélation déphasées sont faibles on pourra utiliser une durée d'intégration inférieure à la période  $T_s$ . Mais dans plusieurs autres cas cela n'est pas envisageable, car le circuit de décision peut échouer en présence du bruit.

La présence du bruit a été négligée dans l'exemple simplifié précédant, mais par contre sa présence peut causer deux types d'erreurs dans le processus d'acquisition :

- 1 La fausse alarme, lorsque la sortie de l'intégrateur dépasse le seuil  $\theta$  au moment où l'acquisition n'est pas obtenue.
- 2 L'erreur de détection, lorsque la sortie de l'intégrateur ne dépasse pas le seuil au moment où l'acquisition est normalement obtenue.

La fausse alarme produit une fausse acquisition et la boucle de poursuite ne peut pas alors se verrouiller sur le signal reçu. Cela provoque une perte de temps supplémentaire qui s'ajoute au temps d'acquisition. Par contre, la non détection de synchronisation entraîne le circuit d'ac-

quisition à "manquer" le bon retard et à chercher d'autres retards. La perte de temps dépend de la stratégie d'acquisition. En général le circuit d'acquisition est conçu pour minimiser la fausse alarme et la non détection en adaptant le seuil  $\theta$  au temps d'intégration [KG00] [KIG02]. En conclusion, le choix du temps d'intégration pour le circuit d'acquisition doit répondre au compromis entre petit temps d'acquisition et faibles probabilités de non détection et de fausse alarme.

### 2.3.2 La poursuite du code

Le rôle de la boucle de poursuite est en premier lieu d'aligner finement le code local sur le code reçu, puis de maintenir la synchronisation durant le temps de communication. Après que l'acquisition soit correctement obtenue, une boucle à verrouillage de phase où phase lock loop (PLL) est utilisée pour diminuer la différence de phase entre les deux codes reçus et locaux [Hol82]. Le processus de poursuite est détaillé en [PZB95][Hol82]. Dans cette section, nous allons introduire brièvement la technique de poursuite nommée boucle d'avance-retard comme le montre la figure 2.10. Toujours pour simplifier, nous négligerons l'effet du bruit du canal, et le signal reçu en bande de base est alors :

$$r(t) = s(t - \tau)p(t - \tau) \quad (2.20)$$

où  $s(t)$  est le signal d'information et,  $p(t)$  le code d'étalement. Le facteur d'étalement est égal à la durée symbole  $T_s$ . La première branche de la figure 2.10 est :

$$b_1(t) = \int_{t-T_s}^t r(u)p(u - \hat{\tau} + \varsigma T_c/2) du$$

Les échantillons de  $b_1(t)$  à l'instant  $t = nT_s + \tau$  pour tout entier  $n$  seront approximés par :

$$b_1(nT_s + \tau) \approx R_p(\tau - \hat{\tau} + \varsigma T_c/2) \quad (2.21)$$

De la même manière la deuxième branche de la figure 2.10 est approximée par :

$$b_2(nT_s + \tau) \approx R_p(\tau - \hat{\tau} - \varsigma T_c/2) \quad (2.22)$$

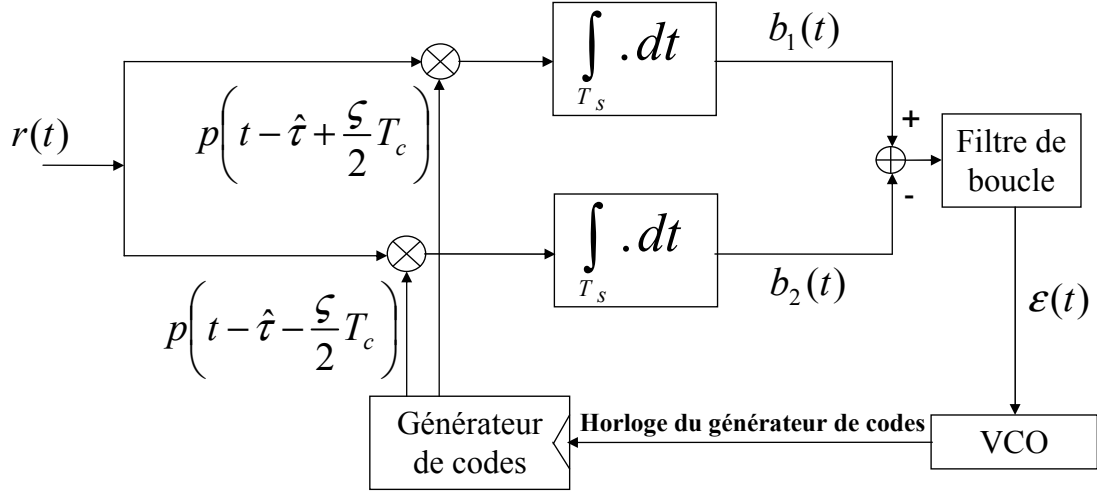


FIG. 2.10 – Boucle d’avance retard

La différence entre les deux signaux  $b_1(t) - b_2(t)$  constitue l’entrée du filtre de boucle passe-bas.

Pour un étalement de spectre utilisant les  $m$ -sequences de période  $N$  et de mise en forme rectangulaire [PZB95], la fonction  $\epsilon(\tau - \hat{\tau})$  peut prendre les différentes formes.

Dans la figure 2.11 on a tracé la fonction  $\epsilon(\tau - \hat{\tau})$  pour  $\zeta = 1$ . Si  $\zeta = 1$  alors la sortie du filtre de boucle est linéaire. On peut alors utiliser la sortie  $\epsilon(\tau - \hat{\tau})$  pour piloter le VCO, qui à son tour, règle l’horloge du générateur de code pour établir une synchronisation fine.

## 2.4 Synchronisation classique appliquée aux systèmes de transmission utilisant le chaos

La méthode classique de synchronisation des systèmes DS-CDMA a été présentée dans la section 2.3. Les codes d’étalement binaires sont choisis de façon à avoir des bonnes propriétés d’autocorrélation dans le but d’améliorer les performances de l’acquisition et de la poursuite en premier lieu et en second lieu d’améliorer la qualité de l’étalement du spectre du signal transmis. Dans le cas d’une transmission multi-utilisateurs ces mêmes codes doivent avoir des faibles valeurs d’intercorrélations pour diminuer les interférences entre utilisateurs, source de bruit dégradant les performances du système de transmission. Généralement les codes choisis sont des codes

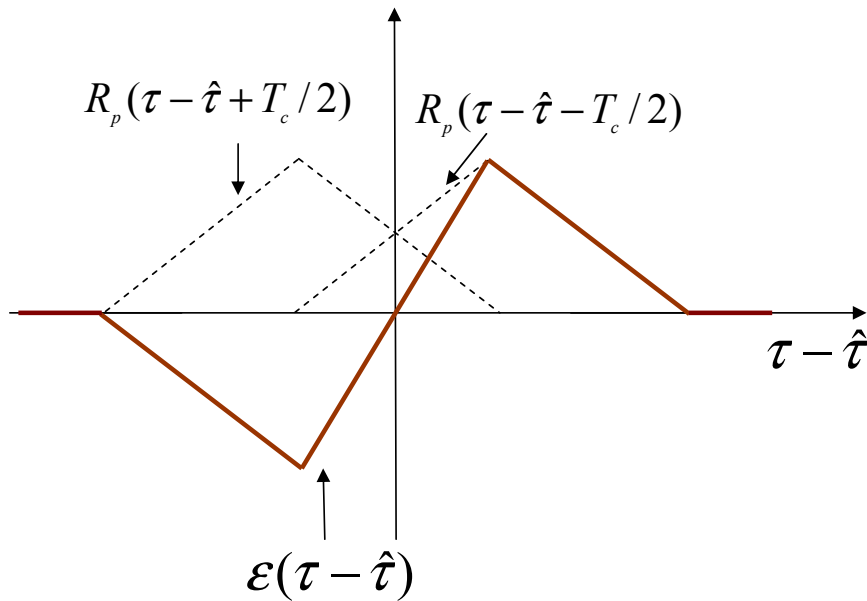


FIG. 2.11 – Courbes de la boucle avance retard

de Gold ou Kasami, par exemple, en raison de leurs bonnes propriétés de corrélation. Plusieurs études ont montré que certains codes chaotiques ont des faibles intercorrélations, qui surpassent même les codes binaires classiques en cas d'accès multiple [RM98] [RSMa]. L'application de la méthode classique de synchronisation aux systèmes DS-CDMA basés sur le chaos asynchrone [MSR97] [RSM98a] devrait encore améliorer les performances de ces derniers. L'acquisition des systèmes DS-CDMA chaotiques a été analysée dans [MRS98] [SRM99] [MLc02] [SMR98] [RSMb] [EK06] [KJK03] [JK02] [EJK04]. Dans [MRS98] [SRM99] Setti et al ont étudié le processus d'acquisition pour les systèmes DS-CDMA par séquences chaotiques et ont discuté brièvement la possibilité d'un modèle général pour l'opération de poursuite. Dans [MRS98] [SRM99] les auteurs démontrent que les récurrences de "Bernoulli" et de "Tailed shift" donnent de meilleures performances durant la phase d'acquisition que les codes classiques comme les m-séquences et Gold. L'effet du bruit a été négligé dans [MRS98] [SRM99] [SMR98] [RSMb] dans le but d'étudier les interférences inter-utilisateur. Par contre, le bruit est toujours présent dans tous les systèmes de transmission. Dans la plupart des cas, l'évaluation de la synchronisation est limitée seulement à la phase d'acquisition, la poursuite du code est supposée correctement réalisée après la phase d'acquisition [MSR97] [MRS98] [SRM99] [SMR98].

Une méthode alternative a été proposée très récemment [JUSB07]. Cette approche, au contraire des autres méthodes citées ci-dessus, intègre le code de poursuite dans son système. L'évaluation et l'étude de la poursuite de code sont faites au niveau "chip". Ce système utilise un signal pilote binaire et périodique dont le rôle est d'aider et de maintenir la synchronisation. Ce système a fait l'objet de plusieurs études dans nos travaux de recherches, la partie suivante est donc consacrée à la présentation de cette approche utilisée pour la synchronisation.

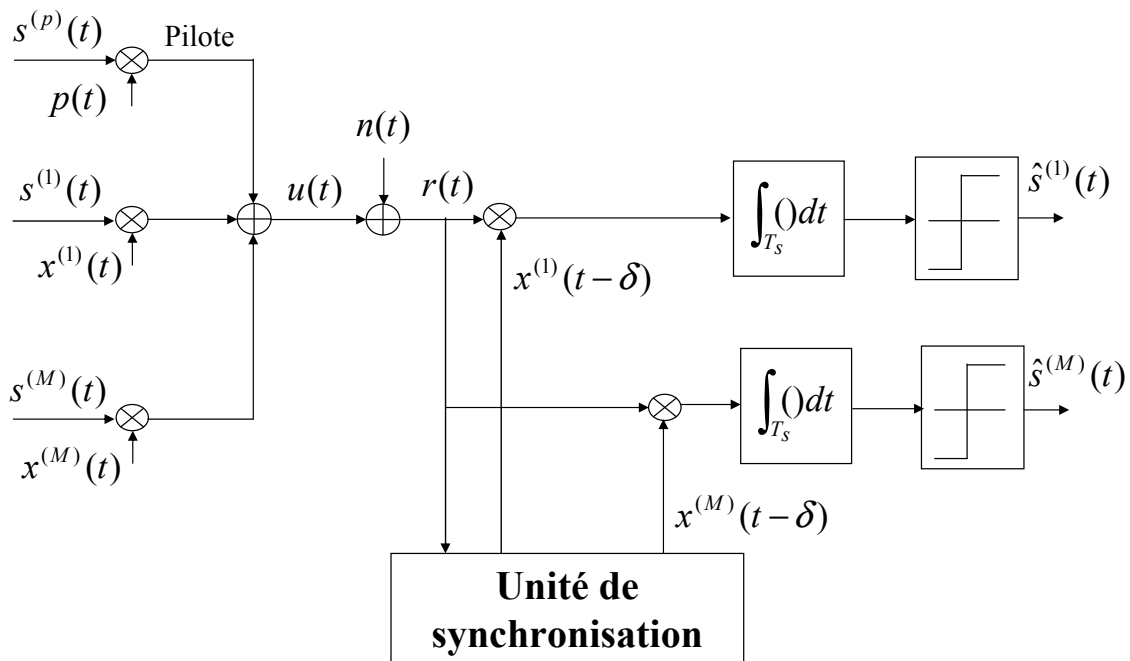


FIG. 2.12 – Systeme DS-CDMA basé sur le chaos avec unité de synchronisation

### 2.4.1 Synchronisation par signal pilote pour le système DS-CDMA synchrone par séquences chaotiques

La figure 2.12 montre le système DS-CDMA basé sur le chaos avec l'unité de synchronisation étudié par [JUSB07]. Dans la figure 2.12,  $x^{(n)}(t)$  représente la séquence chaotique d'étalement de l'utilisateur  $n$ . Les échantillons des séquences chaotiques sont générés par un générateur chaotique à chaque temps chip  $T_c$ . Le symbole binaire  $s^{(n)}(t)$  de période symbole  $T_s$  est multiplié par la séquence chaotique. Le signal résultant étalé est additionné aux autres signaux des autres utilisateurs synchrones et au signal pilote. Le signal pilote est le produit d'un signal  $s^{(p)}(t)$  et

d'un code binaire périodique  $p(t)$ . Dans le système de [JUSB07]  $s^{(p)}(t) = 1$ . Alors le signal pilote périodique (SPP) n'est autre que le code binaire  $p(t)$ . Le choix d'un SPP binaire est réalisé de manière à pouvoir bénéficier des systèmes de synchronisation étudiés en DS-CDMA classique. Les générateurs chaotiques et le générateur du code binaire sont synchrones (cadencées par la même horloge) cela revient à dire que les échantillons du code binaire  $p(t)$  sont générés au même temps chip  $T_c$  que les échantillons chaotiques. La figure 2.13 représente la structure de la trame émise. En supposant que les récepteurs connaissent les conditions initiales des générateurs chaotiques, l'unité de synchronisation utilise alors le signal reçu  $r(t)$  pour synchroniser les codes chaotiques des récepteurs aux codes d'étalement reçus. Ces séquences chaotiques sont utilisées ensuite pour le processus de désétalement du signal transmis. L'unité de synchronisation de la figure 2.12 est composée de deux unités interconnectées. La première unité est l'unité d'acquisition présentée dans la partie 2.3.1 et la deuxième unité nommée unité de poursuite présentée dans la partie 2.3.2. Comme le signal pilote et les codes chaotiques d'étalement des utilisateurs synchrones sont générés par la même horloge à chaque temps chip  $T_c$ , alors un "drift" entre les deux horloges de l'émetteur et du récepteur est corrigé grâce à l'unité de synchronisation qui utilise le signal SPP pour établir et maintenir la synchronisation. Une fois la synchronisation obtenue, les codes chaotiques générés dans le récepteur sont synchronisés avec les codes chaotiques reçus, le récepteur passera donc à la phase de désétalement pour récupérer les symboles émis. Ce système possède une unité de synchronisation robuste au bruit. Ce système n'est opérationnel que pour les systèmes multi-utilisateurs DCS-CDMA synchrones.

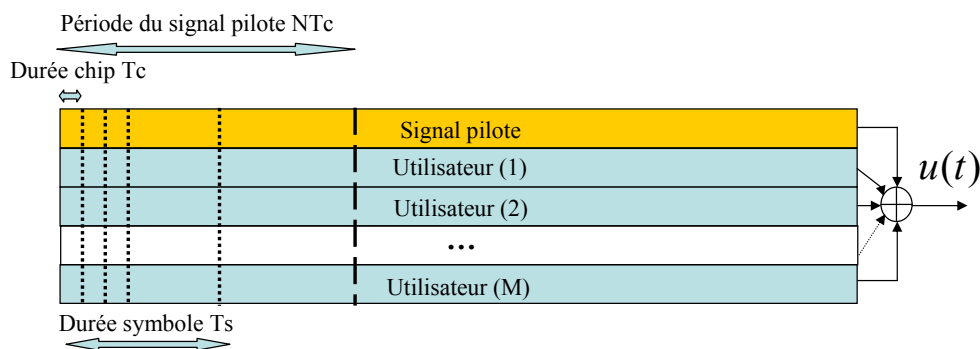


FIG. 2.13 – Trame du signal émis



## 2.4.2 Amélioration de la performance de synchronisation par signal pilote pour le système DS-CDMA synchrone par séquences chaotiques

Dans cette partie nous allons proposer une amélioration des performances de synchronisation des systèmes DCS-CDMA synchrones présentée par Jovic et al [JUSB07]. Dans le système de Jovic [JUSB07] le signal pilote aide à la synchronisation d'une part, mais il est une source de bruit supplémentaire pour les signaux étalés des autres utilisateurs. De plus, les signaux étalés sont une source de bruit pour le signal pilote et peuvent dégrader la performance de synchronisation dans le cas d'un grand nombre d'utilisateurs. Pour palier à cet inconvénient, nous avons proposé une méthode alternative de synchronisation. Toujours en mode synchrone, l'idée de cette méthode est de séparer le signal pilote des signaux étalés en utilisant la modulation MAQ (Modulation d'Amplitude en Quadrature analogique) [KCRFP07b]. Dans notre étude, nous nous concentrons sur la première phase de synchronisation (la phase d'acquisition). Pour leurs bonnes propriétés de corrélations, les séquences de Gold sont utilisées comme signaux pilotes pour réaliser la synchronisation. Le canal de transmission est de type BBAG.

### 2.4.2.1 Structure de l'émetteur

Pour l'étalement des symboles, le polynôme de Chebychev d'ordre 2 est choisi dans le but de générer les séquences chaotiques :

$$x_k = 1 - 2x_{k-1}^2 \quad (2.23)$$

Le choix de cette fonction est motivé par sa simplicité pour la génération des séquences chaotiques. Dans la figure 2.14 (a) les  $M$  utilisateurs émettent leurs signaux à la même puissance  $P$ . Les symboles  $s_i^{(n)} = \pm 1$  de période  $T_s$  de chaque utilisateur sont étalés par une séquence chaotique  $x^{(n)}(t)$ . Les séquences chaotiques de tous les utilisateurs sont générées par la même récurrence donnée par l'équation (2.23) avec des conditions initiales différentes. Un nouvel échantillon de chaos est généré à chaque temps chip  $T_c$ . Les séquences chaotiques sont normalisées de façon à avoir leur moyenne nulle et leur variance égale à un i.e,  $E[x_k] = 0$  et  $E[x_k^2] = 1$ . Un même code de Gold  $p(t)$  de période  $T = NT_c$  est associé à tous les utilisateurs. Les échantillons du code de Gold et des séquences chaotiques sont générés d'une façon synchrone au même temps chip

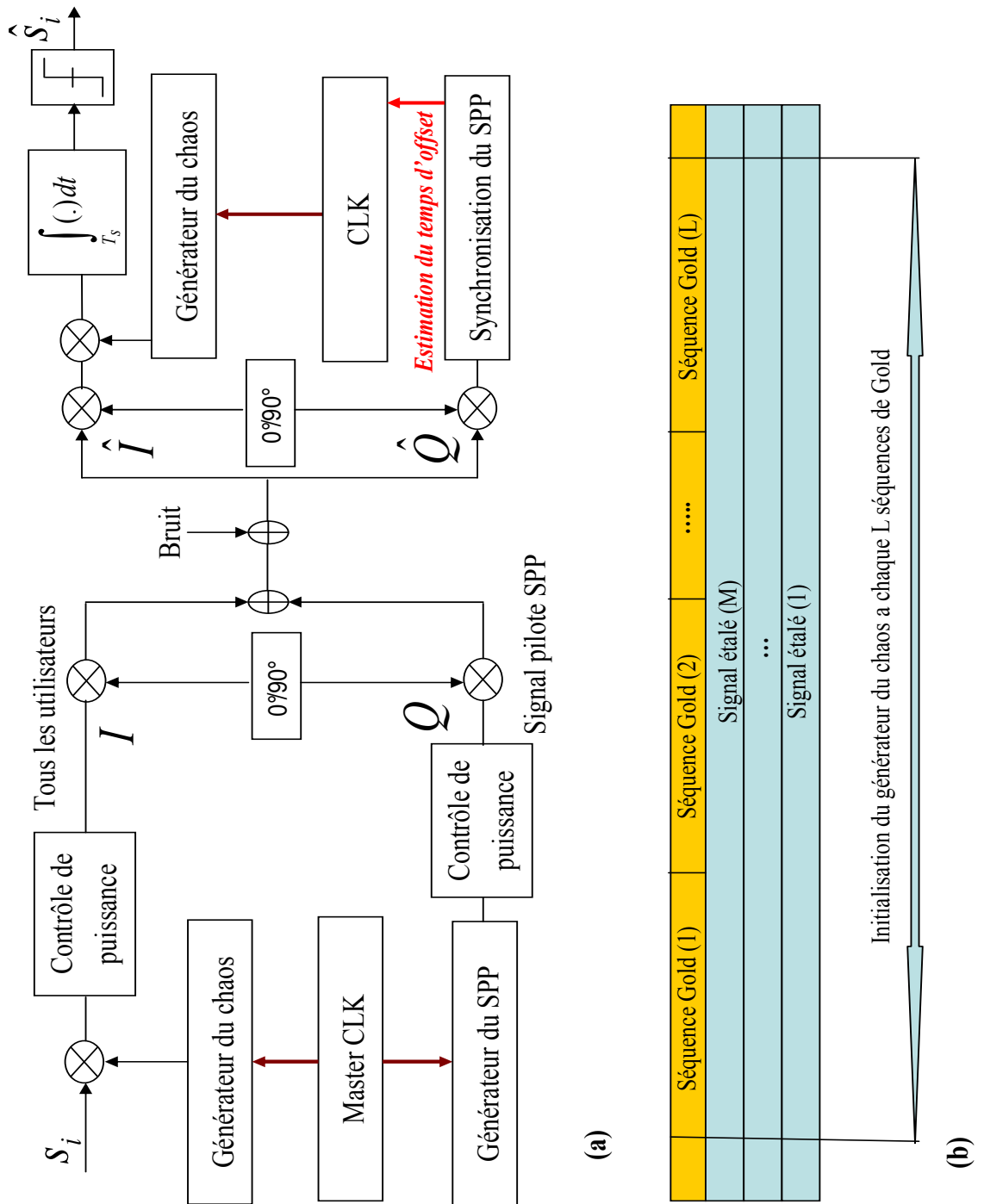


FIG. 2.14 – Système de communication avec l'unité de synchronisation

$T_c$ . Le signal pilote et les signaux étalés sont modulés par une modulation MAQ. Les signaux étalés sont en phase  $I$  et le signal pilote est en quadrature  $Q$ . Ces deux composantes  $I$  et  $Q$  sont modulées et émises à travers un canal BBAG. Comme le montre la figure 2.14 (b) les générateurs chaotiques sont initialisés à chaque temps  $LT$  ( $L$  entier) afin que le récepteur puisse connaître le début et la fin de chaque trame chaotique. En plus, la puissance du signal pilote est inférieure à celle des signaux étalés pour optimiser la perte de puissance due au SPP. Le signal émis  $u(t)$  est :

$$u(t) = d(t) \cos(2\pi f_0 t) - p(t) \sin(2\pi f_0 t) \quad (2.24)$$

$$d(t) = \sqrt{P} \sum_{n=1}^M \sum_i \sum_{k=0}^{\beta-1} s_i^{(n)} x_{i\beta+k}^{(n)} g(t - (i\beta + k)T_c)$$

$$p(t) = \sqrt{P_p} \sum_{\lambda} \sum_{l=0}^{N-1} p_l g(t - (\lambda N + l)T_c)$$

où  $x_{i\beta+k}^{(n)}$  sont les échantillons du chaos correspondant au symbole  $s_i^{(n)} = \pm 1$  de l'utilisateur  $n$ .  $g(t)$  est le filtre de mise en forme rectangulaire d'amplitude unité sur  $[0 T_c]$  et  $P$  est la puissance du signal étalé et  $P_p$  celle du SPP. Le paramètre  $\beta$  est égal au nombre des échantillons chaotiques pour la durée de symbole  $\beta = T_s/T_c$ .

#### 2.4.2.2 Structure du récepteur

Comme on s'intéresse au processus de synchronisation, la démodulation MAQ ne sera pas détaillée dans ce chapitre. Le signal reçu sur la composante en quadrature est :

$$r(t) = p(t - \tau) + n_Q(t) \quad (2.25)$$

où  $n_Q(t)$  est le bruit blanc additif Gaussien de la composante  $Q$ , et  $\tau$  représente le délai total du signal reçu venant du canal de propagation. Ce délai est le même pour tous les utilisateurs car on est en mode synchrone. Puisque le SPP et les séquences chaotiques sont générés de façon synchrone, un décalage entre les horloges de l'émetteur et du récepteur est corrigé grâce à la

synchronisation du récepteur sur le signal SPP reçu. Les séquences chaotiques sont aidées par l'acquisition du SPP. Cette méthode est appelée synchronisation par signal pilote.

### 2.4.2.3 Expression analytique de la probabilité de fausse alarme et de la probabilité de détection

Dans cette partie, l'expression analytique de la probabilité de détection et de fausse alarme sont évaluées. Le filtre passe bas est considéré parfait et de bande égale à la bande du signal  $s(t)$ . Le canal utilisé est de type BBAG. Notre récepteur estime correctement la composante  $Q(t)$  en considérant que le démodulateur  $IQ$ . Le signal SPP ne véhicule pas d'informations, alors une structure d'acquisition classique est appliquée et présentée sur la figure 2.15. En sortie de l'intégrateur on a :

$$\begin{aligned}
 D &= z + \alpha \\
 z &= \int_{NT_c} p(t - \tau)p(t - \delta)dt \\
 z &= R_p(\tau - \delta) \\
 \alpha &= \int_{NT_c} n_Q(t)p(t - \delta)
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

$z$  est le terme d'intérêt pour l'acquisition et  $\alpha$  est un bruit Gaussien de moyenne nulle. Le bruit  $n_Q(t)$  et le SPP étant indépendants, alors la variance est exprimée par :

$$\sigma_\alpha^2 = \frac{1}{2}N_0P_pNT_c \tag{2.27}$$

avec  $\sigma_p^2 = 1$ .

Finalement on a :

$$E[D] = R_p(\tau - \delta) \tag{2.28}$$

$$\sigma_D^2 = \frac{1}{2}N_0P_pNT_c \tag{2.29}$$

La probabilité de détection  $P_d$  du système est donnée par  $Pr(D^{(m)} \geq \theta)$  quand  $\delta = \tau$ .

La  $P_d$  de ce système est :

$$P_d = Q\left(\frac{\theta - R_p(\tau - \delta)}{\sigma_D}\right) \quad (2.30)$$

où  $Q(x) = \int_x^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{\left(\frac{-u^2}{2}\right)} du$

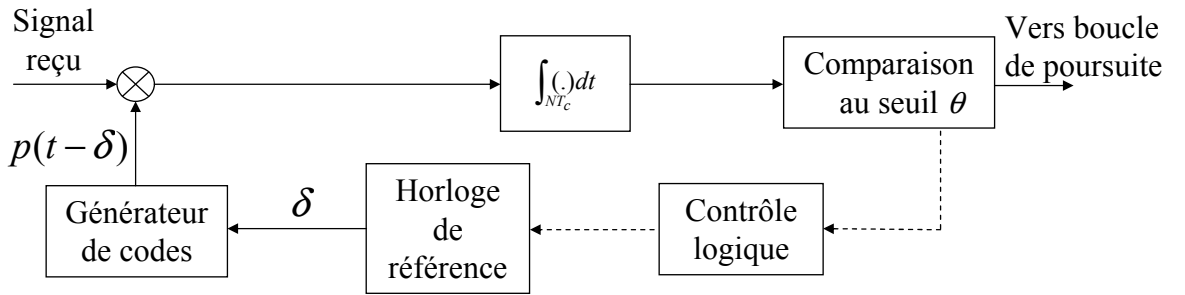


FIG. 2.15 – L'aquisition

En se référant aux propriétés des codes de Gold [Pro01], l'intégrale  $\int_{NT_c} p(t - \tau)p(t - \delta)dt$  peut prendre trois valeurs  $\mu_1, \mu_2, \mu_3$ . Une probabilité d'apparition  $\xi$  est associée à chacune de ces valeurs,  $\xi \in \{\xi_1, \xi_2, \xi_3\}$ .

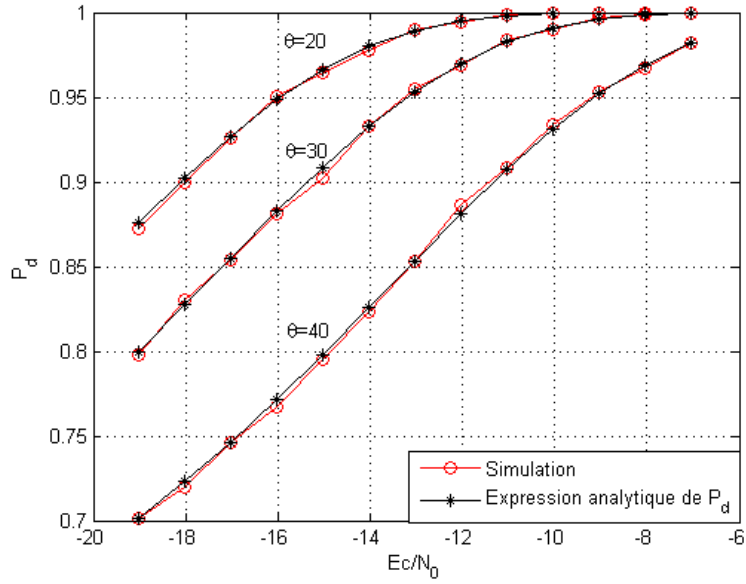
La probabilité de fausse alarme  $P_{fa}$  du système (pour un offset  $\delta_0$  donné) est donnée par  $Pr(D^{(m)} \geq \theta)$  quand  $T_c < |\tau^{(m)} - \delta_0| < (N - 1)T_c$ .

La variable d'intérêt est égale à l'une des trois valeurs  $\mu_1, \mu_2, \mu_3$ .

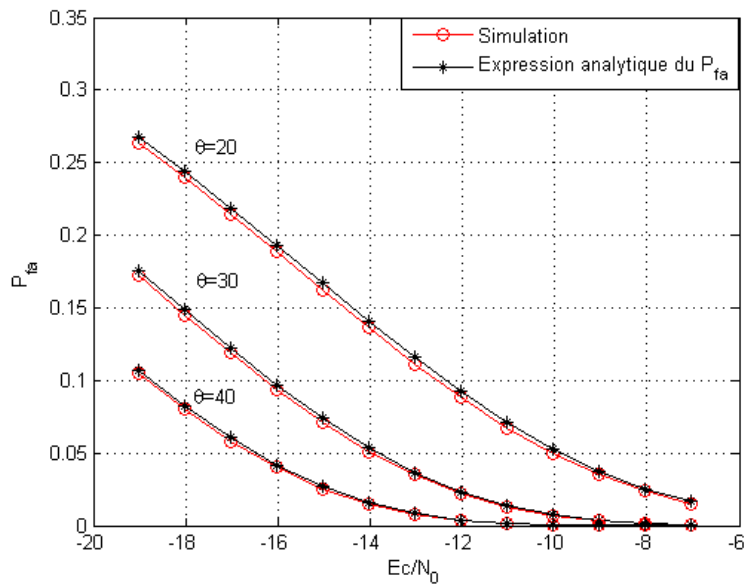
$$P_{fa} = \sum_{j=1}^3 \xi_j \Pr(\alpha + \mu_j \geq \theta)$$

La  $P_{fa}$  de ce système est :

$$P_{fa} = \sum_{j=1}^3 \xi_j Q\left(\frac{\theta - \mu_j}{\sigma_D}\right) \quad (2.31)$$



(a)



(b)

FIG. 2.16 – (a) Expression analytique et simulation de  $P_d$ ; (b) Expression analytique et simulation de  $P_{fa}$

#### 2.4.2.4 Simulations et conclusion

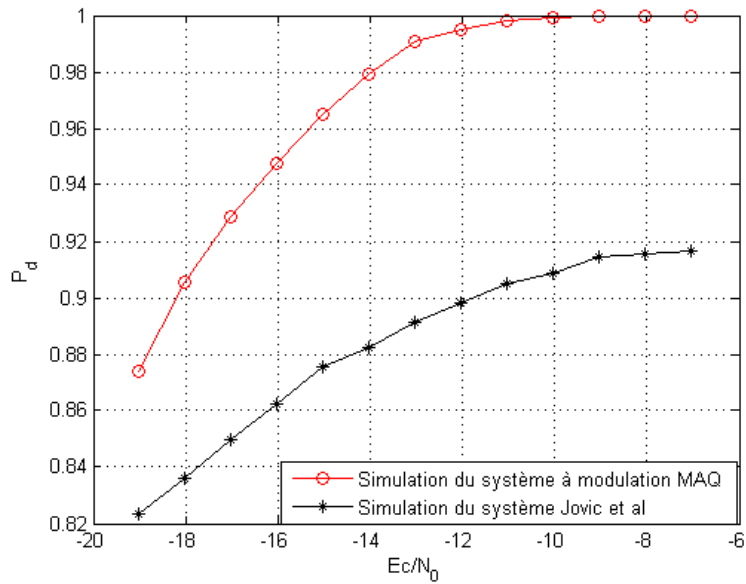
Dans toutes les simulations de ce chapitre, les performances d'acquisition sont tracées par rapport au rapport énergie d'un chip sur bruit  $E_c/N_0$  tel que :

$$\frac{E_c}{N_0} = 10 \log_{10} \left( \frac{PT_c}{N_0} \right) \quad (2.32)$$

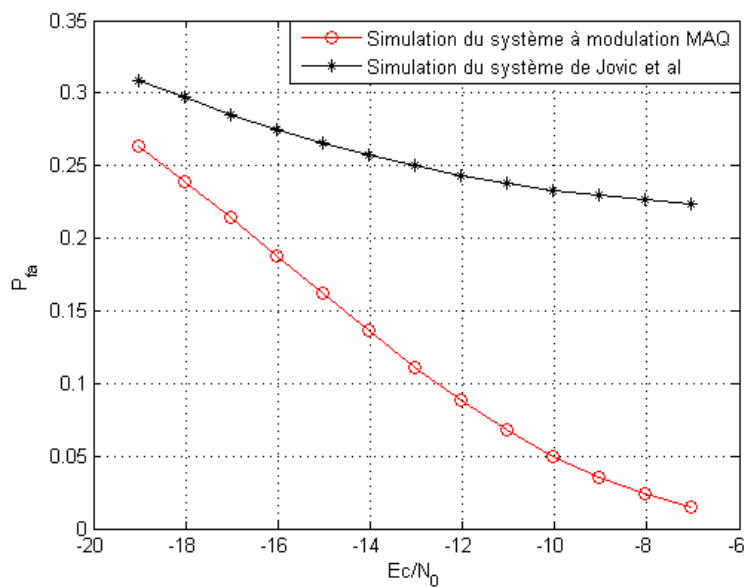
où  $P$  est la puissance du signal émis,  $T_c$  le temps chip, et  $N_0/2$  est la densité spectrale du bruit.

Nous nous intéressons aux performances d'acquisition de ce système, alors nous considérons que le désétalement du spectre est correctement accompli après la phase d'acquisition. Les paramètres de notre simulation sont tels que : Le facteur d'étalement  $\beta = 16$ , chaque trame du signal émis contient  $L = 10000$  séquences du SPP avec  $P_p/P = 0.2$ . Augmenter la performance d'acquisition de notre système revient en premier lieu à augmenter la puissance  $P_p$  du SPP, mais cela amène à une puissance de transmission accrue, alors la puissance choisie dans notre simulation donne un bon compromis entre performance d'acquisition et optimisation de puissance. Premièrement nous allons comparer les expressions théoriques du  $P_d$  et du  $P_{fa}$  données par (2.30) et (2.31) aux simulations pour un seuil choisi. Le temps d'intégration  $N = 127T_c$  est choisi égal à la période du SPP. Dans la figure 2.16(a) et la figure 2.16(b) nous montrons les probabilités données par les équations (2.30) et (2.31) pour différents seuils  $\theta = 20$ ,  $\theta = 30$ ,  $\theta = 40$ . Il apparaît clairement que les simulations correspondent bien aux expressions théoriques du  $P_d$  et  $P_{fa}$ . Dans la figure 2.17(a) et la figure 2.17(b) on compare par simulation les performances de notre système et du système [JUSB07] en termes de probabilité de détection et de probabilité de fausse alarme pour  $M = 5$  utilisateurs pour la même puissance du SPP des deux systèmes  $P_p = 0.2$  et pour  $\theta = 20$ . Bien évidemment le système [JUSB07] est moins performant que celui proposé, en raison du bruit supplémentaire venant des signaux étalés. La dégradation est proportionnelle au nombre d'utilisateurs, elle est plus importante lorsque le nombre d'utilisateurs est élevé.

Dans la figure 2.18 on trace la probabilité de fausse alarme de notre système pour une probabilité de détection fixe. Le seuil est calculé à partir de l'expression (2.30) pour un  $P_d$  donné.



(a)



(b)

FIG. 2.17 – (a)  $P_d$  du système de Jovic et al [JUSB07] et de notre système; (b)  $P_{fa}$  du système de Jovic et al [JUSB07] et de notre système



Dans cette partie du chapitre une modification de la structure du système DCS-CDMA présenté dans [JUSB07] a été évaluée. Cette nouvelle approche basée sur la modulation MAQ améliore la performance de synchronisation du système en cas synchrone en éliminant le bruit supplémentaire venant des signaux étalés. Bien évidemment les figures 2.17(a) et 2.17(b) montrent bien que notre système surpasse le système [JUSB07] très largement. Mais le prix à payer dans cette méthode est l'utilisation d'un canal dédié pour la synchronisation. Comme cette approche n'est opérationnelle que pour les systèmes de transmission synchrone, alors la prochaine section sera consacrée à l'étude d'une nouvelle structure de transmission adaptée aux systèmes DCS-CDMA asynchrones.

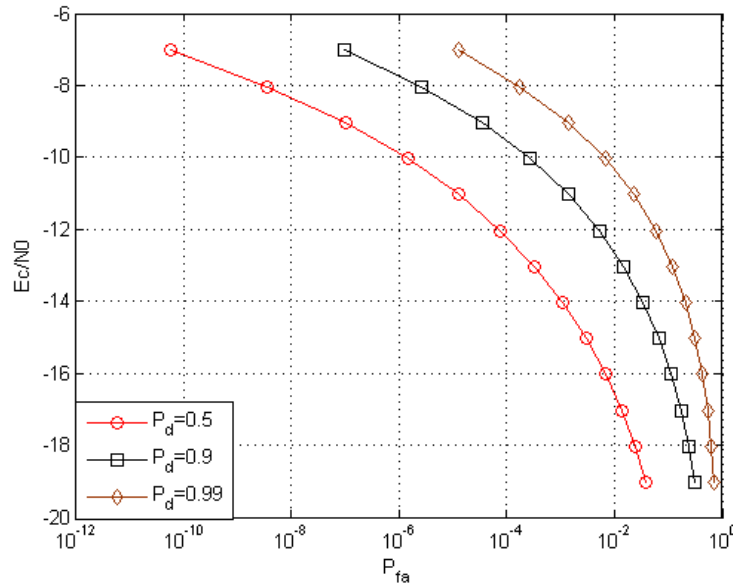


FIG. 2.18 – Probabilité de fausse alarme pour une probabilité de détection fixe

### 2.4.3 Synchronisation par signaux pilotes pour les systèmes DS-CDMA asynchrones par séquences chaotiques

Comme il a été dit dans la section précédente, le système utilisé en [JUSB07], est opérationnel pour le cas de transmission en mode multi-utilisateur synchrone uniquement. Dans cette section nous allons présenter une amélioration pour permettre la synchronisation du système DCS-CDMA à pilote additif du système (SSPA) dans le cas d'une transmission multi-utilisateurs

asynchrone [KRCFP08]. Comme dans le cas du système précédent, nous allons nous focaliser sur la première phase d'acquisition selon la structure de la figure 2.15 car la phase de poursuite a été abordée dans [JUSB07]. Ce processus de synchronisation est réalisé à travers un code binaire utilisé comme signal pilote. Les avantages de l'utilisation d'un code binaire pour la synchronisation ont été décrits dans la section 2.4.1. Le choix des codes de Gold s'explique par les bonnes propriétés de corrélations qui les caractérisent, ces codes sont donc de bons candidats pour de telles applications [Pro01]. La performance du système est étudiée et évaluée en termes de probabilité de fausse alarme et de probabilité de détection. Le canal de transmission est de type BBAG. Les séquences de Gold sont utilisées comme des SPP pour la synchronisation. Le polynôme de Chebychev est employé comme un générateur de séquences chaotiques .

### 2.4.3.1 Structure de l'émetteur du système

Dans la figure 2.19 (a) les  $M$  utilisateurs asynchrones émettent leur signaux à la même puissance  $P$ . Les symboles  $s_i^{(n)} = \pm 1$  de période  $T_s$  de chaque utilisateur sont étalés par une séquence chaotique  $x^{(n)}(t)$ . Les séquences chaotiques de tous les utilisateurs sont générées par la même récurrence donnée par l'équation (2.23) avec des conditions initiales différentes. Un nouvel échantillon de chaos est généré à chaque temps chip  $T_c$  . Les séquences chaotiques sont normalisées de façon à avoir leurs moyennes nulles et leurs variances égales à un i.e,  $E[x_k] = 0$  et  $E[x_k^2] = 1$ . Comme le montre la figure 2.19 (b) un code de Gold  $p^{(n)}(t)$  de période  $T = NT_c$  est associé à chaque utilisateur. Pour un utilisateur  $m$  donné, les échantillons du code de Gold et de la séquence chaotique sont générés d'une façon synchrone au même temps chip  $T_c$ . Le générateur chaotique est initialisé à chaque intervalle de temps  $LT$  ( $L$  entier) pour que le récepteur puisse connaître le début et la fin de chaque trame. De plus, la puissance du signal pilot est inférieure à celle du signal étalé pour permettre la synchronisation d'une part, et d'autre part pour ne pas dégrader le taux d'erreur binaire. Le signal émis par l'utilisateur  $m$  est :

$$u^{(m)}(t) = d^{(m)}(t) + p^{(m)}(t) \quad (2.33)$$

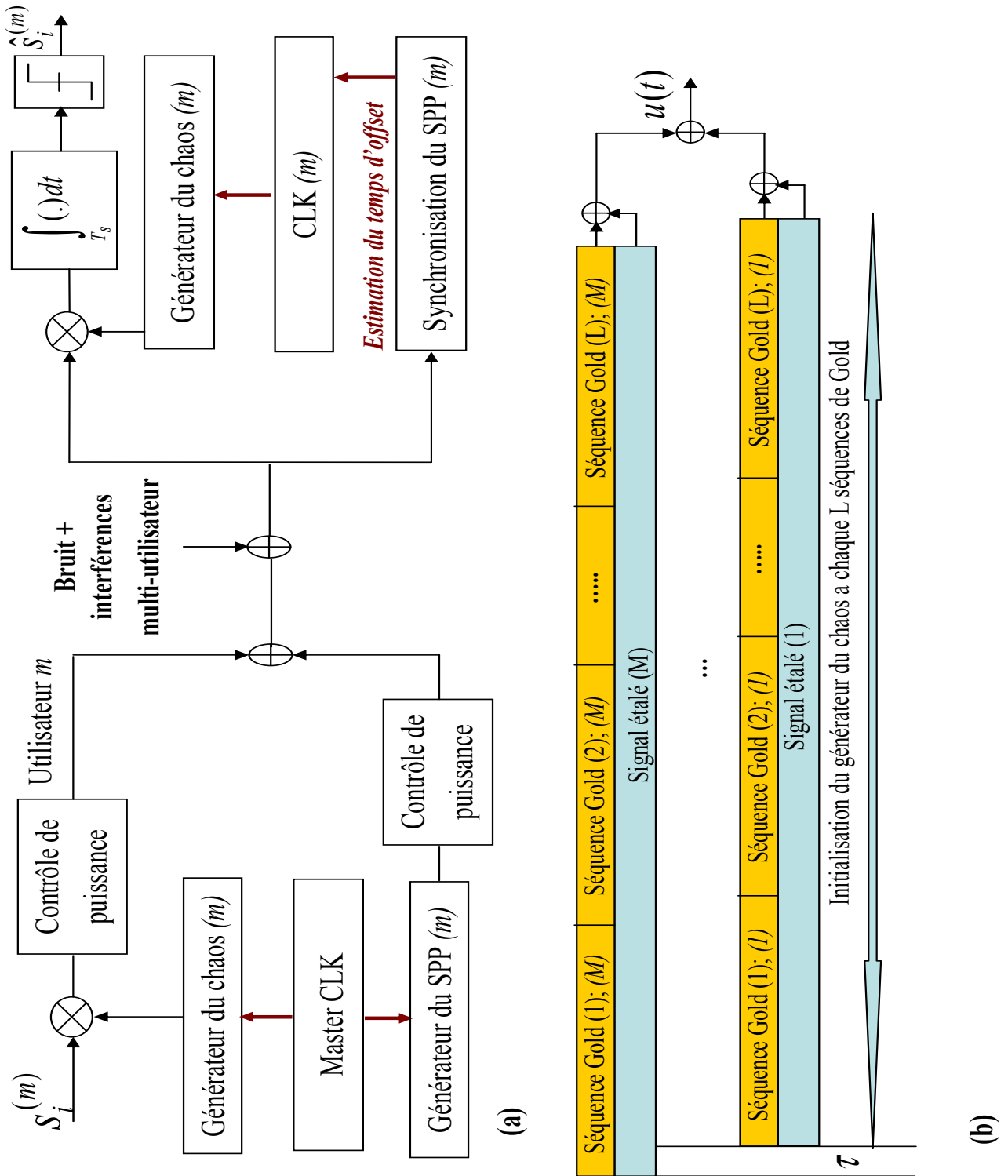


FIG. 2.19 – Système DCS-CDMA proposé avec son unité de synchronisation

$$d^{(m)}(t) = \sqrt{P} \sum_i \sum_{k=0}^{\beta-1} s_i^{(m)} x_{i\beta+k}^{(m)} g(t - (i\beta + k)T_c)$$

$$p^{(m)}(t) = \sqrt{P_p} \sum_{\lambda} \sum_{l=0}^{N-1} p_l^{(m)} g(t - (\lambda N + l)T_c)$$

où  $x_{i\beta+k}^{(m)}$  sont les échantillons du chaos correspondant au symbole  $s_i^{(m)} = \pm 1$  de l'utilisateur  $m$ .  $g(t)$  est le filtre de mise en forme rectangulaire d'amplitude unité sur  $[0 T_c]$ ,  $P$  et  $P_p$  sont les puissances du signal étalé et du SPP. Le paramètre  $\beta$  est égal au nombre des échantillons chaotiques pour la durée de symbole  $\beta = T_s/T_c$ . Les  $p_l^{(m)}$  ( $l = 0$  à  $N - 1$ ) sont les  $N$  chips de la séquence de Gold associée à l'utilisateur ( $m$ ).

### 2.4.3.2 Structure du récepteur

Dans le but de démoduler les symboles émis, une copie de la séquence chaotique est générée localement dans le récepteur. Pour que la génération de la séquence chaotique soit réalisée correctement dans le récepteur, il faut que le récepteur connaisse la condition initiale correspondante. On peut imaginer le scénario suivant. La condition initiale est enregistrée au niveau de l'émetteur avec une certaine clef donnée. Cette clef peut être transmise à chaque intervalle de temps  $LT$  par le code SPP de l'utilisateur  $m$  à son propre récepteur. On peut imaginer que la clef est étalée par le code SPP avec un facteur d'étalement largement supérieur à celui du facteur d'étalement des données pour assurer une transmission de la clef pratiquement sans erreur. Le signal reçu est :

$$r(t) = \sum_{n=1}^M u^{(n)}(t - \tau^{(n)}) + n(t) \quad (2.34)$$

où  $\tau^{(n)}$  représente le délai associé à l'utilisateur  $n$ , et  $n(t)$  est le bruit additif blanc Gaussien de densité spectrale de puissance égale à  $N_0/2$ .

La synchronisation des séquences chaotiques est réalisée à l'aide de la phase d'acquisition du SPP additif. Cette technique peut alors être appelée "Synchronisation par Sequence Pilote Additive (SSPA)".

### 2.4.3.3 Expression analytique de la probabilité de fausse alarme et de la probabilité de détection

Dans cette partie, l'expression analytique de la probabilité de détection et de fausse alarme sont évaluées. Les mêmes conditions sur les filtres du système d'acquisition, et sur le canal de transmission de la section 2.4.2.3 sont considérées. Le circuit d'acquisition de la figure 2.15 est employé. Comme l'acquisition est faite sur le code SPP, le signal reçu de l'équation (2.34) est multiplié par le code SPP local. Le signal résultant de l'utilisateur  $m$  est donné par :

$$D^{(m)} = z^{(m)} + \alpha^{(m)} + \gamma^{(m)} + \psi^{(m)} \quad (2.35)$$

La variable d'intérêt  $z^{(m)}$  pour le processus d'acquisition est :

$$z^{(m)} = \int_{NT_c} p^{(m)}(t - \tau^{(m)})p^{(m)}(t - \delta)dt$$

$$z^{(m)} = R_p^{(m)}(\tau^{(m)} - \delta)$$

où  $R_p^{(m)}(\tau^{(m)} - \delta)$  est l'autocorrélation du code SPP.

L'expression du bruit additif Gaussien après corrélation par le code SPP de l'utilisateur  $m$  est :

$$\alpha^{(m)} = \int_{NT_c} n(t)p^{(m)}(t - \delta)dt$$

L'expression du bruit d'interférence des signaux chaotiques des  $M$  utilisateurs après corrélations par le code SPP de l'utilisateur  $m$  est :

$$\gamma^{(m)} = \int_{NT_c} \sum_{n=1}^M d^{(n)}(t - \tau^{(n)})p^{(m)}(t - \delta)dt$$

L'expression du bruit d'interférence des codes SPP des  $M - 1$  utilisateurs après corrélations par le code SPP de l'utilisateur  $m$  est :

$$\psi^{(m)} = \int_{NT_c} \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq m}}^M p^{(n)}(t - \tau^{(n)})p^{(m)}(t - \delta)$$

où  $p^{(m)}(t - \delta)$  est le SPP local généré par le récepteur pour l'utilisateur  $m$ ,  $\delta$  est un délai arbitraire, et  $NT_c$  est le temps d'intégration.

Le terme  $\alpha^{(m)}$  est un bruit Gaussien de moyenne nulle. Comme les échantillons du SPP et du bruit sont indépendants alors la variance de  $\alpha^{(m)}$  est :

$$\sigma_{\alpha^{(m)}}^2 = \frac{1}{2}N_0P_pNT_c \quad \text{avec} \quad \sigma_{p^{(m)}}^2 = 1 \quad (2.36)$$

La variance d'interférence  $\gamma^{(m)}$  est :

$$\sigma_{\gamma^{(m)}}^2 = E \left[ \left( \int_{NT_c} \sum_{n=1}^M d^{(n)}(t - \tau^{(n)}) p^{(m)}(t - \delta) dt \right)^2 \right]$$

$$\sigma_{\gamma^{(m)}}^2 = P_p M N T_c^2 \quad (2.37)$$

L'expression (2.37) est approchée car les séquences chaotiques des différents utilisateurs sont décorréliées de moyennes nulles et les échantillons d'une même séquence chaotique sont faiblement corrélés [TLTL04]. D'après le théorème de la limite centrale le terme  $\gamma^{(m)}$  est Gaussien.

En se referant aux propriétés des séquences de Gold [Pro01], l'intégrale

$\eta = \int_{NT_c} p^{(n)}(t - \tau^{(n)}) p^{(m)}(t - \delta) dt$  peut prendre trois valeurs  $\mu_1, \mu_2, \mu_3$ . Une probabilité d'appartenance est associée à chacune de ces trois valeurs de moyenne pour un délai donné  $\xi \in \{\xi_1, \xi_2, \xi_3\}$ . La valeur moyenne et la variance sont données par :

$$E[\eta] = \sum_{i=1}^3 \mu_i \xi_i \quad (2.38)$$

$$\sigma_{\eta}^2 = E[\eta^2] - E[\eta]^2$$

$$\sigma_{\eta}^2 = P_p N T_c^2 - E[\eta]^2 \quad (2.39)$$

Pour  $M - 1$  utilisateurs interférant et indépendants, la valeur moyenne est :

$$E[\psi^{(m)}] = (M - 1)E[\eta] \quad (2.40)$$

La variance des M-1 utilisateurs indépendants est donnée par :

$$\sigma_{\psi^{(m)}}^2 = (M - 1)\sigma_{\eta}^2 \quad (2.41)$$

Grâce au théorème de la limite centrale,  $\psi^{(m)}$  suit une distribution Gaussienne. En conclusion, le bruit d'interférence qui affecte la variable d'intérêt  $z^{(m)}$  à chaque durée  $NT_c$  est un bruit Gaussien de moyenne  $E[\psi^{(m)}]$  et de variance égale à la somme des trois variances de bruit  $(\sigma_{\alpha^{(m)}}^2 + \sigma_{\gamma^{(m)}}^2 + \sigma_{\psi^{(m)}}^2)$ .

Finalement on a :

$$E[D^{(m)}] = R^{(m)}(\tau^{(m)} - \delta) + E[\psi^{(m)}] \quad (2.42)$$

$$\sigma_{D^{(m)}}^2 = \sigma_{\alpha^{(m)}}^2 + \sigma_{\gamma^{(m)}}^2 + \sigma_{\psi^{(m)}}^2 \quad (2.43)$$

Les probabilités de détection et de fausse alarme seront calculées de la même manière que dans le paragraphe précédent.

La  $P_d$  pour l'utilisateur  $m$  est donnée par  $Pr(D^{(m)} \geq \theta)$  quand  $\delta = \tau$ . La variable d'intérêt  $z^{(m)} = R_p^{(m)}(0)$ .

La  $P_d$  de ce système est :

$$P_d = Q\left(\frac{\theta - R_p^{(m)}(0) - E[\psi^{(m)}]}{\sigma_{D^{(m)}}}\right) \quad (2.44)$$

où  $Q(x) = \int_x^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{\left(\frac{-u^2}{2}\right)}$

La  $P_{fa}$  pour l'utilisateur  $m$  et pour  $\delta_0$  est donnée par  $Pr(D^{(m)} \geq \theta)$  quand  $T_c < |\tau^{(m)} - \delta_0| < (N - 1)T_c$ , avec la variable d'intérêt  $z^m = \mu_j$ .

$$P_{fa} = Pr(D^{(m)} \geq \theta)$$

La  $P_{fa}$  de ce système est :

$$P_{fa} = \sum_{j=1}^3 \xi_j Q\left(\frac{\theta - E[\psi^{(m)}] - \mu_j}{\sigma_{D^{(m)}}}\right) \quad (2.45)$$

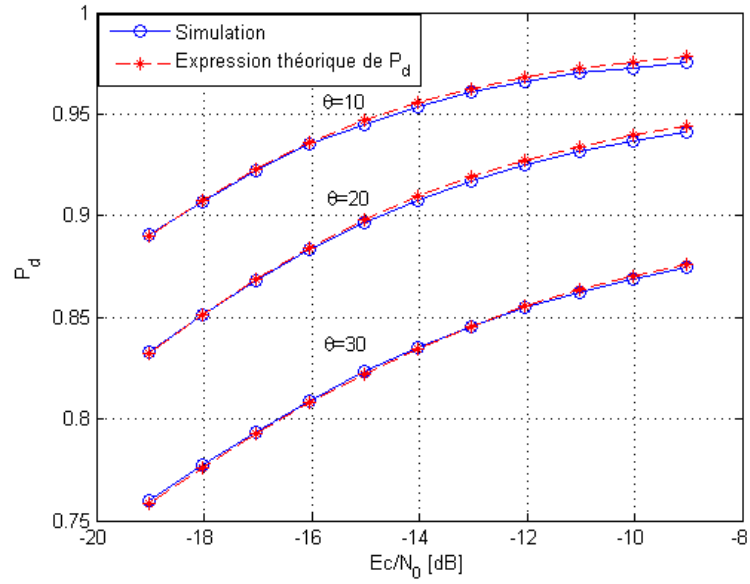
#### 2.4.3.4 Simulations et conclusion

Pour les simulations suivantes, le facteur d'étalement est  $\beta = 16$ , le nombre d'utilisateurs est fixé à  $M = 3$  et chaque trame transmise contient  $L = 256$  séquences de SPP de période  $N = 127$ . Les puissances du signal étalé et du SPP sont  $P = 1$ ,  $P_p/P = 0.2$ . Nous allons comparer l'expression théorique de l'équation 2.44 aux simulations pour un seuil fixe. En regardant la figure 2.20(a) il apparaît clairement que l'expression théorique de (2.44) est en accord avec les simulations, ce qui valide nos approximations sur les statistiques du bruit d'interférence calculées dans (2.40), (2.41). Dans la figure 2.20(b) on trace la probabilité de fausse alarme pour une probabilité de détection fixe. Le seuil  $\theta$  est déduit de l'équation (2.44) pour une valeur de probabilité de détection donnée. Bien évidemment si nous voulons augmenter la performance d'acquisition du système il faut augmenter la puissance du PPS. Mais une grande puissance de ce dernier peut dégrader la performance du système en terme de taux d'erreur binaire. C'est pour cette raison que  $P_p = 0.2$  a été choisi cette valeur est un bon compromis entre performance d'acquisition et dégradation du taux d'erreur binaire.

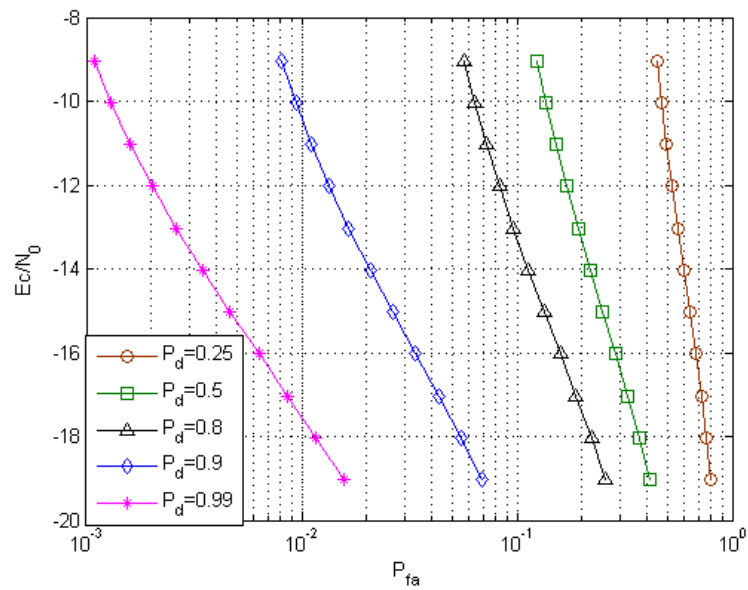
En conclusion, ce système a été conçu pour être opérationnel dans le cas d'une transmission multi-utilisateurs asynchrones. La synchronisation est réalisée par le biais du code SPP. Les codes de Gold ont été choisis pour leurs bonnes propriétés d'intercorrélacion.

Dans le but d'évaluer et de comparer la dégradation venant des codes SPP du système SSPA, nous avons tracé les courbes du TEB avec et sans SPP. Le canal de transmission est de type BBAG, la puissance du SPP est de 20% de la puissance du signal étalé. La synchronisation est supposée établie. Les TEB sont tracés pour un facteur d'étalement  $\beta$  égale à 64, et pour différents nombres d'utilisateurs ( $M = 2, 4, 8, 16$ ). A partir de la figure 2.21, nous pouvons observer que le SPP dégrade la performance du système en terme du TEB. Cette dégradation entre les deux systèmes est approximativement entre  $0.5 - 1dB$  pour  $M = 2$  et  $1 - 8dB$  pour  $M = 16$ . Cette dégradation est liée au fait que les signaux SPP sont comme un bruit additif supplémentaire pour le signal étalé. Pour résoudre ce problème, nous allons proposer une autre structure de système de transmission conçue pour palier l'inconvénient du bruit d'interférence provenant des codes SPP.





(a)



(b)

FIG. 2.20 – (a) Comparaison entre expression théorique du  $P_d$  et simulations; (b) Probabilité de fausse alarme pour une  $P_d$  fixe

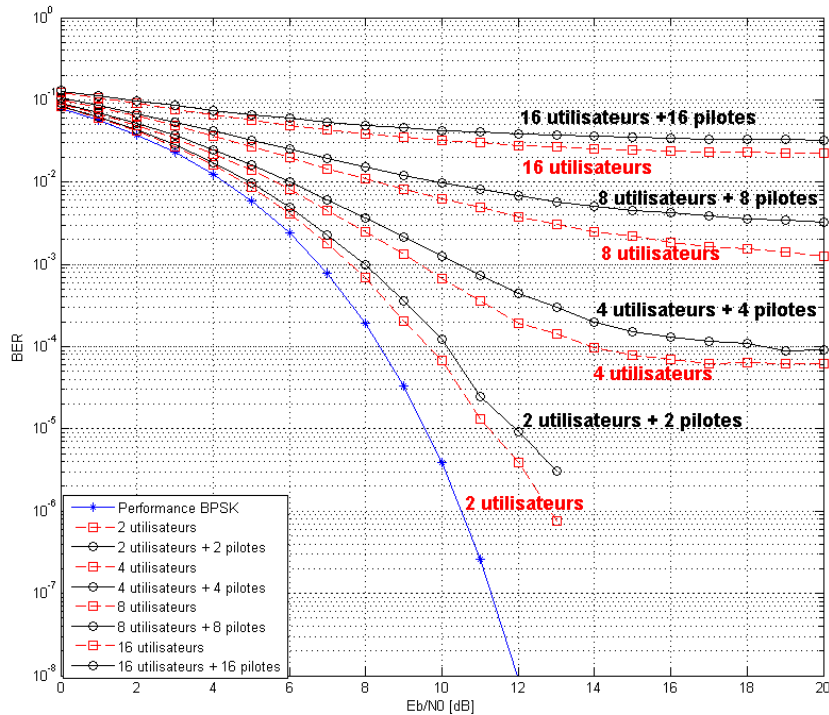


FIG. 2.21 – Performance du système DCS-CDMA avec et sans SPP

#### 2.4.4 Synchronisation des séquences chaotiques par multiplication des séquences pilotes

Les systèmes de synchronisation présentés dans 2.4.1 et 2.4.3 utilisent des séquences pilotes binaires ajoutées aux signaux étalés pour obtenir et maintenir la synchronisation. Dans le système [JUSB07] un code binaire périodique est généré et ajouté à tous les signaux étalés des utilisateurs synchrones. Ce système a constitué alors notre système de départ. La méthode SSPA présentée dans la section 2.4.3 est une amélioration du système [JUSB07] pour permettre la synchronisation du système DCS-CDMA dans le cas asynchrone où chaque utilisateur a son propre signal pilote. La méthode SSPA souffre d'un inconvénient majeur qui est le bruit supplémentaires ajouté par les codes SPP d'une part et les signaux étalés d'autre part. Le bruit venant du code SPP dégrade la performance du système en terme de TEB d'une part, et d'autre part, le bruit venant des signaux étalés dégrade la performance du système en terme de synchronisation. Un nouveau système a été conçu pour palier l'inconvénient du bruit supplémentaire. Le SPP est toujours utilisé pour la

synchronisation mais au lieu d'être additionné aux signaux étalés comme dans le système SSPA de la section 2.4.3, il est multiplié dans ce système par le signal étalé. La synchronisation du système DCS-CDMA est alors obtenue par séquence pilote multiplicatif (SSPM). Cette nouvelle méthode d'acquisition présente plusieurs avantages. Premièrement cette procédure peut être appliquée dans le cas d'une transmission synchrone ou asynchrone. Le deuxième avantage est que le SPP n'est plus un bruit pour la séquence chaotique utilisée pour l'étalement du spectre. Le troisième avantage est que la séquence chaotique est utilisée dans le processus de synchronisation dans le but d'augmenter la variable de décision dans la phase d'acquisition.

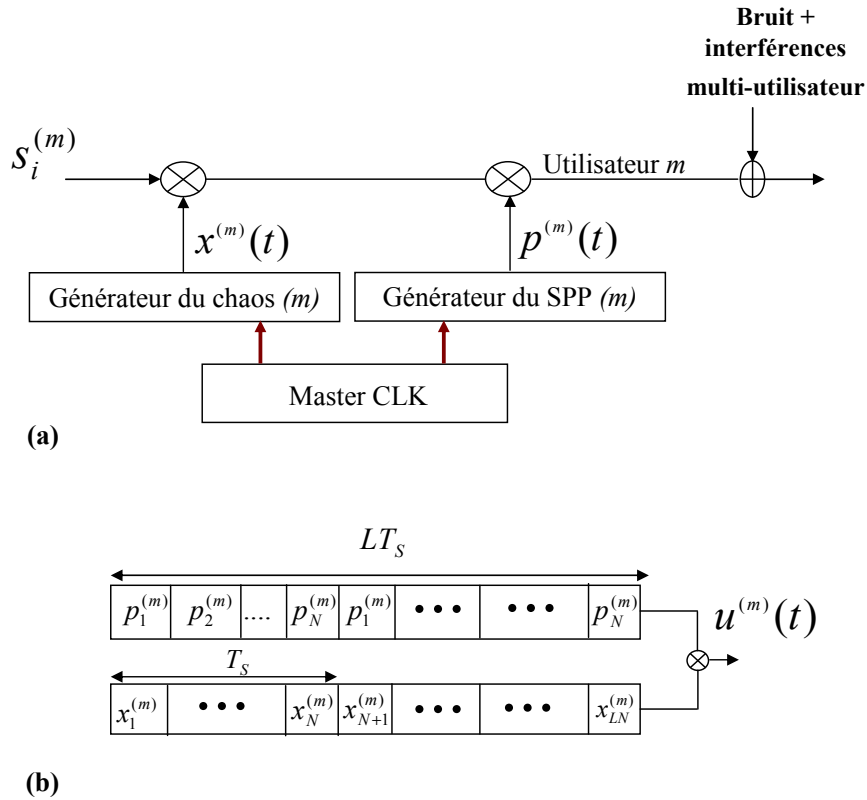


FIG. 2.22 – Emetteur et structure de la trame émise

#### 2.4.4.1 Structure de l'émetteur

La figure 2.22 montre la structure de l'émetteur et de la trame du signal émis de l'utilisateur  $m$ . Un code PN différent est associé à chaque utilisateur et utilisé comme un SPP de période  $T_s$

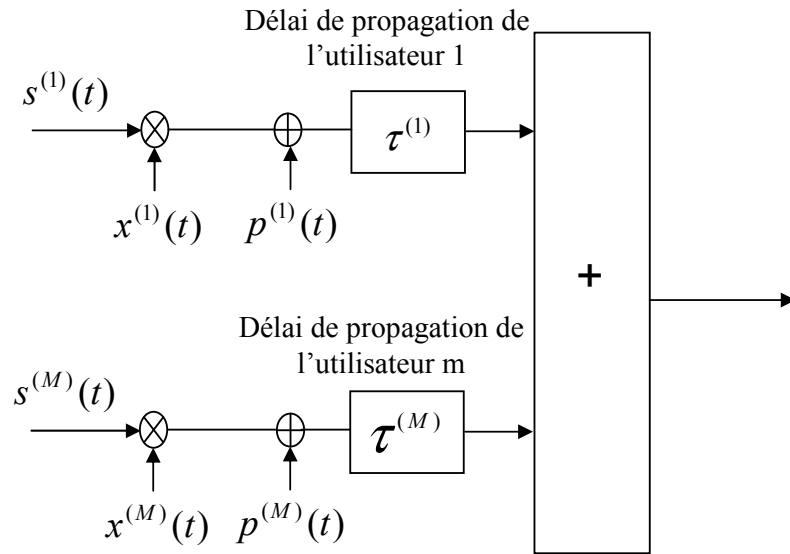
égale à la période symbole avec  $T_s = NT_c$ . La séquence chaotique et le SPP de chaque utilisateur multiplient les symboles binaires de l'utilisateur  $m$ . Le générateur chaotique est initialisé à chaque  $LT_s$  intervalle de temps pour que le récepteur reconnaisse le premier et dernier échantillon de chaque trame émise. Le facteur d'étalement est alors  $\beta = T_s/T_c = N$ . Dans la figure 2.22(a),  $p^{(m)}(t)$  est le signal SPP,  $L$  est un entier, et  $u^{(m)}(t)$  est la trame émise par l'utilisateur  $m$ . La trame  $u^{(m)}(t)$  n'est autre que la multiplication du signal SPP et de la séquence chaotique d'étalement. Les trames de tous les utilisateurs de même puissance  $P = 1$  sont sommées et transmises sur un canal BBAG. Dans la structure de SSPA comme le montre la figure 2.23(a) les symboles émis sont premièrement étalés par la séquence chaotique  $x^{(m)}(t)$  et une séquence de SPP est ajoutée à chaque utilisateur pour permettre la synchronisation en mode asynchrone. La séquence pilote est périodique et les deux générateurs (pilote et chaos) sont synchrones. Quand le temps d'offset est détecté au niveau du récepteur (fin de la phase d'acquisition) l'offset de la séquence chaotique est alors connu, et la synchronisation du signal chaotique est réalisée. Notre deuxième proposition est présentée dans la figure 2.23(b), après étalement des symboles par la séquence chaotique, le signal étalé est multiplié par le SPP. Le but du code SPP dans les deux systèmes SSPA et SSPM est de donner une périodicité nécessaire pour le processus d'acquisition. Mais l'avantage majeur du système SSPM c'est d'avoir un niveau de bruit moins important que celui du système SSPA.

#### 2.4.4.2 Structure du récepteur

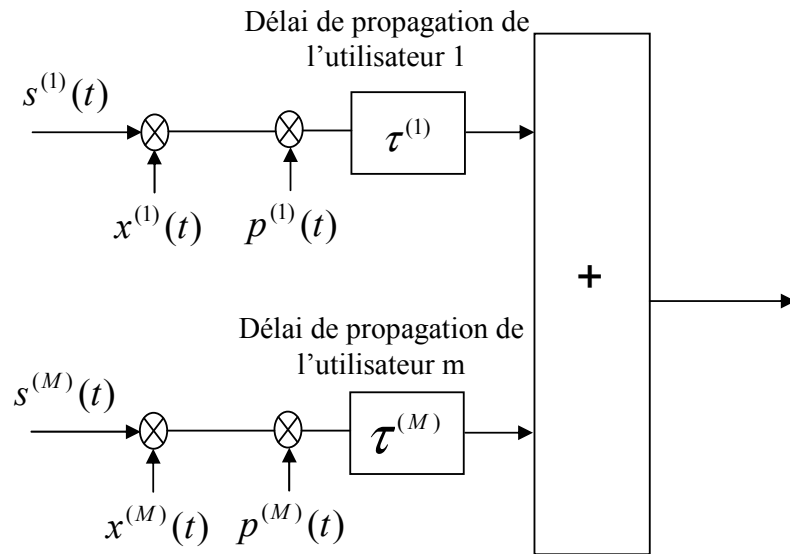
Nous sommes ici encore intéressés par le processus d'acquisition de notre système. Le signal reçu est :

$$r(t) = \sum_{n=1}^M u^{(n)}(t - \tau^{(n)}) + n(t) \quad (2.46)$$

où  $\tau^{(m)}$  est le délai associé à l'utilisateur  $m$ , et  $n(t)$  est un bruit blanc additif Gaussien de densité spectrale égale à  $N_0/2$ . Dans notre système on applique la méthode d'acquisition de recherche en série comme indiquée dans figure 2.15.



(a)



(b)

FIG. 2.23 – (a) Emetteurs à structure SSPA ; (b) Emetteur à structure SSPM

### 2.4.4.3 Expression analytique de la probabilité de fausse alarme et de la probabilité de détection

Cette partie est consacrée au calcul de la probabilité de détection et de fausse alarme de notre système. Comme ce type de calcul a été détaillé dans l'étude des systèmes précédents, nous nous contenterons de rappeler les expressions des probabilités brièvement. Le signal reçu est multiplié par le SPP et la séquence chaotique de l'utilisateur  $m$ . La variable de décision est alors :

$$D^{(m)} = z^{(m)} + \alpha^{(m)} + \gamma^{(m)} \quad (2.47)$$

$$z^{(m)} = \int_{NT_c} u^{(m)}(t - \tau^{(m)}) p^{(m)}(t - \delta) x^{(m)}(t - \delta) dt$$

Pour la simplicité et comme la valeur des symboles n'influe pas sur le résultat final nous prenons  $s_i^{(m)} = 1$

$$z^{(m)} = \int_{NT_c} v^{(m)}(t - \tau^{(m)}) v^{(m)}(t - \delta) dt$$

avec  $v^{(m)}(t) = p^{(m)}(t) x^{(m)}(t)$

$$z^{(m)} = R_v^{(m)}(\tau^{(m)} - \delta)$$

$$\alpha^{(m)} = \int_{NT_c} n(t) p^{(m)}(t - \delta) x^{(m)}(t - \delta) dt$$

$$\gamma^{(m)} = \int_{NT_c} \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq m}}^M u^{(n)}(t - \tau^{(n)}) p^{(m)}(t - \delta) x^{(m)}(t - \delta) dt$$

où  $p^{(m)}(t - \delta)$  est le SPP générée localement,  $x^{(m)}(t - \delta)$  est la séquence chaotique de l'utilisateur  $m$ ,  $\delta$  est un délai arbitraire, et  $NT_c$  est le temps d'intégration.  $z^{(m)}$  est la variable d'intérêt pour le processus d'acquisition.

$\alpha^{(m)}$  est un bruit Gaussien de moyenne nulle car le bruit  $n(t)$ , le pilote  $p^{(m)}(t)$  et le chaos  $x^{(m)}(t)$  sont indépendants. La variance de  $\alpha^{(m)}$  est :

$$\sigma_{\alpha^{(m)}}^2 = \frac{1}{2}N_0NT_c \quad (2.48)$$

$\gamma^{(m)}$  est le bruit multi-utilisateurs. Grace au theoreme de la limite centrale ce bruit est considéré Gaussien de moyenne nulle et de variance :

$$\sigma_{\gamma^{(m)}}^2 = (M - 1)NT_c^2 \quad (2.49)$$

L'expression (2.49) est calculée en se référant aux propriétés des séquences chaotiques : Les séquences chaotiques des différents utilisateurs sont non corrélées, et pour une séquence chaotique donnée, les échantillons ont une faible corrélation [TLTL04].

Finalement on a :

$$E [D^{(m)}] = R_v^{(m)}(\tau^{(m)} - \delta) \quad (2.50)$$

$$\sigma_{D^{(m)}}^2 = \frac{1}{2}N_0NT_c + (M - 1)NT_c^2 \quad (2.51)$$

La  $P_d$  pour l'utilisateur  $m$  est donnée par  $Pr (D^{(m)} \geq \theta)$  quand  $\delta = \tau$ . La variable d'intérêt  $z^{(m)} = R_v^{(m)}(0)$ .

Le terme  $R_v^{(m)}(0)$  est égal à :

$$R_v^{(m)}(0) = \sum_{k=0}^{NT_c} [p_k^{(m)}]^2 [x_k^{(m)}]^2 = \sum_{k=0}^{NT_c} [x_k^{(m)}]^2$$

car les chips  $p_m^k$  valent  $\pm 1$

Comme expliqué dans le premier chapitre, les signaux chaotiques sont issus d'équations déterministes. Pour un court temps d'intégration, l'énergie n'est pas constante, alors le terme  $\sum_{k=0}^{NT_c} [x_k^{(m)}]^2$  n'est pas constant [KCRFP07a]. En conclusion, la probabilité de détection est :

$$P_d = \int_0^{+\infty} Q\left(\frac{\theta - \vartheta}{\sigma_{D^{(m)}}}\right) p(\vartheta) d\vartheta \quad (2.52)$$

où  $p(\vartheta)$  est la densité de probabilité de l'énergie du signal chaotique sur  $N$  chips.

Pour un long temps d'intégration, le terme  $R_v^{(m)}(0)$  peut être considéré comme constant [KCRFP07a], alors la probabilité de détection est :

$$P_d \approx Q\left(\frac{\theta - R_v^{(m)}(0)}{\sigma_{D^{(m)}}}\right) \quad (2.53)$$

La  $P_{fa}$  de l'utilisateur  $m$  pour un offset  $\delta_0$  et une valeur donnée de l'expression (2.50) est donnée par  $Pr(D^{(m)} \geq \theta)$  quand  $T_c < |\tau^{(m)} - \delta_0| < (N - 1)T_c$ .

$$P_{fa}^{(m)} = Q\left(\frac{\theta - R_v^{(m)}(\tau^{(m)} - \delta_0)}{\sigma_{D^{(m)}}}\right) \quad (2.54)$$

La  $P_{fa}$  moyenne est donnée par :

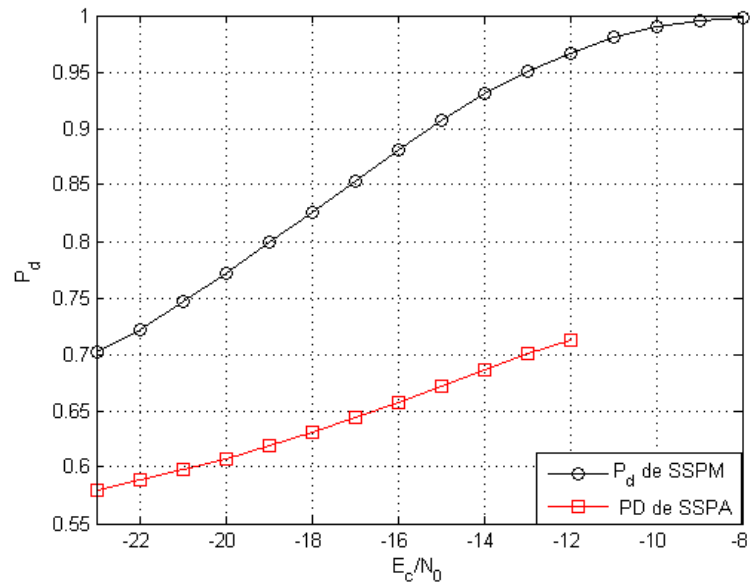
$$P_{fa}^{(m)} = \int_{-\infty}^{+\infty} Q\left(\frac{\theta - \mu}{\sigma_{D^{(m)}}}\right) p(\mu) d\mu \quad (2.55)$$

où  $p(\mu)$  est la densité de probabilité des valeurs de corrélation correspondantes à des erreurs d'offset supérieures en valeur absolue à  $T_c$ .

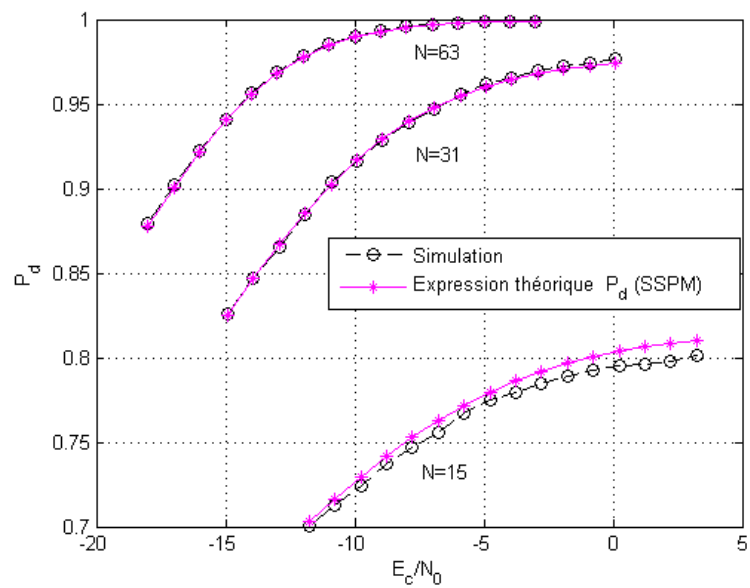
#### 2.4.4.4 Simulations et conclusion

Pour nos simulations la longueur de chaque trame transmise est  $L = 6000$ . Premièrement nous allons comparer par simulations la performance en terme de probabilité de détection du système SSPA et SSPM dans le cas de transmission à un seul utilisateur, pour un seuil fixe  $\theta = 21$ , un temps d'intégration  $N = 63$  chips et,  $P_p/P = 0.2$  pour le système SSPA. La figure 2.24(a) montre que le système SSPM surpasse largement le système SSPA. Dans la figure 2.24(b) est tracée la performance en terme de  $P_d$  dans le cas d'une transmission multi-utilisateurs ( $M = 5$ ), pour le système SSPM. Les résultats de ces simulations sont comparés à l'équation (2.53), pour  $R^{(m)}(0)$  considérée constante. Pour un temps d'intégration suffisamment long,  $R^{(m)}(0)$  est très proche de la valeur constante  $NT_c$  [KCRFP07a]. Il apparaît clairement une concordance entre les simulations et l'équation (2.53) pour un temps d'intégration supérieur à  $N = 15$ . Pour  $N = 15$  la différence entre les simulations et l'expression théorique est liée à la valeur non constante de  $R^{(m)}(0)$ . Pour un temps d'intégration supérieur à  $N = 15$  chips l'énergie de la séquence chaotique peut être considérée comme constante égale à  $NT_c$  [KCRFP07a].



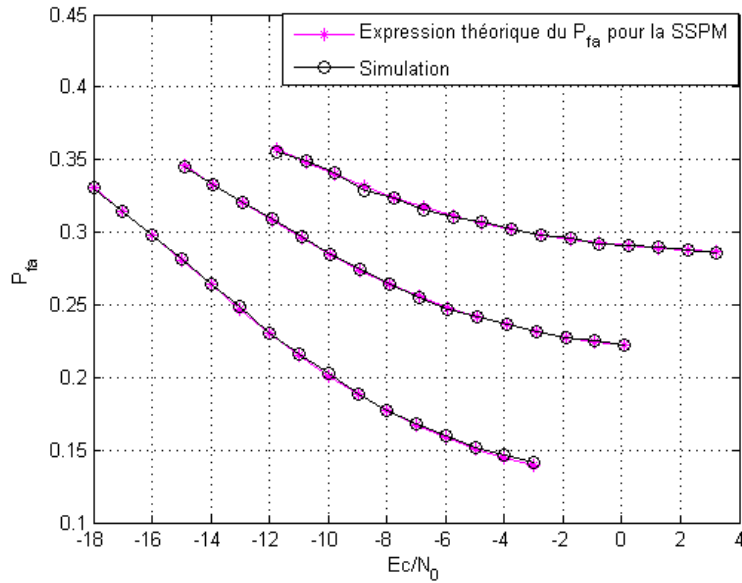


(a)

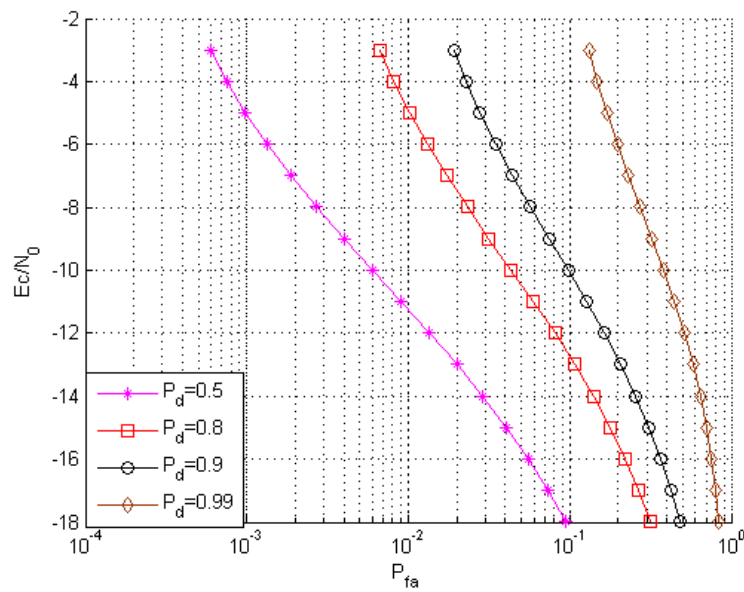


(b)

FIG. 2.24 – (a) Comparaison entre les  $P_d$  du système SSPA et le système SSPM; (b) Comparaison entre l'expression théorique de  $P_d$  et les simulations du système SSPM pour  $N = 15, 31, 63, \theta = 8$ , et  $M = 5$



(a)



(b)

FIG. 2.25 – (a) Comparaison entre l'expression théorique de  $P_{fa}$  et les simulations pour  $N = 15, 31, 63$ ,  $\theta = 5, 10, 21$ , et  $M = 5$ ; (b) Probabilité de fausse alarme pour une probabilité de détection fixe et pour  $N = 63$ , et  $M = 5$

On s'intéresse maintenant au calcul de la  $P_{fa}$ . L'équation (2.55) est calculée de la manière suivante :

$$P_{fa}^{(m)} = \sum_{i=1}^C P(\mu_i) Q\left(\frac{\theta - \mu_i}{\sigma_{D^{(m)}}}\right) \quad (2.56)$$

avec  $C$  est le nombre des classes de l'histogramme de  $\mu$  et  $P(\mu_i)$  est la probabilité d'être dans la classe numéro  $i$ .

La figure 2.25(a) montre l'expression calculée de la  $P_{fa}$  donnée par (2.56) ainsi que le résultat de simulation. Pour plusieurs valeurs de temps d'acquisition et de seuils, les courbes de la figure 2.25(a) montrent une concordance entre théorie et simulation.

Dans la figure 2.25(b), on trace la probabilité de fausse alarme pour une probabilité de détection fixe. Le seuil est obtenu de l'expression (2.53) pour une  $P_d$  donnée.

Dans cette section, nous avons présenté une technique de synchronisation nouvelle. Les performances de synchronisation sont évaluées en présence du bruit et des interférences multi-utilisateurs. Les expressions théoriques de la probabilité de fausse alarme et de la probabilité de détection sont déterminées. Les simulations confirment l'exactitude de nos expressions théoriques. L'utilisation du SPP multiplicatif comme référence de temps apporte des avantages. Premièrement cette approche est opérationnelle dans les deux cas de transmission synchrone et asynchrone. Le deuxième avantage est que le SPP n'est plus un bruit supplémentaire pour la séquence d'étalement chaotique.

## 2.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons traité le problème de la synchronisation des systèmes de transmission par séquences chaotiques. Un état de l'art sur la synchronisation chaotique et l'application de la synchronisation classique dans les systèmes de transmission chaotiques a été présenté.

Une méthode alternative de synchronisation des systèmes DCS-CDMA a été proposée très récemment [JUSB07]. Cette approche, basé sur le principe de la synchronisation classique des les systèmes de transmission, consiste a ajouté un code binaire périodique aux signaux étalés des utilisateurs synchrones pour effectué la synchronisation. Ce code périodique permet l'acquisition et la poursuite avec les techniques classiques utilisées en CDMA. Par contre, ce code additif a un inconvénient : c'est un bruit pour les signaux des utilisateurs et les signaux des utilisateurs sont un bruit pour l'acquisition et la poursuite du code.

Une première solution proposée dans ce chapitre est de diminuer le bruit introduit par le SPP. Toujours en mode synchrone, l'idée de cette méthode est de séparer le signal pilote des signaux étalés en utilisant la modulation MAQ (Modulation d'Amplitude en Quadrature analogique. Dans notre étude, nous sommes concentrés sur la première phase de synchronisation (la phase d'acquisition). Pour leurs bonnes propriétés de corrélations, les séquences de Gold sont utilisées comme signal SPP pour réaliser la synchronisation. Mais le prix à payer dans cette méthode est l'utilisation d'un canal dédié pour la synchronisation.

La seconde méthode de synchronisation proposé dans ce chapitre est une extension de la méthode proposé par [JUSB07] au cas asynchrone. Cette méthode consiste à ajouter à chaque utilisateur un code SSP. Toujours pour les mêmes motivations, les codes de Gold sont choisis dans ce système pour la synchronisation. La performance du système est étudiée et évaluée en termes de probabilité de fausse alarme et de probabilité de détection. Mais cette technique souffre encore de ce même inconvénient du bruit supplémentaire introduit par le SPP.

La dernière proposition de synchronisation dans ce chapitre consiste à rendre le signal pilote multiplicatif. L'utilisation du SPP multiplicative est pour donner une périodicité nécessaire pour effectuer correctement l'acquisition. Cette nouvelle méthode d'acquisition présente plusieurs avantages. Premièrement cette procédure peut être appliquée dans le cas d'une transmission synchrone ou asynchrone. Le deuxième avantage est que le SPP n'est plus un bruit pour la séquence

chaotique utilisée pour l'étalement du spectre. Le troisième avantage est que la séquence chaotique est utilisée dans le processus de synchronisation dans le but d'augmenter la variable de décision dans la phase d'acquisition.

Des nouveaux systèmes DS-CDMA par séquences chaotiques ont été conçus pour la synchronisation en mode de transmission synchrone et asynchrone. Le polynôme de Chebychev d'ordre 2 est employé comme un générateur de séquences chaotiques. Les performances de ces systèmes ont été étudiées en présence du bruit additif et des interférences multi-utilisateurs.

En conclusion, on peut dire que les systèmes de synchronisation présentés dans ce chapitre élargissent la gamme de solutions au problème de synchronisation. Ainsi on peut choisir le système de transmission en fonction de l'application.

Le chapitre suivant portera sur le choix des meilleures séquences chaotiques pour l'étalement du spectre et sur l'étude des performances en terme du taux d'erreur binaire des systèmes DS-CDMA par séquences chaotiques.



# Performance des systèmes basés sur le chaos

## 3.1 Introduction

Dans les dernières années, plusieurs recherches ont mis en valeur l'intérêt de l'application des signaux chaotiques aux systèmes de communication [Sta06]. Cet intérêt est lié aux avantages que les séquences chaotiques peuvent offrir comme la robustesse aux environnements multi-trajets, la résistance au brouillage, les faibles probabilités d'interception, et la sécurité de transmission [LT03]. Dans les systèmes DS-CDMA basés sur le chaos les séquences PN sont remplacées par des codes chaotiques. Pour le moment, les séquences PN sont les séquences les plus populaires pour l'étalement du spectre. Les codes PN ont de bonnes propriétés de corrélation mais ils sont limités en terme de sécurité, ils peuvent être reconstruits par l'ennemi avec une régression linéaire à cause de leurs courte complexité linéaire [PZB95]. D'autre part, l'utilisation des séquences chaotiques à la place des codes PN augmente la sécurité de transmission car les signaux chaotiques sont vus comme des signaux non périodiques avec un nombre infini d'états [Sta06] [KRS00]. De plus, les bonnes propriétés statistiques des fonctions d'auto et d'inter corrélation ont motivé les chercheurs à étudier les performances des systèmes de transmission basés sur le chaos [Sta06].

Dans la première partie du chapitre, nous allons introduire brièvement les canaux radio-mobiles. Dans la deuxième partie de ce chapitre nous allons nous concentrer sur l'étude des

performances du système DCS-CDMA. Nous allons présenter une méthodologie de calcul des performances du système DCS-CDMA. Pour tous les systèmes étudiés la synchronisation est supposée parfaite. Durant notre première étude du système DCS-CDMA le canal de transmission utilisé dans le cas mono et multi-utilisateurs est de type BBAG. Notre approche est basée sur la distribution de l'énergie d'un bit pour le calcul du taux d'erreur binaire. Deux méthodes de calcul seront proposées : une par intégration numérique dans le cas où la distribution de l'énergie d'un bit a une forme irrégulière, et la deuxième méthode par calcul analytique dans des cas particuliers où la distribution de la racine carrée de l'énergie a une distribution connue (Rice, Nakagami, Rayleigh). La dernière partie du chapitre est consacrée à l'étude de la performance du système DCS-CDMA en mode multi-utilisateurs pour un canal de transmission de type BBAG. La même méthodologie de calcul est appliquée. Les résultats obtenus montrent bien la précision en mode multi-utilisateurs.

## **3.2 Canaux de propagation radio-mobiles**

Une chaîne de communication est représentée par deux blocs d'émission et de réception, reliés par le milieu de transmission appelé canal de propagation. La théorie des communications définit simplement le canal de propagation comme l'organe effectuant la transformation entre le message transmis et le message reçu. Le canal englobe également le bruit, les filtres d'émission et de réception, présents dans toute la chaîne de communication ainsi que les antennes dans le cas d'une transmission par onde radio. Le bloc d'émission associe au message numérique à transmettre un signal mis en forme en fonction des caractéristiques du canal de propagation. Le bloc de réception, quant à lui, tente de restituer l'information à partir du signal perturbé par le canal. La quantité d'information transmise et la fiabilité de la transmission sont les deux facteurs essentiels pour définir la qualité d'une chaîne de communication. La connaissance approfondie du canal et de ses caractéristiques apparaît clairement comme étant un point incontournable à tout concepteur de système pour optimiser les techniques de transmissions de façon à ce qu'elles soient adaptées au milieu de propagation.



### 3.2.1 Modèles des canaux de transmission

Le canal de propagation peut se présenter dans le domaine temporel  $\tau$  par sa réponse impulsionnelle en bande de base  $h(\tau, t)$  :

$$h(\tau, t) = \sum_{l=1}^L C_l(t) \delta(\tau - \tau_l(t)) \quad (3.1)$$

avec  $C_l(t) = |C_l(t)| e^{i\theta_l(t)}$ .

Le canal est constitué de  $L$  trajets différents et parfaitement décorrélés.  $|C_l(t)|$  représente l'atténuation du trajet  $l$  et suit une loi de Rayleigh. La phase  $\theta_l(t)$  est considérée uniformément répartie entre  $[0, 2\pi]$ . Dans le plan complexe les parties réelles et imaginaires de  $C_l(t)$  sont indépendantes, Gaussiennes, et de même variance. Les spectres des parties réelles et imaginaires de  $C_l(t)$  suivent le spectre Doppler.  $\tau_l$  représente le retard du trajet  $l$ . Pour conclure, le nombre de trajets  $L$ , les puissances relatives de chaque trajet, et les retards correspondants sont tous fonction de la géographie du milieu de transmission.

Comme chaque trajet correspond à une réplique du signal émis, la réponse impulsionnelle lie le signal reçu  $r(t)$  au signal émis  $u(t)$  par la relation suivante :

$$r(t) = (h * u)(t) + n(t) = \sum_{l=1}^L |C_l(t)| e^{i\theta_l(t)} u(t - \tau_l(t)) + n(t) \quad (3.2)$$

où  $n(t)$  représente le terme de bruit additif blanc Gaussien. La fonction de transfert  $H(f, t)$  du canal est déduite de la réponse impulsionnelle par une simple transformée de Fourier par rapport à la variable  $\tau$ .

$$H(f, t) = TF[h(\tau, t)] \quad (3.3)$$

L'étude des caractéristiques de la réponse impulsionnelle du canal permet de mettre en évidence les propriétés de dispersion et de cohérence du canal.

### 3.2.2 Dispersion temporelle et cohérence fréquentielle

La dispersion des retards ou '*delay spread*' des différentes répliques arrivant en réception fournit une information sur la corrélation des variations du canal de propagation suivant l'axe fréquentiel [TV05].

La dispersion des retards, permet de définir la bande de cohérence ou "coherence bandwidth"  $(\Delta_f)_c$  du canal. Cette bande correspond à un écart en fréquence au dessus duquel les distorsions du canal, subies par le signal, sont considérées comme décorrélées ou indépendantes. Cette indépendance correspond en fait à un degré de corrélation inférieur à un certain seuil. La littérature fournit quelques formules empiriques mettant en relation ces deux grandeurs par l'intermédiaire d'une valeur fixée de seuil de corrélation fréquentielle  $\varrho_f$  [TV05] :

$$\begin{cases} (\Delta_f)_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} & (\text{pour } \varrho_f = 0.5) \\ (\Delta_f)_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} & (\text{pour } \varrho_f = 0.9) \end{cases} \quad (3.4)$$

où  $\sigma_\tau$  est l'écart type de la variable  $\tau$ .

Ces relations expriment le fait qu'une augmentation de la dispersion des retards entraîne une diminution de la bande de cohérence.

### 3.2.3 Dispersion fréquentielle et cohérence temporelle

Les dispersions fréquentielles, sont liées aux mouvements du récepteur ou de l'émetteur et fournissent une information sur la corrélation des variations du canal de propagation suivant l'axe temporel. Ces dispersions se caractérisent par un décalage du spectre des signaux émis, le décalage Doppler, noté  $f_d$  qui varie avec la vitesse des déplacements. Si l'on suppose que les ondes se propagent sur un plan horizontal, un signal sinusoïdal émis à la fréquence  $f_p$  sera reçu à la fréquence  $f_c + f_d$  telle que :

$$f_d = \frac{v f_p}{c} \cos(\alpha_d) \quad (3.5)$$

où  $c$ ,  $v$  et  $\alpha_d$  expriment respectivement la célérité de la lumière, la vitesse du mobile et l'angle d'arrivée entre l'onde incidente et le vecteur vitesse du mobile. Suivant les valeurs de  $\alpha_d \in [0, 2\pi]$ ,

la largeur de bande des fréquences reçues, ou étalement Doppler sera égale à :

$$B_d = 2f_{d_{\max}} \text{ avec } f_{d_{\max}} = \frac{v f_c}{c} \quad (3.6)$$

Le spectre Doppler représente la répartition de la puissance autour de la fréquence porteuse. Celui-ci prend la forme en 'U' de Jakes lorsque les diffuseurs sont uniformément répartis sur  $[0, 2\pi]$  [TV05].

De la même manière que la bande de cohérence est déduite de la dispersion des retards, le temps de cohérence ou "coherence time"  $(\Delta_t)_c$  est lié à l'étalement Doppler. Ce temps de cohérence correspond à un intervalle de temps au dessus duquel les distorsions du canal, subies par le signal, sont considérées comme décorréélées ou indépendantes. Cette indépendance correspond en fait à un degré de corrélation à un certain seuil. La littérature fournit également les résultats de campagnes de mesures mettant en relation ces deux grandeurs :

$$(\Delta_t)_c \propto \frac{1}{f_{d_{\max}}} \quad (3.7)$$

Cette relation exprime le fait qu'une augmentation de la vitesse de déplacement d'un mobile ou d'obstacles dans un environnement entraîne une diminution du temps de cohérence et donc une variance plus rapide du canal suivant l'axe temporel.

### 3.2.4 Notion de sélectivité d'un canal de transmission

La corrélation des variations du canal suivant les dimensions temporelles, et fréquentielles influence directement la fiabilité de la transmission d'information à travers ce canal. A partir de la bande de cohérence, et du temps de cohérence, on définit la notion de sélectivité en fréquence, et en temps. Cette notion de sélectivité est calculée à partir de la notion de cohérence en mettant en relation les propriétés du canal avec l'occupation dans cette même dimension du signal transmis.

#### 1 Sélectivité en fréquence

Un canal est dit sélectif en fréquence si la largeur de bande  $B$  du signal est plus grande que la bande de cohérence  $(\Delta_f)_c$  du canal. Dans le cas contraire, le canal est dit non-sélectif en fréquence ou à évanouissements plats (flat fading).

#### 2 Sélectivité en temps

Un canal est dit sélectif en temps si la durée  $T_s$  des symboles transmis est plus grande que la durée de cohérence  $(\Delta_t)_c$  du canal ( on parle de canal avec "fast fading"). Dans le cas contraire, le canal est dit non-sélectif en temps (canal dit "slow fading").

### 3.2.5 Notion de diversité d'un canal de transmission

La diversité est utilisée pour combattre les évanouissements causés par les trajets multiples. Le principe de base de la diversité est que si plusieurs répliques d'un signal d'information sont reçues en ayant été propagées à travers différentes réalisations indépendantes du canal appelées branches de diversité, alors il existe une forte probabilité qu'au moins une de ces répliques ne soit pas trop affaiblie à un instant donné [TV05]. Cette probabilité va même s'accroître si le nombre de branches de diversité augmente. Le traitement de la diversité permet d'atténuer les effets des évanouissements et est donc un outil très puissant pour accroître la fiabilité de la liaison ou accroître la capacité de transmission.

La séparation du canal de propagation en différentes branches de diversité s'effectue grâce à la connaissance de la sélectivité et de la cohérence du canal. Comme deux branches de diversité se différencient par une parfaite indépendance, alors il est facile de définir les branches de diversité fréquentielle, et temporelle à partir de la bande de cohérence et du temps de cohérence respectivement. Le nombre de branches dans chacune des dimensions permet de définir l'ordre de diversité de cette dimension.

La diversité temporelle est généralement exploitée par l'utilisation conjointe d'un entrelacement temporel et d'un code correcteur d'erreurs. La diversité fréquentielle peut être exploitée par cette même technique lorsqu'elle est combinée avec des modulations multiporteuses. L'étalement de spectre permet également de tirer profit de cette diversité.

### 3.2.6 Modèle du canal considéré dans notre manuscrit

Dans notre manuscrit nous allons considérer l'émetteur, le récepteur, et l'environnement comme étant tous stationnaires cela implique que durant un nombre important de symboles le canal varie très peu (Slow fading). L'atténuation  $|C_l(t)|$ , la phase  $\theta_l(t)$ , et le délai de propagation  $\tau_l(t)$  ne sont plus fonction du temps  $t$ . Nous aurons un canal linéaire invariant de type slow fading

de réponse impulsionnelle :

$$h(\tau) = \sum_{l=1}^L C_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (3.8)$$

avec

$$\begin{cases} \tau_l(t) = \tau_l = cte \\ C_l(t) = C_l = cte \end{cases}$$

### 3.3 Description et analyse des performances du système DCS-CDMA pour un canal BBAG

Dans la littérature, de nombreux schémas ont été proposés et étudiés comme le CSK [DKH93], DCSK [KVSA96] [YL06], et le système DCS-CDMA [Sta06]. Les systèmes cohérents comme le CSK et le système DCS-CDMA utilisent un corrélateur cohérent avec l'hypothèse que le récepteur est capable de générer localement une séquence chaotique synchrone avec la séquence reçue. Plusieurs hypothèses sont généralement considérées dans le but de calculer le TEB. Dans [APB02], l'énergie d'un bit transmis après étalement par un code chaotique est considérée comme constante. Basée sur le principe du théorème de la limite centrale, l'approximation Gaussienne de la variable de décision à la sortie du corrélateur est utilisée dans [LT03] [TLT02]. Tam et *al* dans [TLT02] proposent une méthode simple pour calculer le TEB du système CSK en calculant numériquement les deux premiers moments des fonctions de corrélation des séquences chaotiques. Comme les signaux chaotiques sont non périodiques, l'énergie transmise varie d'un bit à l'autre dans les systèmes utilisant les systèmes CSK, DCSK, et DCS-CDMA. La variance de l'énergie transmise est faible pour de grands facteurs d'étalement [APB02], ou lorsque on introduit un modulateur de fréquence (FM) spécialement dans le système FM-DCSK [KKKJ97]. Comme les signaux chaotiques sont générés par des équations déterministes, la méthode traditionnelle pour calculer le TEB basée sur l'approximation Gaussienne de la variable de décision n'est pas vraiment acceptable. Cette méthode donne des résultats de performance imprécis surtout lorsque le facteur d'étalement est faible [TLTL04]. Il est encore important de noter que ces approximations sont suffisamment bonnes quand la durée symbole est très longue par rapport à

la durée chip  $T_c$  (i.e. un grand facteur d'étalement).

Dans [LO03], Lawrance et Ohama n'ont pas utilisé les hypothèses de l'énergie constante d'un symbole étalé ou l'approximation Gaussienne de la variable de décision à la sortie du corrélateur pour calculer l'expression du taux d'erreur binaire. Seuls le bruit additif venant du canal de transmission ainsi que le bruit venant des autres utilisateurs en cas de transmission multi-utilisateurs suivent une loi Gaussienne dans leur étude. Leur approche utilise la dynamique de la séquence chaotique en intégrant l'expression du TEB pour une récurrence chaotique donnée sur toutes les séquences chaotiques possibles pour un facteur d'étalement donné. Cette dernière méthode est comparée au calcul du TEB sous l'hypothèse de la distribution Gaussienne de la variable de décision [TLTL04] et semble plus réaliste pour concorder avec le TEB exact. Mais comme cela est mentionné en [LO03], le but de cette approche était de calculer l'expression exacte du TEB mais par contre leur approche n'est pas implémentable pour des systèmes de transmission réalistes.

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés aux systèmes DCS-CDMA cohérents utilisant spécialement des facteurs d'étalement relativement faibles. Dans ce cadre particulier, les propriétés statistiques des récurrences chaotiques ne peuvent pas être ignorées. Les propriétés statistiques surtout les fonctions de corrélation des séquences chaotiques ont été étudiées dans plusieurs papiers [CYUB01], [KT01], [RSM98b], [KPH05] [MSR07] [JK06].

Dans cette section du chapitre nous présentons au début dans 3.3.1.1 les récurrences chaotiques utilisées pour générer les séquences d'étalement. Les parties 3.3.1.2, 3.3.1.3 sont consacrées à la description du système de transmission (émetteur, récepteur). Pour l'étude de la performance du système DCS-CDMA nous supposons la synchronisation parfaite et le canal est de type BBAG. Dans la partie 3.3.2 nous sommes concentrés sur l'analyse des performances des séquences chaotiques en se basant sur la distribution statistique de leur énergie. Dans cette même partie une expression générale du TEB fonction de la distribution de l'énergie est calculée. La limite inférieure et la limite supérieure de la performance des séquences chaotiques sont discutées dans la partie 3.3.2.2.

### 3.3.1 Description du système

#### 3.3.1.1 Générateurs chaotiques

Dans le but de décrire l'influence des récurrences chaotiques, dans cette étude, deux types de récurrences à une dimension ont été choisies :

- 1 Fonction polynôme de Chebychev d'ordre 2 (FPC)

La récurrence FPC est donnée par :

$$x_k = 2x_{k-1}^2 - 1 \quad (3.9)$$

Le choix de cette récurrence est lié à la simplicité de génération des séquences chaotiques. Les performances des séquences chaotiques issues de cette récurrence surpassent plusieurs autres séquences générées par des récurrences à temps discrets [KCRFP07a].

- 2 Fonction linéaire par morceau (FLM)

La FLM donnée par [CFP06] est :

$$\begin{cases} z_k = K|x_k| + \phi \pmod{1} \\ x_{k+1} = \text{sign}(x_k)(2z_k - 1) \end{cases} \quad (3.10)$$

Cette récurrence dépend des paramètres  $K$  et  $\phi$ .  $K$  est un entier positif et  $\phi$  ( $0 < \phi < 1$ ) est un nombre réel. Les deux paramètres peuvent changer afin de produire des séquences chaotiques différentes, et la condition initiale  $x_0$  est choisie de façon à ce que  $0 < x_0 < 1/K$ . De plus, comme nous le verrons dans la section 3.4.3, cette séquence chaotique a une distribution de l'énergie qui suit une loi de Rice. Cette propriété sera utilisée dans le calcul analytique du TEB.

#### 3.3.1.2 Structure de l'émetteur

Le système étudié est un système DCS-CDMA à  $M$  utilisateurs. Comme le montre la figure 3.1, un flux de données binaires ( $s_i^{(m)} = \pm 1$ ) de l'utilisateur  $m$  de période  $T_s$  est étalé par un signal chaotique  $x^{(m)}(t)$  généré selon l'équation (3.9) ou (3.10) au niveau de l'émetteur. Les symboles des différents utilisateurs sont indépendants. Les séquences chaotiques de tous les utilisateurs sont générées par la même récurrence chaotique mais avec des conditions initiales

différentes. Un nouvel échantillon chaotique (ou chip) est généré à chaque intervalle de temps  $T_c$  ( $x_k^{(m)} = x^{(m)}(kT_c)$ ). La valeur moyenne de chaque séquence chaotique est prise égale à zéro. Le facteur d'étalement  $\beta$  est égal au nombre d'échantillons chaotiques dans une durée symbole ( $\beta = T_s/T_c$ ).  $g(t)$  est le filtre de mise en forme. Ce filtre peut prendre différentes formes comme filtre à cosinus surélevé, Gaussien, etc,... Dans ce chapitre nous avons choisi le filtre rectangulaire d'amplitude unité sur  $[0, T_c]$ .

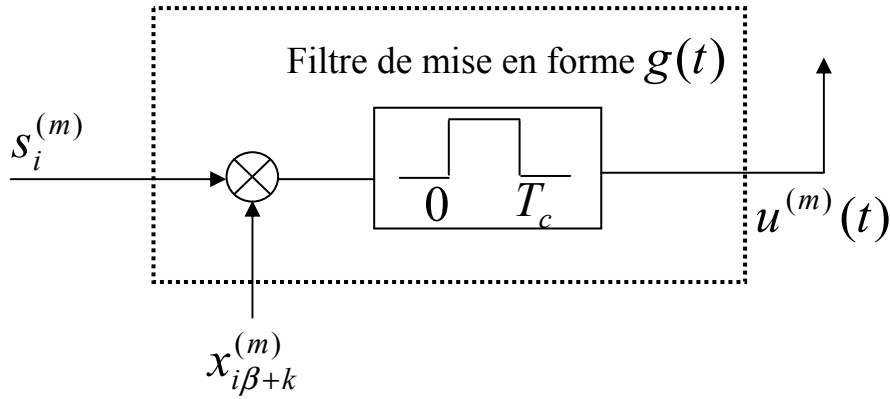


FIG. 3.1 – Emetteur de l'utilisateur numéro  $m$

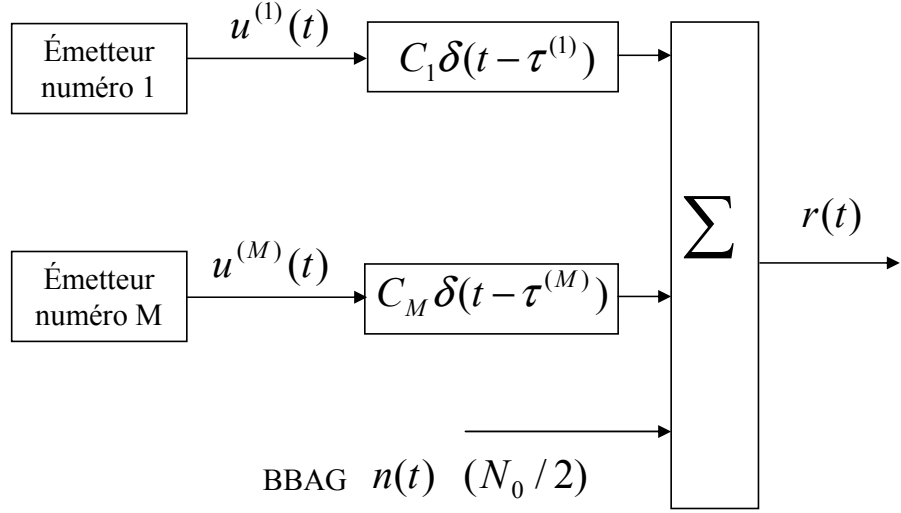
### 3.3.1.3 Structure du récepteur

Comme la montre la figure 3.2 (a) les canaux de tous les utilisateurs sont "flat fading" ( $1/T_s \ll 1/\tau_{max}$ ) où  $\tau_{max}$  est la dispersion des retards du canal. On considère en plus qu'on est en transmission "slow fading", ce qui veut dire que les variations de l'amplitude et de la phase imposées par le canal sont considérées constantes durant la transmission de la séquence des symboles. Dans ce cas, le signal multi-utilisateurs asynchrone reçu est :

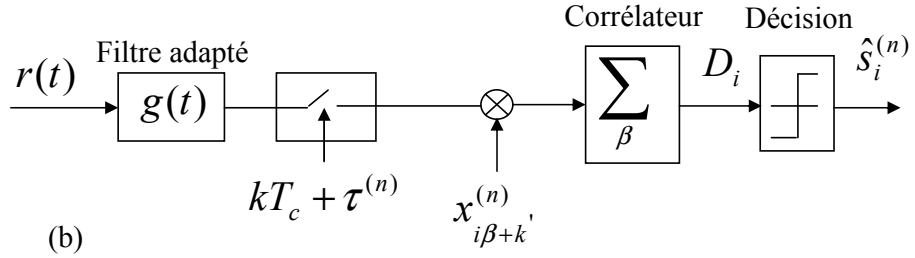
$$r(t) = \sum_{n=1}^M \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\beta-1} C_n s_i^{(n)} x_{i\beta+k}^{(n)} g(t - (i\beta + k)T_c - \tau^{(n)}) + n(t) \quad (3.11)$$

où  $x_{i\beta+k}^{(n)}$  sont les échantillons du chaos du  $i$ ème symbole ( $s_i^{(n)}$ ) de l'utilisateur  $n$ ,  $\tau^{(n)}$  est le délai de propagation et  $n(t)$  est le bruit blanc additif Gaussien de densité spectrale de puissance égale à  $N_0/2$ . Nous considérons avoir un contrôle de puissance parfait, aussi les gains du canal  $C_n$





(a)



(b)

FIG. 3.2 – (a) Signal multi-utilisateurs reçu , (b) Récepteur de l'utilisateur n

seront considérés égaux à un dans le reste du chapitre. La synchronisation du chaos est assurée au niveau du récepteur. Cela revient à dire que l'échantillonnage à la sortie du filtre adapté prend en considération le délai de propagation  $\tau^{(n)}$ . Pour la démodulation de l'utilisateur  $n$ , une réplique exacte de la séquence chaotique  $x_{i\beta+k}^{(n)}$ , est générée localement au niveau du récepteur. L'offset  $k'$  est calculé en tenant compte du délai de propagation  $\tau^{(n)}$ . Le retard  $\tau^{(n)}$  de l'utilisateur d'intérêt sera pris égal à zéro dans le reste de notre étude. Pour le processus de démodulation montré dans la figure 3.2 (b), le signal reçu est premièrement desétalé par la séquence chaotique locale et ensuite intégré sur la durée de symbole  $T_s$  ( sommation sur  $\beta$  chips ).

### 3.3.2 Analyse des Performances du système DCS-CDMA dans le cas mono-utilisateur

Dans cette section, on présente une nouvelle approche du calcul de TEB pour le système DCS-CDMA. Cette approche est basée sur la distribution de l'énergie d'un bit d'une séquence d'étalement chaotique. Cette méthodologie de calcul amène a une précision de prédiction de performance avec une faible charge de calcul. Dans le cas mono-utilisateur on prend pour simplification ( $x_{i\beta+k}^{(n)} = x_{i\beta+k}$ ). A la sortie du corrélateur, la variable de décision associée au  $i^{\text{ième}}$  symbole peut s'écrire sous la forme suivante :

$$D_i = s_i T_c \sum_{k=0}^{\beta-1} (x_{i\beta+k})^2 + T_c \sum_{k=0}^{\beta-1} n_k x_{i\beta+k} = s_i E_{bc}^{(i)} + b_i \quad (3.12)$$

où  $E_{bc}^{(i)}$  est l'énergie correspondante au  $i^{\text{ième}}$  symbole, et  $b_i$  est le bruit aditif Gaussien après corrélation avec la séquence chaotique.

$$E_{bc}^{(i)} = T_c \sum_{k=0}^{\beta-1} (x_{i\beta+k})^2 \quad (3.13)$$

Dans le cas d'une énergie de bit constante (DS-CDMA antipodal ou le cas de BSPK), le TEB est donné par l'expression suivante [Pro01] :

$$TEB_{BPSK} = Q \left( \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \quad (3.14)$$

avec  $E_b$  est l'énergie reçue constante.

Dans le cas du système DCS-CDMA l'énergie de (3.13) n'a pas la même valeur pour tous les bits transmis. Pour le  $i^{\text{ième}}$  symbole, la moyenne et la variance de la variable de décision sont données par :

$$E [D_i] = E \left[ s_i E_{bc}^{(i)} + b_i \right] = s_i E_{bc}^{(i)} \quad (3.15)$$

Pour le  $i^{\text{ième}}$  symbole, la variance est :

$$Var [D_i] = E \left[ \left( T_c \sum_{k=0}^{\beta-1} n_k x_{i\beta+k} \right)^2 \right] = \frac{N_0}{2} E_{bc}^{(i)} \quad (3.16)$$

L'expression (3.16) est obtenu en se basant sur l'hypothèse que les échantillons du bruit  $n_k$  et de la séquences chaotiques  $x_k$  sont indépendants.

En supposant les symboles équiprobablement distribués sur  $-1, +1$ , et en utilisant les équations (3.15) et (3.16), alors la probabilité d'erreur pour le  $i^{\text{ième}}$  symbole devient :

$$P_{er}^{(i)} = Q \left( \sqrt{\frac{2E_{bc}^{(i)}}{N_0}} \right) \quad (3.17)$$

Dans ce cas là, le TEB du système est donné par l'intégrale de l'équation (3.17) sur toutes les valeurs d'énergie possibles :

$$TEB_{chaos} = \int_0^{+\infty} Q \left( \sqrt{\frac{2E_{bc}}{N_0}} \right) p(E_{bc}) dE_{bc} \quad (3.18)$$

où  $E_{bc}$  est l'énergie du chaos calculée pour la durée de symbole  $T_s$ , et  $p(E_{bc})$  est la densité de probabilité de l'énergie.

### 3.3.2.1 Distribution d'énergie de la séquence chaotique

Pour évaluer l'équation (3.18) il est nécessaire d'avoir la distribution de l'énergie d'un bit. Premièrement, nous avons tracé l'histogramme de la distribution d'énergie de la séquence chaotique à étudier. La figure 3.3 montre l'histogramme de l'énergie d'un bit pour trois séquences différentes et pour un facteur d'étalement égal à 10. Les séquences décrites dans les équations (3.9), (3.10) respectivement sont chaotiques, alors que la troisième séquence est une séquence aléatoire Gaussienne à échantillons indépendantes. L'histogramme est obtenu ici en utilisant un million d'échantillons pour chaque séquence. En regardant précisément les distributions de la figure 3.3 on peut prévoir que la séquence FPC donnera des meilleurs résultats en terme de TEB que les deux autres. Cela est lié au fait que la séquence FPC a de faibles valeurs de la distribution de l'énergie pour les faibles énergies. En revanche, la distribution d'énergie de la séquence Gaussienne a de fortes valeurs de distribution pour les faibles énergies. Cela donnera de mauvais résultats en terme du TEB pour cette séquence. Il apparaît que la performance des séquences chaotiques sera bornée par deux limites : une limite inférieure donnée par les séquences

d'étalement PN (cas du BPSK) et une limite supérieure donnée par la séquence à distribution Gaussienne.

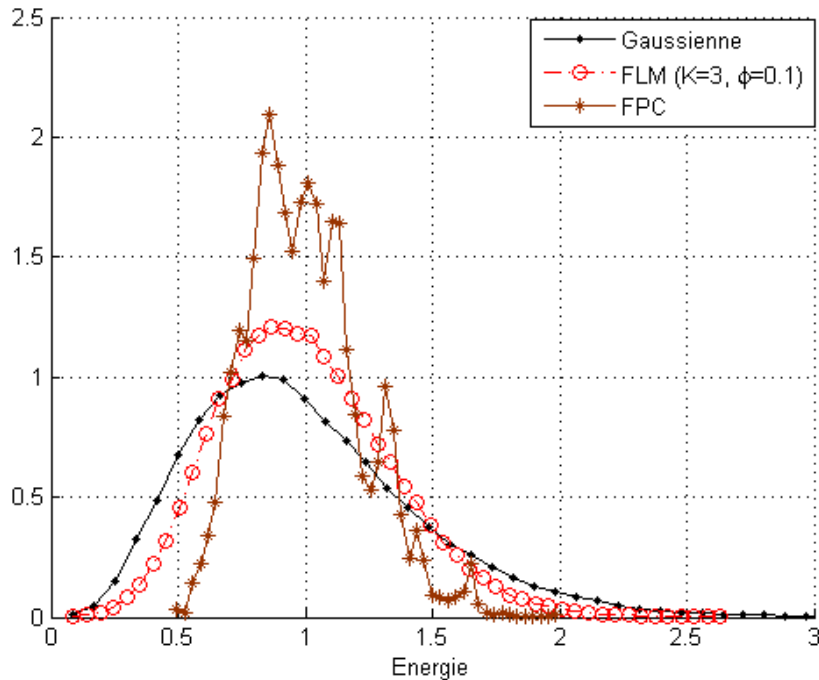


FIG. 3.3 – Histogramme de l'énergie d'un bit pour différentes séquences réelles

### 3.3.2.2 Limite supérieure et inférieure du taux d'erreur binaire

Avant de commencer l'étude des performances des séquences chaotiques, voyons la limite supérieure et inférieure de performance du système DCS-CDMA.

La limite inférieure du TEB pour le système DCS-CDMA est donnée par l'équation (3.14) où l'énergie de chaque bit est constante. Comme le montre l'équation (3.18), le TEB est fonction de la distribution de l'énergie. La dégradation de performance est beaucoup plus sensible dans le cas où la distribution de l'énergie de bit est élevée pour de faibles valeurs d'énergie. Dans [LO03], la séquence Gaussienne apparaît comme une mauvaise séquence pour l'étalement de spectre et son TEB apparaît comme étant une limite supérieure du TEB de tous les types de séquences chaotiques (par contre, il n'existe pas de démonstration pour cette propriété). La séquence Gaussienne est composée d'une série d'échantillons indépendants de moyenne nulle de

variance égale à  $\sigma_x^2$ . Le TEB de la séquence Gaussienne est calculé dans [LO03] :

$$TEB_{Gauss} = E \left\{ Q \left[ \left( - \left[ \frac{\sigma_x}{\sigma} \right] \sqrt{\chi_\beta^2} \right) \right] \right\} \quad (3.19)$$

où  $\chi_\beta^2$  est la distribution chi carré de  $\beta$  degrés de libertés et  $\sigma^2$  est la variance du bruit additif Gaussien.

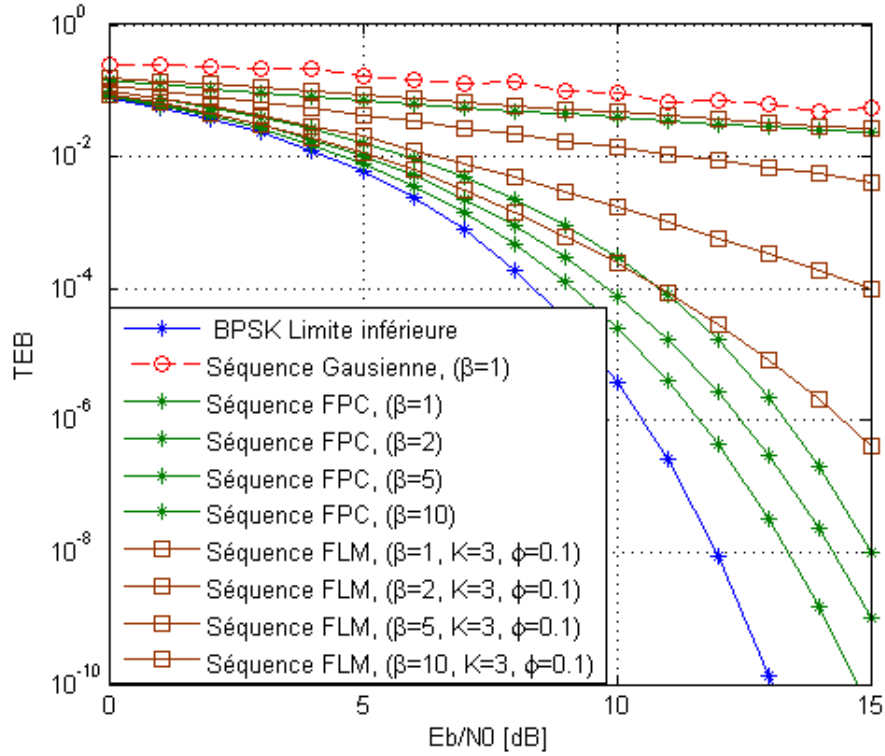


FIG. 3.4 – Simulation de la limite inférieure et supérieure du TEB

La figure 3.4 montre les limites inférieures et supérieures du TEB de notre système obtenues grâce aux équations (3.14) , (3.19) et (3.20) respectivement, avec les TEB calculés du FPC, FLM, pour différentes valeurs d'étalement ( $\beta = 1, 2, 5, 10$ ). Comme le montre la figure 3.4, la performance obtenue en utilisant la récurrence FLM croit régulièrement avec l'augmentation du facteur d'étalement. D'autre part, pour la récurrence Chebyshev, l'amélioration est très important entre le facteur d'étalement égal à un et un facteur d'étalement égal à deux. Cette amélioration de performance du TEB peut être expliquée par la corrélation entre le carré des

deux échantillons successifs de la récurrence FPC.

Dans la figure 3.5 l'histogramme du carré des deux échantillons successifs  $[x_k^2, x_{k+1}^2]$  est tracé pour la récurrence FPC pour un million d'échantillons. On peut voir clairement dans la figure 3.5 que les échantillons successifs sont très corrélés. La probabilité d'avoir deux échantillons proches de zéro est très faible. Cela veut dire que la probabilité d'avoir une énergie faible, pour un facteur d'étalement  $\beta = 2$  est très faible. Au contraire, la probabilité d'avoir deux échantillons de la forme  $(0, +1)$ , où  $(+1, +1)$ , est très élevée. C'est la raison pour laquelle nous avons cette grande amélioration du TEB entre un  $\beta = 1$  et  $\beta = 2$  pour la récurrence de Chebyshev.

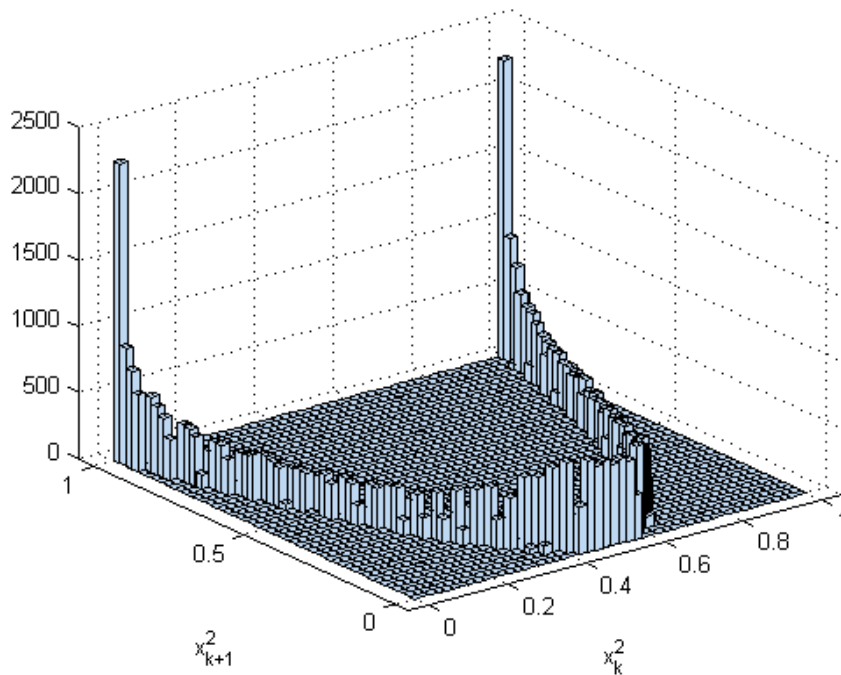


FIG. 3.5 – Histogramme de deux carrés d'échantillon successif de la séquence FPC

Pour la récurrence fonction linéaire par morceau nous avons moins de dépendance entre les échantillons successifs, et la probabilité de trouver deux échantillons successifs proches de zéro est relativement élevée, comme le montre la figure 3.6. Ce comportement explique pourquoi l'amélioration de performance du FLM est moins importante que celle du FPC quand le facteur d'étalement croit de un à deux.

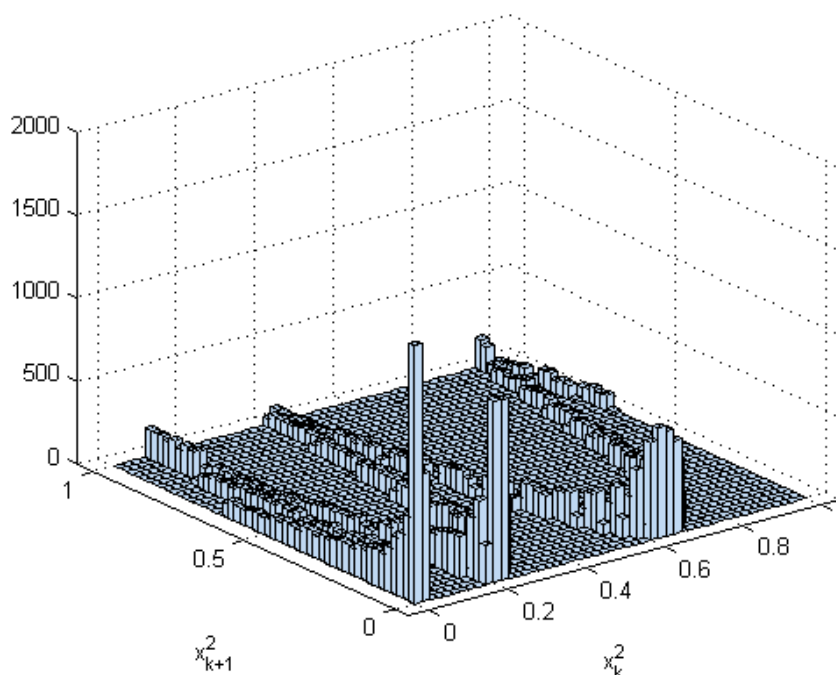


FIG. 3.6 – Histogramme de deux carrés d'échantillon successif de la séquence FLM

### 3.4 Calcul du TEB du système DCS-CDMA pour un canal BBAG

Dans le but de calculer (3.18), deux approches seront adoptées. Dans cette section, nous présentons les deux approches de calcul. La première approche de calcul du TEB par intégration numérique est présentée dans 3.4.1. L'approche analytique est décrite dans 3.4.2. L'expression analytique du TEB est obtenue dans la section 3.4.3 en se basant sur la distribution de la racine carrée de l'énergie de la séquence chaotique. Dans la section 3.4.4 le TEB est évalué dans le cas multi-utilisateurs.

#### 3.4.1 Calcul numérique du TEB

Dans le cas où la densité de probabilité de l'énergie ne suit pas une distribution classique (exemple de la récurrence du FCP de la figure 3.3), l'intégration analytique de (3.18), s'avère extrêmement difficile et le seul moyen possible reste l'intégration numérique [KCRFP07a]. L'ex-

pression de l'intégration numérique est donnée par :

$$TEB_{chaos} \approx \sum_{i=1}^c Q \left( \sqrt{\frac{2E_{bc}^{(i)}}{N_0}} \right) P \left( E_{bc}^{(i)} \right) \quad (3.20)$$

où  $c$  est le nombre de classes de l'histogramme et  $P(E_{bc}^{(i)})$  est la probabilité d'avoir l'énergie dans l'intervalle centré sur  $E_{bc}^{(i)}$ .

Cette approche peut être appliquée pour tous types de séquences chaotiques et indépendamment des conditions initiales de ces séquences avec deux opérations simples : Calcul de l'histogramme de l'énergie suivi d'une intégration numérique. De plus, cette approche explore les propriétés dynamiques des séquences chaotiques en ne négligeant pas le côté déterministe des séquences d'étalement et donne des résultats avec une très haute précision. En raison de la haute précision et la simplicité de calcul, cette méthode peut être implémentée pour des systèmes réalistes.

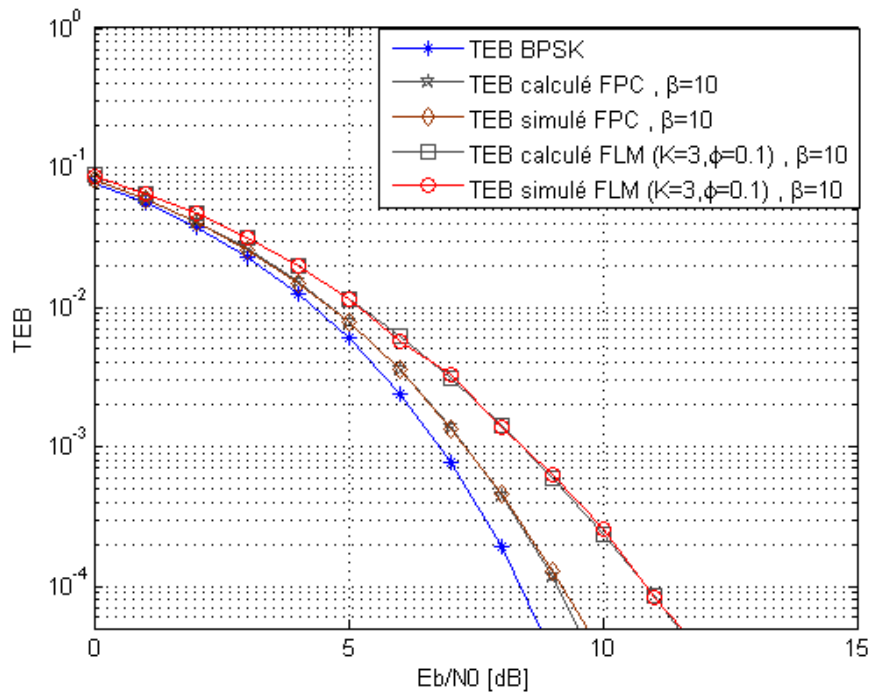


FIG. 3.7 – TEB calculé et simulé pour différentes séquences chaotiques ( $\beta = 10$ )

La figure 3.7 montre les résultats de simulations ainsi que les intégrations numériques des



TEB. Les TEB des deux séquences FPC et FLM ( $K = 3, \phi = 0.1$ ) pour un facteur d'étalement égale à  $\beta = 10$  ainsi que la limite inférieure correspondante au cas du BPSK sont tracés dans la figure 3.7. Les TEB calculés dans la figure 3.7 sont obtenus en utilisant l'histogramme de la figure 3.3 et ensuite intégrés avec l'équation (3.20). La concordance entre les simulations et notre méthode numérique confirme la grande précision de cette approche. Pour les faibles facteurs d'étalement ( $\beta = 5$  dans la figure 3.8) les performances des différentes séquences se dégradent comparées à la limite inférieure (cas du BPSK) car, quand le facteur d'étalement est faible, la distribution de l'énergie est plus large.

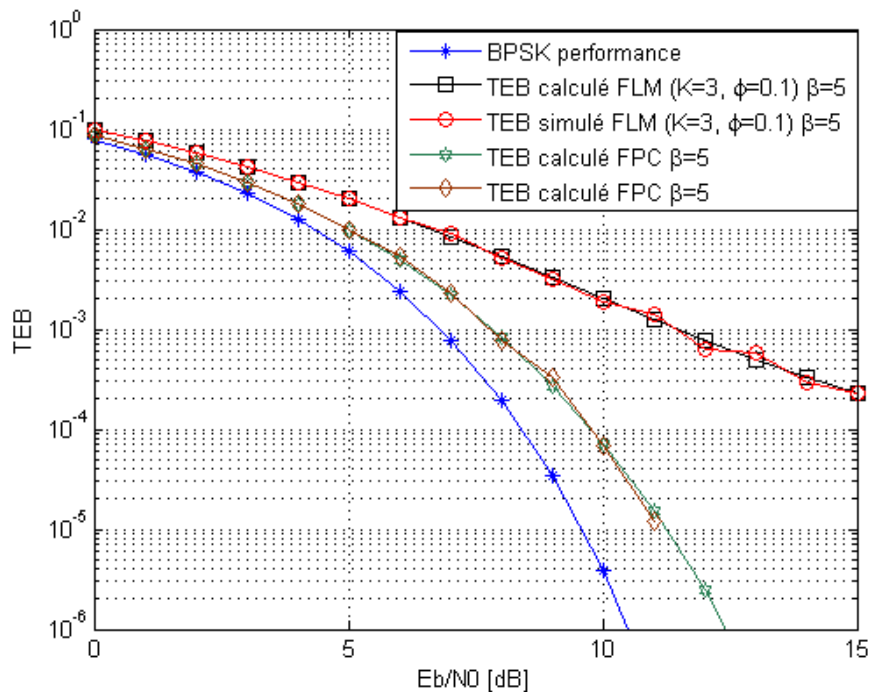
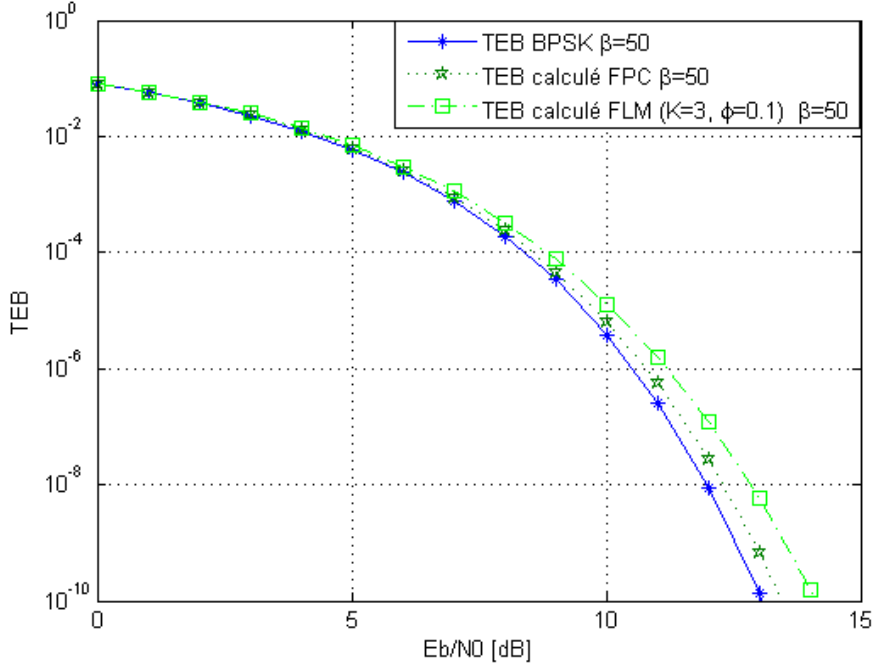


FIG. 3.8 – TEB calculé et simulé pour différentes séquences chaotiques ( $\beta = 5$ )

Néanmoins, pour le système DS-CDMA, un faible facteur d'étalement a des intérêts limités. Pour améliorer le TEB dans les systèmes DCS-CDMA on doit augmenter le facteur d'étalement. Quand le facteur d'étalement est très élevé ( $\beta = 50$  dans la figure 3.9) tous les TEB tendent vers la limite inférieure (cas du BPSK). Cela veut dire que la distribution de l'énergie tend à être forte autour de la valeur moyenne de l'énergie quand le facteur d'étalement est élevé. Cela est illustré dans la figure 3.9.


 FIG. 3.9 – TEB calculé pour différentes séquences chaotiques ( $\beta = 50$ )

### 3.4.2 Approche analytique du calcul du TEB

Pour calculer analytiquement (3.18) deux alternatives ont été proposées [KRCFP07] :

$$[A1] \quad TEB_{chaos} = \int_0^{+\infty} Q\left(\sqrt{\frac{2Y_1}{N_0}}\right) p(Y_1) dY_1; \quad Y_1 = E_{bc} \quad (3.21)$$

$$[A2] \quad TEB_{chaos} = \int_0^{+\infty} Q\left(\sqrt{\frac{2Y_2^2}{N_0}}\right) p(Y_2) dY_2; \quad Y_2 = \sqrt{E_{bc}} \quad (3.22)$$

Pour le calcul de (3.21) (respectivement (3.22)) il est fondamental d'avoir l'expression de la densité de l'énergie de bit (respectivement la distribution de la racine carrée de l'énergie de bit).

L'expression analytique (3.21) semble plus difficile à calculer.

En se référant aux travaux intensifs sur l'expression analytique de (3.22), la deuxième solution semble préférable. Dans le cadre des canaux radio-mobiles, l'expression du TEB est donnée par

[Pro01] :

$$TEB_{\substack{\text{Canal} \\ \text{radio} \\ \text{mobile}}} = \int_0^{+\infty} Q\left(\sqrt{\frac{2\lambda^2 E_b}{N_0}}\right) p(\lambda) d\lambda \quad (3.23)$$

où  $\lambda$  est l'atténuation du canal. Les expressions analytiques de (3.23) sont connues dans le cas de canaux qui suivent la distribution Rayleigh [CB02], Rice [Lin64] et Nakagami [Esp67]. Comme les expressions (3.23) et (3.22) ont la même forme, nous nous sommes intéressés à l'équation (3.22) dans le but d'obtenir une expression analytique.

Pour calculer (3.22), nous avons besoin de la distribution de la racine carrée de l'énergie d'un bit. Calculer analytiquement cette distribution semble d'une grande difficulté à cause de la dépendance qui existe entre les échantillons du chaos. Une seconde solution est d'approximer l'histogramme de la racine carrée de l'énergie par une densité connue (Rayleigh, Nakagami, Rice). Cela nous permettra alors de déterminer l'expression analytique de (3.22). En regardant sur la figure 3.3 la FPC a une densité irrégulière et le calcul pour avoir une expression analytique apparaît d'une grande difficulté. D'un autre côté, la séquence FLM apparaît comme un candidat intéressant pour calculer l'expression analytique du TEB. Dans la figure 3.10, deux lois possibles ont été testées : Rice et Nakagami. De plus, l'équation (3.23) a une expression analytique pour ces deux lois. Les distributions de Rice et Nakagami sont tracées et comparées à la distribution de la racine carrée de l'énergie. Le test chi deux confirme l'avantage de la distribution de Rice comme le montre la figure 3.11.

La figure 3.12 montre les TEB obtenus par intégration numérique de l'équation (3.22) des distributions de la figure 3.10. Nous pouvons observer dans la figure 3.12 la concordance entre le TEB obtenu par la distribution de Rice et celui de la FLM obtenu par l'histogramme de la racine carrée de l'énergie.

### 3.4.3 Calcul analytique du TEB dans le cas de la fonction linéaire par morceau

L'approximation de la racine carrée de l'énergie d'un bit par la distribution de Rice permet d'obtenir le TEB analytique pour la récurrence FLM.

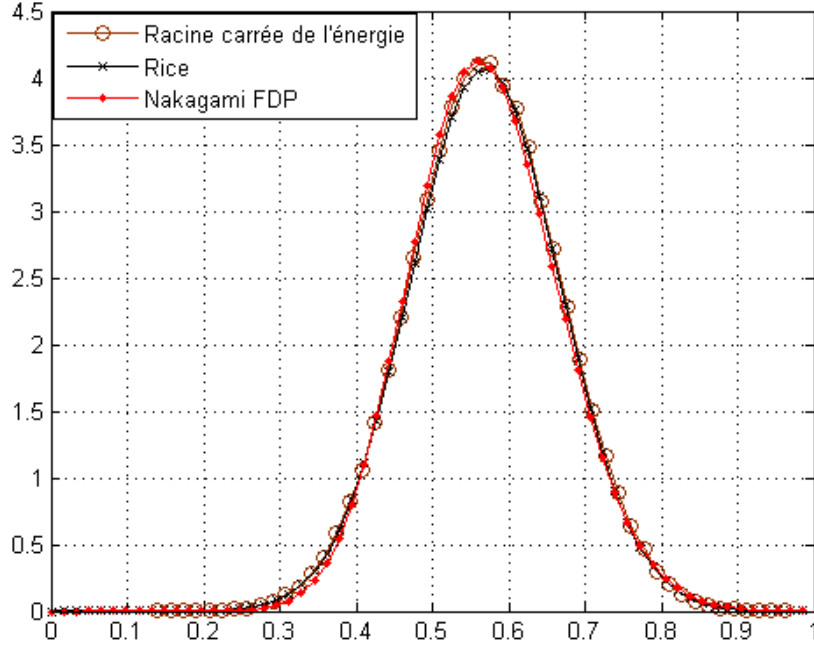


FIG. 3.10 – Estimation de la densité de probabilité de la racine carrée de l'énergie d'un bit de la séquence FLM pour  $(K = 3, \phi = 0.1, \beta = 10)$

La fonction de distribution de Rice donnée par 3.24 [ATKG01], où  $R = \sqrt{E_{bc}^i}$  est une variable aléatoire qui suit la distribution de Rice.

$$p_R(r) = \begin{cases} \frac{2(K_r+1)r}{\Omega} \exp\left(-K_r - \frac{(K_r+1)r^2}{\Omega}\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{K_r(K_r+1)}{\Omega}}r\right) & \text{si } r \geq 0 \\ 0 & \text{si } r \leq 0 \end{cases} \quad (3.24)$$

Avec  $I_0$  est la fonction de Bessel modifiée du premier ordre, et  $\Omega$  et  $\gamma$  sont donnés par :

$$\Omega = E(R^2); \quad \gamma = \text{Var}[R^2]/(E(R^2))^2 \quad (3.25)$$

Le paramètre de forme  $K_r$  est exprimé explicitement en fonction de  $\gamma$  tel que [ATKG01] :

$$K_r = \frac{\sqrt{1-\gamma}}{1-\sqrt{1-\gamma}} \quad (3.26)$$

Définissons les variables suivantes :

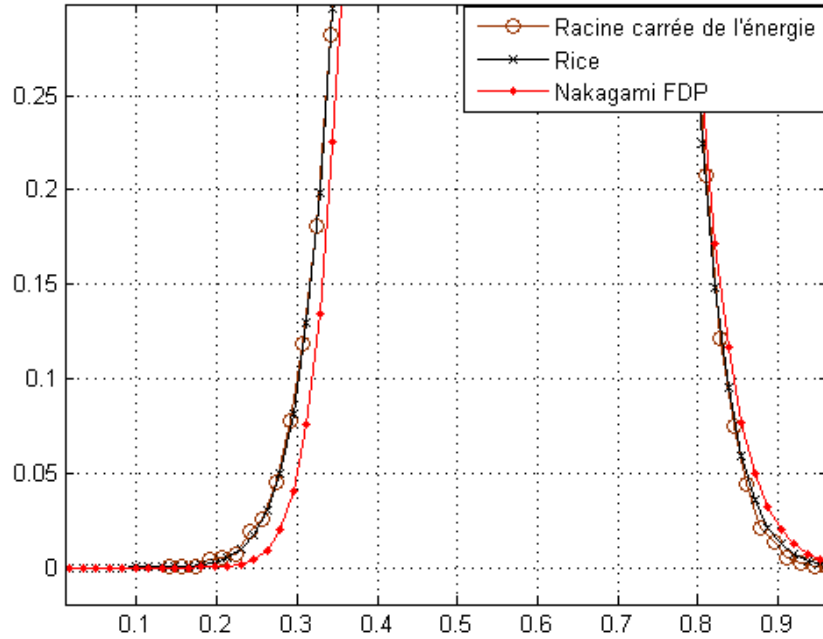


FIG. 3.11 – Agrandissement sur la partie inférieure de la figure 3.10

$$\sigma^2 = \frac{\Omega}{2(K_r + 1)}$$

et

$$\alpha^2 = \frac{K_r \Omega}{(K_r + 1)}$$

La densité de probabilité est alors obtenue par un simple changement de variable dans 3.24

$$p_R(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + \alpha^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\alpha r}{\sigma^2}\right) & \text{si } r \geq 0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.27)$$

### 3.4.3.1 Estimation des paramètres de la loi de Rice

Dans le but d'obtenir une expression analytique du TEB, les paramètres de la distribution de Rice donnés par l'équation (3.25) doivent être calculés à partir des paramètres de la séquence

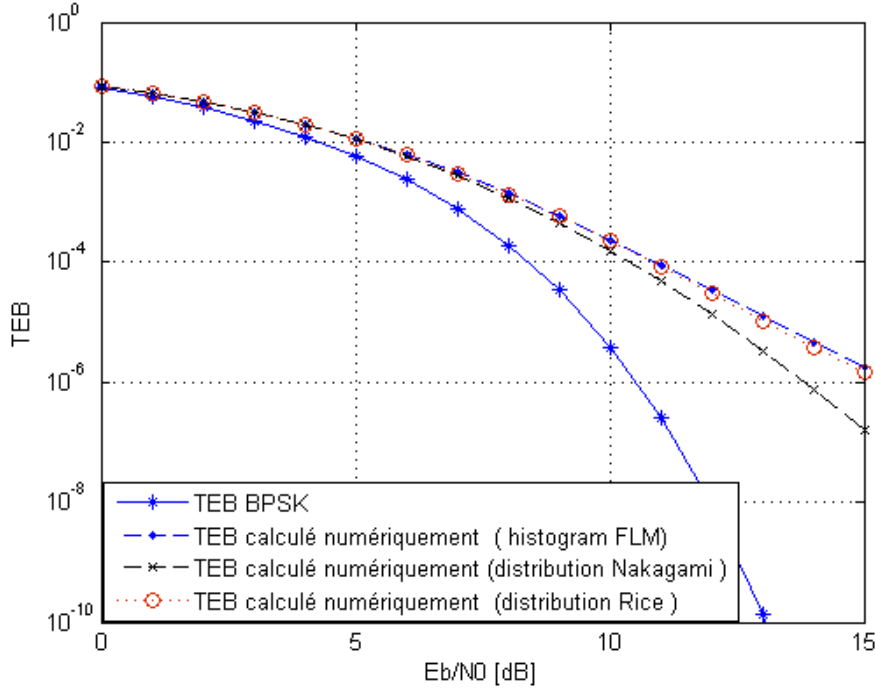


FIG. 3.12 – TEB calculé numériquement de la séquence FLM pour  $(K = 3, \phi = 0.1, \beta = 10)$  et pour différentes distributions

FLM. L'énergie d'un bit est reliée à la variable de Rice de la façon suivante :

$$R^2 = E_{bc}^{(i)} = T_c \sum_{k=0}^{\beta-1} (x_{i\beta+k})^2 \quad (3.28)$$

Les paramètres  $\Omega$  et  $\gamma$  de (3.25) sont identifiés.

En se référant à [CFP06],  $x_{i\beta+k}$  est modélisée par une variable uniformément répartie sur l'intervalle  $[-1, +1]$ , Le calcul de  $E[x_{i\beta+k}^2]$  pour un seul échantillon chaotique est égal à  $1/3$ . Le paramètre  $\Omega$  est donné par :

$$\Omega = E[R^2] = T_c \sum_{k=0}^{\beta-1} E[(x_{i\beta+k})^2] = \beta \frac{T_c}{3} \quad (3.29)$$

L'équation (3.29) est une approximation car les échantillons du chaos sont supposés indépendants les uns des autres pour l'obtenir

La variance de  $R^2$  est alors :

$$\text{Var}[R^2] = E[R^4] - \left(\beta \frac{T_c}{3}\right)^2 \quad (3.30)$$

où

$$R^4 = \left(T_c \sum_{k=0}^{\beta-1} x_{i\beta+k}^2\right)^2 = T_c^2 \left[ \sum_{k=0}^{\beta-1} x_{i\beta+k}^4 + \sum_{k=0}^{\beta-1} x_{i\beta+k}^2 \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq k}}^{\beta-1} x_{i\beta+k+n}^2 \right]$$

Il existe  $2(\beta - n)$  paires d'échantillons de différence d'indice  $n$  entre le premier et le second échantillon.

Alors

$$E[R^4] = \frac{\beta T_c^2}{5} + 2T_c^2 \sum_{n=1}^{\beta-1} (\beta - n) E[x_{i\beta+k}^2 x_{i\beta+k+n}^2] \quad (3.31)$$

où  $E[x_{i\beta+k}^2 x_{i\beta+k+n}^2]$  est estimé en utilisant la séquence FLM. Alors  $\gamma$  est obtenu en utilisant (3.25) :

$$\gamma = \frac{9}{5\beta} + 2\frac{\beta^2}{9} \sum_{n=1}^{\beta-1} (\beta - n) E[x_{i\beta+k}^2 x_{i\beta+k+n}^2] - 1 \quad (3.32)$$

### 3.4.3.2 Expression analytique du TEB

L'expression analytique calculée à partir de (3.23) dans le cas où la densité de la racine carrée est une distribution de Rice [Lin64] :

$$TEB_{FLM} = Q(u, v) - \frac{1}{2} \left[ 1 + \sqrt{\frac{d}{1+d}} \right] \exp\left(-\frac{u^2 + v^2}{2}\right) I_0(uv) \quad (3.33)$$

où  $I_0$  est la fonction de Bessel modifiée du premier ordre, et  $u, v, d, Q(u, v)$  sont donnés par :

$$u = \sqrt{\frac{\gamma_r^2 [1 + 2d - 2\sqrt{d(d+1)}]}{2(1+d)}}; \quad v = \sqrt{\frac{\gamma_r^2 [1 + 2d + 2\sqrt{d(d+1)}]}{2(1+d)}} \quad (3.34)$$

$$\gamma_r^2 = \frac{\alpha^2}{2\sigma^2}; \quad d = \sigma^2 \frac{E_b}{N_0} \quad (3.35)$$

où  $E_b$  est l'énergie constante d'un bit avant l'étalement, et  $Q(\alpha, \beta)$  est la fonction Marcum [Lin64] donnée par :

$$Q(\alpha, \beta) = \frac{1}{\alpha^{M-1}} \int_{\beta}^{\infty} x^M e^{-(x^2 + \alpha^2)/2} I_{M-1}(\alpha x) dx \quad (3.36)$$

et  $I_n(x)$  est la fonction de Bessel modifiée du premier ordre.

A noter que l'expression analytique (3.33) du TEB ne dépend pas de la condition initiale de génération de la séquence chaotique FLM, mais elle dépend simplement de la loi de distribution de la racine carrée de l'énergie.

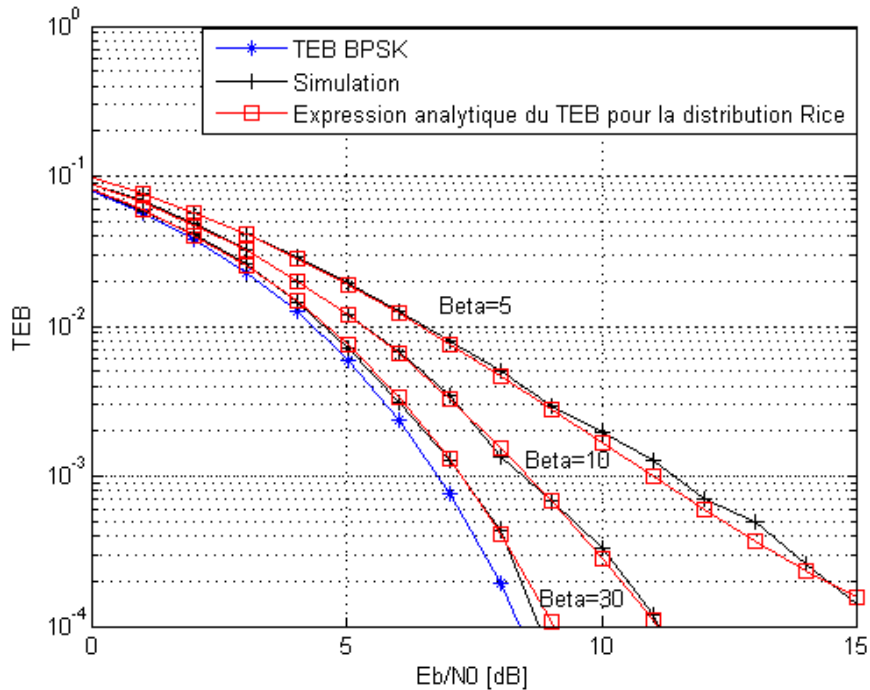


FIG. 3.13 – Expression analytique du TEB, et simulation pour  $\beta = 5, 10, 30$  du FLM avec ( $K = 3, \phi = 0.1$ )

La figure 3.13 compare le TEB obtenu avec l'expression analytique de (3.33) aux simulations Monte Carlo. La limite inférieure du TEB du système DCS-CDMA de (3.14) est encore tracée. Il apparaît clairement dans la figure 3.13 la concordance entre les simulations et les résultats analytiques. L'expression (3.33) peut être utilisée pour tous les facteurs d'étalement.



### 3.4.4 Expression du taux d'erreur binaire dans le cas multi-utilisateurs

Dans les sections précédentes, nous avons détaillé notre approche pour calculer le TEB numériquement ou analytiquement. Dans cette section nous allons généraliser notre approche et l'appliquer au système DCS-CDMA en mode multi-utilisateurs. Le but de cette généralisation est d'étudier l'effet des interférences multi-utilisateurs et de montrer que notre approche est applicable facilement au cas multi-utilisateurs [KCRFP08]. Le canal utilisé est de type BBAG et on considère que notre récepteur est cohérent. La synchronisation parfaite est encore supposée pour l'utilisateur d'intérêt. Le signal reçu est donné par (3.11).

#### 3.4.4.1 Interférence multi-utilisateurs du système DCS-CDMA à accès multiple

La variable de décision à la sortie du corrélateur, associé au  $i^{\text{ième}}$  symbole de l'utilisateur  $m$  est :

$$D_i^{(m)} = s_i^{(m)} T_c \sum_{k=0}^{\beta-1} \left( x_{i\beta+k}^{(m)} \right)^2 + T_c \sum_{k=0}^{\beta-1} x_{i\beta+k}^{(m)} (y_{i\beta+k} + n_k) \quad (3.37)$$

où  $y_{i\beta+k} = \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq m}}^M s_i^{(n)} x_{i\beta+k}^{(n)}$ , et  $n_k$  est un bruit blanc additif Gaussien durant le  $k^{\text{ième}}$  chip du  $i^{\text{ième}}$  symbole.

En remarquant que  $y_{i\beta+k}$  est la somme de  $M - 1$  échantillons de  $M - 1$  séquences chaotiques indépendantes (utilisateurs indépendants) de moyenne nulle, on considère alors que  $y_{i\beta+k}$  est une séquence normale qui suit les statistiques suivante :

$$E [y_{i\beta+k}] = 0 \quad (3.38)$$

$$Var [y_{i\beta+k}] = (M - 1) \sigma_x^2 \quad (3.39)$$

où  $\sigma_x^2$  est la puissance moyenne de chaque séquence d'étalement chaotique  $x_{i\beta+k}^{(m)}$ . L'énergie moyenne d'un chip chaotique transmis est :

$$E_c = T_c \sigma_x^2 \quad (3.40)$$

$n_k$  et  $y_{i\beta+k}$  sont deux séquences Gaussiennes indépendantes de moyenne nulle.  $D_i^{(m)}$  est alors considérée comme une variable aléatoire à distribution normale, avec les moments suivants :

$$E \left[ D_i^{(m)} \right] = s_i^{(m)} E_{bc}^{(i,m)} \quad (3.41)$$

$$Var \left[ D_i^{(m)} \right] = E_{bc}^{(i,m)} ((M-1) E_c + N_0/2) \quad (3.42)$$

L'expression générale du TEB dans le cas multi-utilisateurs est donnée par :

$$TEB_{chaos} = \int_0^{+\infty} Q \left( \sqrt{\frac{2E_{bc}}{N_0 + 2(M-1)E_c}} \right) p(E_{bc}) dE_{bc} \quad (3.43)$$

où  $p(E_{bc}^{(m)})$  est la densité de probabilité de l'énergie d'un bit. Comme il a été montré plus tôt, l'équation (3.43) peut être calculée numériquement ou analytiquement.

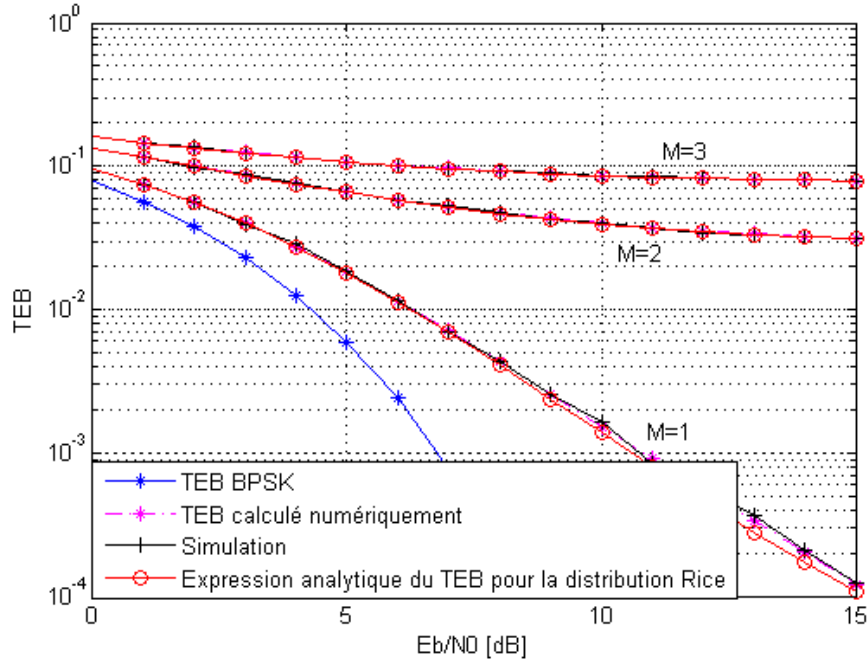


FIG. 3.14 – Expression analytique du TEB, calcul numérique du TEB, et simulation pour  $\beta = 5$ , et  $M = 1, 2, 3$  du FLM avec ( $K = 3, \phi = 0.1$ )

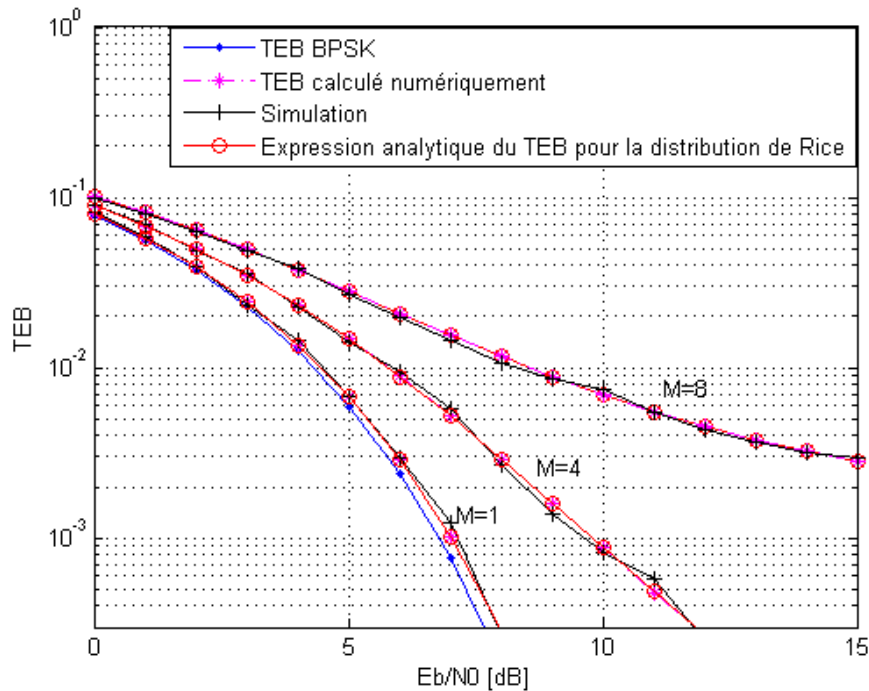


FIG. 3.15 – Expression analytique du TEB, calcul numérique du TEB, et simulation pour  $\beta = 64$ , et  $M = 1, 4, 8$  du FLM avec ( $K = 3, \phi = 0.1$ )

Dans le cas multi-utilisateurs nous avons aussi la concordance entre les trois TEB (expression analytique, calcul numérique, et simulation) comme le montre la figure 3.14. Les résultats de simulation permettent de valider l’exactitude de notre hypothèse en considérant le bruit d’interférence multi-utilisateurs comme un bruit Gaussien dans (3.42).

Dans le cas multi-utilisateurs, un grand facteur d’étalement réduit l’interférence multi-utilisateurs en étalant la puissance sur une bande très large comme le montre la figure 3.15 obtenue pour des facteur d’étalement de 64.

### 3.4.5 Discussion

Etant donné que les signaux chaotiques sont déterministes, l’approximation Gaussienne de la variable de décision ou l’hypothèse d’une énergie de symbole constante ne sont pas suffisamment précises pour le calcul de performance d’un système à étalement de spectre basé sur le chaos. Dans cette partie du chapitre nous avons présenté une nouvelle approche pour calculer le TEB

d'une façon précise. Durant notre étude nous avons supposé la synchronisation parfaite et un canal de transmission utilisé dans le cas mono et multi-utilisateurs de type BBAG. Cette nouvelle approche basée sur la distribution de l'énergie d'un bit donne des résultats précis avec une très bonne concordance avec les simulations. Au moment où les différentes séquences chaotiques sont comparées, la meilleure performance (limite inférieure) en terme de TEB correspond à une énergie constante (cas du BPSK). La limite supérieure pour les systèmes DCS-CDMA correspond à la séquence Gaussienne qui a de grandes valeurs de la densité de probabilité de l'énergie pour les faibles valeurs de celle-ci. De plus, l'histogramme de l'énergie d'un bit donne un résultat qualitatif concernant la performance de la séquence chaotique utilisée dans l'étalement du spectre. La meilleure séquence chaotique pour l'étalement du spectre est celle qui a la plus faible distribution autour de la valeur moyenne de l'énergie. Quand la densité de probabilité a une forme irrégulière comme dans le cas de la séquence FPC, la méthode d'intégration numérique est la seule solution pour le calcul du TEB. Dans des cas particuliers où la distribution de la racine carrée de l'énergie a une distribution connue (Rice, Nakagami, Rayleigh), l'expression analytique du TEB peut être calculée. L'expression analytique du TEB obtenue dans le cas de la FLM montre une concordance avec les simulations même pour de faibles facteurs d'étalement. Dans le cas multi-utilisateurs, l'interférence multi-utilisateurs est calculée et approximée par un bruit additif Gaussien. Les résultats des simulations confirment la validité de notre approximation Gaussienne du bruit d'interférence.

### 3.5 Conclusion

L'objectif de ce chapitre était de décrire les méthodologies de calcul des performances du système DCS-CDMA. Après une introduction sur les canaux radio-mobiles, nous avons présenté notre méthodologie de calcul des performances du système DCS-CDMA. Pour tous les systèmes étudiés, la synchronisation était supposée parfaite. Durant notre étude du système DCS-CDMA, le canal de transmission utilisé dans le cas mono et multi-utilisateurs était de type BBAG.

Plusieurs hypothèses sont prises pour le calcul des performances des systèmes de transmissions basés sur le chaos.

L'hypothèse de l'énergie d'un bit transmis après étalement par un code chaotique est généralement considéré constante dans le but de calculer la performance des systèmes de transmissions basés sur le chaos [APB02] [LT03] [TLT02]. Comme les signaux chaotiques sont non périodiques, alors l'énergie transmise varie d'un bit à l'autre par exemple pour les systèmes CSK, DCSK, et DCS-CDMA. Cette hypothèse ne peut être vraie que pour de grands facteurs d'étalement [APB02] [KCRFP07a], ou lorsque on introduit un modulateur de fréquence (FM) spécialement dans le système FM-DCSK [KKKJ97].

Une autre hypothèse basée sur le principe du théorème de la limite centrale, est l'approximation Gaussienne de la variable de décision à la sortie du corrélateur cité dans [LT03] [TLT02]. Comme les signaux chaotiques sont générés par des équations déterministes, alors la méthode traditionnelle pour calculer le taux d'erreur binaire basée sur l'approximation Gaussienne de la variable de décision n'est pas vraiment acceptable. Cette méthode donne des résultats de performance imprécis surtout lorsque le facteur d'étalement est faible [TLTL04].

Lawrance et Ohama n'ont pas utilisé les hypothèses de l'énergie constante d'un symbole étalé ou l'approximation Gaussienne de la variable de décision pour calculer l'expression du taux d'erreur binaire [LO03]. Seuls le bruit additif venant du canal de transmission ainsi que le bruit venant des autres utilisateurs en cas de transmission multi-utilisateurs suivent une loi Gaussienne dans leur étude. Leur approche consiste à intégrer l'expression du taux d'erreur binaire pour une récurrence chaotique donnée sur toutes les séquences chaotiques possibles pour un facteur d'étalement donné. Cette méthode donne des résultats plus précis que la méthode de calcul basée sur l'approximation Gaussienne mentionné dans [TLTL04]. Mais comme cela est

mentionné en [LO03], le but de cette approche était de calculer l'expression exacte du TEB mais par contre leur approche n'est pas implantable pour des systèmes de transmission réalistes.

Notre approche était basée sur la distribution de l'énergie d'un bit pour le calcul du taux d'erreur binaire. Deux méthodes de calcul ont été présentées :

1- Calcul du taux d'erreur binaire par intégration numérique.

Cette méthode est applicable à tous types de séquences chaotiques et plus précisément dans le cas où la distribution de l'énergie d'un bit a une forme irrégulière. Étant donné que la distribution de l'énergie de la séquence chaotique pour un facteur d'étalement donné est indépendante de la condition initiale du générateur chaotique, notre approche ne dépend alors que de la distribution de l'énergie de la séquence chaotique pour un facteur d'étalement donné.

2- Calcul analytique du taux d'erreur binaire.

Dans le cas où la distribution de la racine carrée de l'énergie a une distribution connue (Rice, Nakagami, Rayleigh) le calcul analytique du taux d'erreur binaire est possible. Les expressions analytiques sont obtenues grâce aux travaux effectués dans le cadre des canaux radio-mobiles.

L'approche choisie soit numérique ou analytique, les résultats de simulations ont montré une excellente concordance avec les deux approches. Une seconde étude en cours est de généraliser notre approche pour un canal multi-trajets.

Finalement nous pouvons conclure que cette approche est applicable à tous les systèmes de transmission à étalement de spectre par séquence chaotique. Cette approche a l'avantage de présenter une faible charge de calcul pour une grande précision du TEB calculé.

# Conclusion et perspectives

Le travail mené durant cette thèse a permis d'aborder plusieurs aspects sur les systèmes DS-CDMA basés sur le chaos. Les contributions apportées peuvent être classées en deux grandes catégories :

- 1- Etude de deux types de synchronisation des systèmes DCS-CDMA.
- 2- Proposition d'une nouvelle approche de calcul des performances des systèmes DCS-CDMA.

Nous allons détailler par la suite chaque point évoqué ci-dessus en mettant en valeur les aspects importants qui les caractérisent ainsi que les perspectives de nouveaux résultats.

Avant de commencer à détailler nos travaux, nous avons d'abord consacré le premier chapitre de ce document à présenter les éléments fondamentaux associés aux systèmes dynamiques en général et en particulier aux systèmes chaotiques. Nous avons présenté par la suite les modèles généraux qui définissent les systèmes dynamiques en temps continu et en temps discret. Une classification du comportement dynamique est faite par la suite en séparant ce comportement en quatre catégories spécifiques : point fixe, régime périodique, régime quasi-périodique et particulièrement le régime chaotique. Dans la deuxième partie de ce chapitre nous avons présenté les systèmes de transmission à porteuses chaotiques et en particulier les systèmes à étalement du spectre. Les systèmes de transmission à porteuses chaotiques ont été classés en deux catégories : systèmes de transmission à récepteurs cohérents, systèmes de transmission à récepteurs non cohérents.

La synchronisation étant un élément clé dans l'étude des systèmes cohérents, nous y avons attaché une grande importance. Ainsi dans ce but, nous avons étudié la synchronisation chaotique au niveau récepteur et la synchronisation des systèmes DS-CDMA classiques appliquée aux systèmes DCS-CDMA.

Dans la première partie du chapitre 2, nous avons traité le problème de la synchronisation des systèmes chaotiques. Nous avons présenté les méthodes de synchronisation chaotique par couplage et par estimation d'état à l'aide du filtre de Kalman. Toujours dans cette première partie, nous avons étudié la génération et la synchronisation par couplage du système chaotique de Lorenz avec deux méthodes d'intégration numérique. Nous avons comparé les deux algorithmes de calcul dans le cadre d'une communication où l'émetteur et le récepteur sont tous les deux numériques. Nous avons montré le résultat suivant : Si on veut une synchronisation avec une faible charge de calcul pour un système donné, on choisira la méthode d'Euler avec une perte maximale de  $2\text{ dB}$  en performance de synchronisation pour les faibles rapports signal sur bruit, inférieure à  $1\text{ dB}$  pour un rapport signal sur bruit élevé. Mais si on est intéressé seulement par la synchronisation chaotique avec le moins d'erreurs possible, et si la charge de calcul n'est pas trop importante pour notre application alors la méthode d'intégration de type Runge Kutta sera préférée.

La synchronisation chaotique par couplage, et la synchronisation par estimation d'état à l'aide du filtre de Kalman sont sensibles au bruit, nous nous sommes concentrés sur une méthode de synchronisation plus robuste au bruit dérivée de la synchronisation des systèmes DS-CDMA. Cette méthode de synchronisation a été le sujet de notre étude durant la deuxième partie de ce chapitre. La synchronisation par signal pilote binaire pour le système DCS-CDMA synchrone est présenté par [JUSB07]. Ce système a été notre système de départ.

Notre premier système de synchronisation présente une amélioration de performance au niveau de la probabilité de détection de fausse alarme. Cette nouvelle approche basée sur la modulation d'amplitude en quadrature améliore la performance de synchronisation du système en cas synchrone en éliminant le bruit supplémentaire venant des signaux étalés, mais le prix à payer dans cette méthode est l'utilisation d'un canal dédié pour la synchronisation.

En se basant sur le même principe de synchronisation du système [JUSB07], nous avons présenté une extension de cette approche pour permettre la synchronisation du système DCS-CDMA dans le cas d'une transmission multi-utilisateurs asynchrone. Cette approche est basée sur le principe que chaque utilisateur émet son propre pilote pour la synchronisation. Cela constitue alors une source de bruit supplémentaire pour la synchronisation et la démodulation.



---

Dans le but de réduire le bruit additif, nous avons proposé une nouvelle structure de système permettant la réduction du bruit additif et la synchronisation dans le cas asynchrone. Dans ce système, le signal pilote est toujours utilisé pour la synchronisation mais au lieu d'être additionné aux signaux étalés comme dans le système présenté auparavant pour le cas asynchrone, il est multiplié, dans ce système, par le signal étalé. Cette nouvelle méthode d'acquisition a plusieurs avantages. Premièrement cette procédure peut être appliquée dans le cas d'une transmission synchrone ou asynchrone. Le deuxième avantage est que le signal pilote n'est plus un bruit pour la séquence chaotique utilisée pour l'étalement du spectre. Le troisième avantage est que la séquence chaotique est utilisée dans le processus de synchronisation dans le but d'augmenter la variable de décision dans la phase d'acquisition.

En conclusion, on peut dire que les systèmes de synchronisation présentés dans ce chapitre élargissent la gamme de solutions face au problème de synchronisation.

L'objectif du chapitre 3 était de décrire les méthodologies de calcul des performances du système DCS-CDMA. Etant donné que les signaux chaotiques sont déterministes, l'approximation Gaussienne de la variable de décision ou l'hypothèse d'une énergie de symbole constante ne sont pas suffisamment précises pour le calcul de performance d'un système à étalement de spectre basé sur le chaos. Après une introduction sur les canaux radio-mobiles, nous avons présenté notre méthodologie de calcul des performances du système DCS-CDMA. Pour tous les systèmes étudiés, la synchronisation était supposée parfaite.

Durant notre première étude du système DCS-CDMA, le canal de transmission utilisé dans le cas mono et multi-utilisateurs était de type BBAG. Notre nouvelle approche basée sur la distribution de l'énergie d'un bit donne des résultats précis avec une très bonne concordance avec les simulations. Au moment où les différentes séquences chaotiques sont comparées, la meilleure performance (limite inférieure) en terme de TEB correspond à une énergie constante (cas d'une séquence d'étalement binaire). La limite supérieure pour les systèmes DCS-CDMA correspond à la séquence Gaussienne qui a de grandes valeurs de la densité de probabilité de l'énergie pour les faibles valeurs de celle-ci. De plus, l'histogramme de l'énergie d'un bit donne un résultat qualitatif concernant la performance de la séquence chaotique utilisée dans l'étalement du spectre. La meilleure séquence chaotique pour l'étalement du spectre est celle qui à la plus

faible distribution autour de la valeur moyenne de l'énergie.

Quand la densité de probabilité à une forme irrégulière comme dans le cas de la séquence générée par des polynômes de Chebychev, la méthode d'intégration numérique est la seule solution pour le calcul du TEB. Dans des cas particuliers où la distribution de la racine carrée de l'énergie a une distribution connue ( Rice, Nakagami, Rayleigh), l'expression analytique du TEB peut être calculée. L'expression analytique du TEB obtenue dans le cas de chaos générés avec une fonction continue par morceaux, montre une concordance avec les simulations même pour de faibles facteurs d'étalement. Dans le cas multi-utilisateurs, l'interférence multi-utilisateurs est calculée et approximée par un bruit additif Gaussien. Les résultats des simulations confirment la validité de notre approximation Gaussien du bruit d'interférence.

Finalement nous pouvons conclure que cette approche est applicable à tous les systèmes de transmission à étalement de spectre par séquence chaotique. Cette approche a l'avantage de présenter une faible charge de calcul pour une grande précision du TEB calculé

#### **- Perspectives**

A l'issue des travaux menés dans le cadre de cette thèse, les différents axes d'étude abordés conduisent à des perspectives nombreuses et variées.

Dans un premier temps, il serait intéressant d'étudier la réalisation et la performance du code de poursuite pour la dernière méthode de synchronisation où le signal pilote est multiplicatif. Concernant le canal, des études peuvent être menées pour tester la robustesse du système de synchronisation vis-à-vis des canaux multi-trajets et les différents types d'évanouissement. La résistance du système de synchronisation au brouillage peut être encore un axe intéressant à creuser.

Concernant l'évaluation de performance des systèmes DCS-CDMA. Pour notre première approche de calcul du taux d'erreur binaire basé sur l'intégration numérique reste à tester et comparer la performance des différentes séquences chaotiques sur des canaux autres que BBAG (Rice Rayleigh, Nakagami, etc) pour estimer les séquences les mieux adaptées pour tel ou tel type de transmission. Pour la seconde approche analytique, il s'agit de vérifier si il existe d'autres types de séquences chaotiques à distribution d'énergie régulière pour exprimer analytiquement l'expression de leurs taux d'erreur binaire.

---

Enfin une étude analytique des performances de communications DCS-CDMA dans un environnement multi-trajets avec récepteur type RAKE pourra très bien être envisagée.



# Bibliographie

- [APB02] S. Azou, C. Pistre, and G. Burel. A chaotic direct sequence spread-spectrum system for underwater communication. In *Proc. IEEE-Oceans*, pages 2409–2415, Biloxi,USA, 2002.
- [APDB03] S. Azou, C. Pistre, L. Le Duff, and G. Burel. Sea trial results of a chaotic direct-sequence spread spectrum underwater communication system. In *Proc. IEEE-Oceans*, pages 1539–1546, San diego,USA, 2003.
- [ASY96] K. T. Alligood, T. D. Sauer, and J. A. Yorke. *Chaos : An Introduction to Dynamical systems*. Springer-Verlag, 1996.
- [ATKG01] A. Abdi, C. Tepedelenlioglu, M. Kaveh, and G. Giannakis. On estimation of k parameter for rice fading distribution. *Proc. IEEE Commun. Lett*, 5 :92–94, 2001.
- [AVR83] V. S. Afraimovich, N. N. Verochev, and M. I. Rabinovich. Stochastic synchronization of oscillations in dissipative systems. *Prog. Radio Phys. and Quantum Electron*, 29 :795–803, 1983.
- [CB02] J. Cheng and N. C. Beaulieu. Accurate DS-CDMA bit-error probability calculation in rayleigh fading. *IEEE Trans. Comm.*, 1 :3–15, 2002.
- [CFP06] P. Chargé and D. Fournier-Prunaret. An m-ary orthogonal-CSK communication system. In *Proc. International symposium on nonlinear theory and its applications*, Bologna, Italy, 2006.
- [CH77] N. J. Corron and D. W. Hahs. A new approach to communications using chaotic signals. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 5 :373, 1977.

- [CO93a] K. M. Cuomo and A. V. Oppenheim. Circuit implementation of synchronized chaos with applications to communications. *Phys. Rev. A*, page 65, 1993.
- [CO93b] K. M. Cuomo and A. V. Oppenheim. Circuit implementation of synchronized chaos with applications to communications. *Phys. Rev. Lett.*, 1 :65–68, 1993.
- [COS93] K. M. Cuomo, A. V. Oppenheim, and S. H. Strogatz. Synchronization of lorenz-based chaotic circuits with application to communications. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 40 :626, 1993.
- [CYUB01] C.C. Chen, K. Yao, K. Umeno, and E. Biglieri. Design of spread-spectrum sequences using chaotic dynamical systems and ergodic theory. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 48 :1110–1114, 2001.
- [DKH93] H. Dedieu, M. P. Kennedy, and M. Hasler. Chaos shift keying : modulation and demodulation of a chaotic carrier using self-synchronization chua’s circuit. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 40 :634–642, 1993.
- [DP80] J. R. Dormand and P. J. Prince. A family of embedded runge-kutta formula. *J. Comput. Appl. Math.*, 6 :19, 1980.
- [EJK04] N. Eshima, Y. Jitsumatsu, and T. Kohda. Markovian ss codes imply inversion-free code acquisition in asynchronous DS-CDMA systems. In *Int. Conf. Circuits and Systems*, pages 617–620, Vancouver, Canada, 2004.
- [EK06] N. Eshima and T. Kohda. Statistical approach to the code acquisition problem in direct-sequence spread-spectrum communication systems. *Proc. IMA J. Math. Control Inform.*, 23 :149–163, 2006.
- [Esp67] R. Esposito. Error probabilities for the nakagami channel. *Proc. IEEE Trans. Inf. Theory*, 13 :145–148, 1967.
- [Fow89] T. B. Fowler. Application of stochastic control techniques to chaotic non-linear systems. *IEEE Trans. Autom. Contr.*, 34 :201–205, 1989.
- [GC05] Z. M. Ge and Y. S. Chen. Adaptive synchronization of unidirectional and mutual coupled chaotic systems. *Proc. Chaos, Solitons and Fractals*, 26 :881, 2005.

- 
- [GM01a] Z. Galias and G. M. Maggio. Quadrature chaos shift keying. In *Proc. IEEE ISCAS*, pages 313–316, Sydney, Australia, 2001.
- [GM01b] Z. Galias and G. M. Maggio. Quadrature chaos shift keying : Theory and performance analysis. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 48 :1510–1519, 2001.
- [Hol82] J. K. Holmes. *Coherent Spread Spectrum Systems*. Krieger, 1982.
- [JK02] Y. Jitsumatsu and T. Kohda. Bit error rate of incompletely synchronised correlator in asynchronous ds/cdma system using ss markovian codes. *Electronics Letters*, 38 :415, 2002.
- [JK06] Y. Jitsumatsu and T. Kohda. Gaussian chip shaping enhances the superiority of markovian codes in DS/CDMA systems. In *Int. Conf. Circuits and Systems*, Cos, Greece, 2006.
- [JUSB07] B. Jovic, C.P. Unsworth, G.S. Sandhu, and S. M. Berber. A robust sequence synchronization unit for multi-user DS-CDMA chaos based communication systems. *Proc. Elsevier Signal Process.*, 97 :1692–1708, 2007.
- [KCRFP07a] G. Kaddoum, P. Chargé, D. Roviras, and D. Fournier-Prunaret. Comparaison of chaotic sequences in a chaos based DS-CDMA system. In *Proc. International symposium on nonlinear theory and its applications*, Vancouver, Canada, 2007.
- [KCRFP07b] G. Kaddoum, P. Chargé, D. Roviras, and D. Fournier-Prunaret. Improvement of synchronization performance for multi-user chaos-based DS-CDMA system. In *Proc. International Workshop on Nonlinear Maps and their Applications*, Toulouse, France, 2007.
- [KCRFP08] G. Kaddoum, P. Chargé, D. Roviras, and D. Fournier-Prunaret. Analytical BER expression of multi-user chaos-based DS-CDMA system using a piecewise linear chaotic map. In *Proc. International symposium on nonlinear theory and its applications*, Budapest, Hungary, 2008.
- [Ken93] M.P Kennedy. Three steps to chaos part II : A chua’s circuit primer. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 40 :657, 1993.

- [KFPCR07] G. Kaddoum, D. Fournier-Prunaret, P. Chargé, and D. Roviras. Chaos synchronization between lorenz systems using two numerical integration methods. In *Proc. Conference on the Nonlinear Dynamics of Electronic Systems*, Tokushima, Japan, 2007.
- [KG00] M. Katz and S. Glisic. Modeling of code acquisition process in cdma networks : Asynchronous networks. *Proc. IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 18, 2000.
- [KHE<sup>+</sup>92] Lj. Kocarev, K.S. Halle, K. Eckert, L.O. Chua, and U. Parlitz. Experimental demonstration of secure communications via chaotic synchronisation. *Int. J. Bifur. Chaos*, 2 :709–713, 1992.
- [KIG02] M. Katz, J. Iinatti, and S. Glisic. Adaptive integration time and threshold setting schemes for two-dimensional code acquisition. *Proc. Wireless Personal Communications Journal, Kluwer Academic Publishers*, 23 :171, 2002.
- [KJK03] T. Kohda, Y. Jitsumatsu, and T.A. Khan. Spread-spectrum markovian-code acquisition in asynchronous ds/cdma systems. In *Proc. ISCAS03*, pages 750–753, Bangkok, Thailand, 2003.
- [KKc98] G. Kolumbán, M. P. Kenedy, and L. O. chua. The role of synchronization in digital communications using chaos-part II : Chaotic modulation and chaotic synchronization. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 45 :1129–1140, 1998.
- [KKK97] G. Kolumbán, M. P. Kenedy, and G. Kis. Multilevel differential chaos shift keying. In *Proc. International Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems*, pages 191–196, Moscow, Russia, 1997.
- [KKKJ97] G. Kolumbán, G. Kis, M. P. Kenedy, and Z. Jáko. FM-DCSK : a new and robust solution to chaos communications. In *Proc. International symposium on nonlinear theory and its applications*, pages 117–120, Hawaii, USA, 1997.
- [KP07] G. N. Karystinos and D. A. Pados. Rank  $-2-$  optimal adaptive design of binary spreading codes. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 53 :3075–3080, 2007.
- [KPH05] A. P. Kurian, S. Puthusserypady, and S. M. Htut. Performance enhacment of DS-



- 
- CDMA system using chaotic complex spreading sequence. *IEEE Trans. Comm.*, 4 :984–989, 2005.
- [Kra99] R. L. Kraft. Chaos, cantor sets, and hyperbolic for the logistic maps. *Am. Math. Mon.*, 106 :400–408, 1999.
- [KRCFP07] G. Kaddoum, D. Roviras, P. Chargé, and D. Fournier-Prunaret. Analytical calculation of BER in communication systems using a piecewise linear chaotic map. In *Proc. European Conference on Circuit Theory and Design*, Seville, Spain, 2007.
- [KRCFP08] G. Kaddoum, D. Roviras, P. Chargé, and D. Fournier-Prunaret. Code acquisition for asynchronous multi-user chaos-based DS-CDMA systems. In *Proc. International symposium on nonlinear theory and its applications*, Budapest, Hungary, 2008.
- [KRS00] M. P. Kennedy, R. Rovatti, and G. Setti. *Chaotic Electronics in Telecommunications*. CRC press London, 2000.
- [KT01] T. Khoda and A. Tsuneda. Pseudo noise sequences by chaotic nonlinear maps and their correlations properties. *Proc. Fundamentals of Electronics Communications and Computer Sciences Trans. Commun*, 76 :2174–2179, 2001.
- [KVSA96] G. Kolumbán, G. K. Vizvari, W. Schwarz, and A. Abel. Differential chaos shift keying : a robust coding for chaos communication. In *Proc. International Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems*, pages 92–97, Seville, Spain, 1996.
- [LABS06] M. B. Luca, S. Azou, G. Burel, and A. Serbanescu. On exact kalman filtering of polynomial systems. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 53 :1329–1340, 2006.
- [Lin64] W. C. Lindsey. Error probabilities for rician fading multichannel reception of binary and N-ary signals. *Proc. IEEE Trans. Inf. Theory*, 32 :339–350, 1964.
- [LL01] H. Leug and J. Lam. Adaptive blind equalization for chaotic communication systems using extended kalman filter. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 44 :979–989, 2001.

- [LL02] J. Lu and J. Lü. Synchronization of unified chaotic system and the application in secure communication. *Phys. Lett. A*, 1 :365–370, 2002.
- [LO03] A. J. Lawrance and G. Ohama. Exact calculation of bit error rates in communication systems with chaotic modulation. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 50 :1391–1400, 2003.
- [Lor63] E. N. Lorenz. Deterministic nonperiodic flow. *Proc. J. atmospheric science*, 20 :130, 1963.
- [LT03] F. C. M. Lau and C. K. Tse. *Chaos-Based Digital communication systems*. Springer-Verlag, 2003.
- [Luc06] M.B. Luca. *Apports du chaos et des estimateurs d'états pour la transmission sécurisée de l'information*. PhD thesis, UBO, Brest, FRANCE, 2006.
- [LZ01] H. Leung and Z. Zhu. Performance evaluation of ekf-based chaotic synchronization. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 48 :1118–1125, 2001.
- [LZD00] H. Leung, Z. Zhu, and Z. Ding. An aperiodic phenomenon of the extend kalman filter in filtering noisy chaotic signals. *IEEE Trans. Signal Processing*, 48 :1807–1810, 2000.
- [Mir90] C. Mira. *Systèmes asservis non linéaire*. Hermès, 1990.
- [MLc02] W. Mei and J. Li-cheng. A DS-CDMA communication system based on correlation chaotic synchronization. *Proc. J. China Inst. Commun.*, 23 :121, 2002.
- [MRS98] G. Mazzini, R. Rovatt, and G. Setti. Sequence synchronization in chaos-based DS-CDMA systems. In *Proc. ISCAS98*, pages 485–488, Monterey,CA, 1998.
- [MSR97] G. Mazzini, G. Setti, and R. Rovatti. Chaotic complex spreading sequences for asynchronous DS-CDMA part i : System modeling and results. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 44 :937, 1997.
- [MSR99] G. Mazzini, G. Setti, and R. Rovatti. Interference minimisation by autocorrélation shaping in asynchronous DS-CDMA system : chaos-based spreading is nearly optimal. *Electronics Letters*, 35 :1054, 1999.

- 
- [MSR07] G. Mazzini, G. Setti, and R. Rovatti. Chip pulse shaping in asynchronous chaos-based DS-CDMA. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 54 :2299–2314, 2007.
- [NB93] H. Nagashima and R. Baba. *Introduction to chaos, Physics and Mathematics of chaos Phenomena*. Institute of physics publishing London, 1993.
- [OWIC92] A. V. Openheim, G. W. Wornell, S. H. Isabel, and K. M. Cuomo. Signal processing in the context of chaotic signals. *Proc. IEEE ICASSP-92*, 1992.
- [PC89] T. S. Parker and L. O. Chua. *Practical Numerical Algorithms for chaotic systems*. Springer-Verlag, 1989.
- [PC90] L. M. Pecora and T. L. Carroll. Synchronization in chaotic systems. *Phys. Rev. A*, 64 :821–823, 1990.
- [PC91] L. M. Pecora and T. L. Carroll. Driving systems with chaotic signals. *Phys. Rev. A*, 44 :2374–2383, 1991.
- [PC96] L. M. Pecora and T. L. Carroll. Amplitude-independent chaotic synchronization. *Phys. Rev. A*, 53 :3117–3122, 1996.
- [PCJ97] L. M. Pecora, T L Carroll, and G. A. Johson. Fundamentals of synchronization in chaotic systems, concepts, and applications. *International journal of Bifurcation and Chaos*, 74 :520, 1997.
- [PCK<sup>+</sup>92] U. Parlitz, L. O. Chua, L. Kocarev, K. S. Halle, and A. Shang. Transmission of digital signals by chaotic synchronization. *International journal of Bifurcation and Chaos*, 2 :973, 1992.
- [PFTV92] W. H. Press, B. P. Flannery, S. A. Teukolskyand, and W. T. Vetterling. *Runge-Kutta Method and Adaptive Step Size Control for Runge-Kutta*. Cambridge university press, 1992.
- [Pro01] J. G. Proakis. *Digital communications*. mcgraw, 2001.
- [PZB95] R. L. Peterson, R. E. Zeimer, and D. E. Borth. *Introduction to spread spectrum communications*. prent, 1995.
- [R76] O. E. Röessler. An equation for continuous chaos. *Phys. Rev. A*, 57 :397, 1976.

- [RM98] R. Rovatti and G. Mazzini. Interference in DS-CDMA systems with exponentially vanishing autocorrelations :chaos-based spreading is optimal. *Electronics Letters*, 34 :1911, 1998.
- [RMS00] R. Rovatti, G. Mazzini, and G. Setti. Interference bounds for DS-CDMA systems based on chaotic piecewise-affine markov maps. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 47 :885–895, 2000.
- [RSMa] R. Rovatti, G. Setti, and G. Mazzini. Chaos-based spreading compared to m-sequences and gold spreading in asynchronous cdma communication systems. In *Proc. European Conference on Circuit Theory and Design*.
- [RSMb] R. Rovatti, G. Setti, and G. Mazzini. Statistical features of chaotic maps related to CDMA systems performance. In *Proc. Int. symp. on Math. Theory of Networks and Sys.*
- [RSM98a] R. Rovatti, G. Setti, and G. Mazzini. Chaotic complex spreading sequences for asynchronous DS-CDMA part II : Some theretical performance bounds. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 45 :496, 1998.
- [RSM98b] R. Rovatti, G. Setti, and G. Mazzini. Toward sequence optimization for chaos-based asynchronous DS-CDMA systems. In *Proc. IEEE GLOBECOM*, pages 2174–2179, Sydney, Australia, 1998.
- [SMR98] G. Setti, G. Mazzini, and R. Rovatti. Gaussian characterization of self interference during synchronization of chaos based DS-CDMA systems. In *Int. Conf. Electro., Circuits and Systems*, pages 231–234, Lisboa, Portugal, 1998.
- [SRM99] G. Setti, R. Rovatti, and G. Mazzini. Synchronization mechanism and optimization of spreading sequences in chaos-based DS-CDMA systems. *Proc. Trans. Fundam. Electron., Commun. Comput. Sci.*, pages 1737–1746, 1999.
- [Sta06] P. Stavroulakis. *Chaos applications in telecommunications*. CRC press New york, 2006.
- [STV00] M. Sushchik, L. S. Tsimring, and A. R. Volkovskii. Performance analysis of

- 
- correlation-based communication schemes utilizing chaos. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 47 :1684–1691, 2000.
- [TLT02] W. M. Tam, F. C. M. Lau, and C. K. Tse. An approach to calculating the bit error rate of a coherent chaos-shift-keying digital communication system under a noisy multiuser environment. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 49 :210–223, 2002.
- [TLTL04] W. M. Tam, F. C. M. Lau, C. K. Tse, and A. J. Lawrance. Exacte analytical bit error rate for multiple acces chaos-based communication systems. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 9 :473–481, 2004.
- [TV05] D. Tse and P. Viswanath. *Fundamentals of wireless communication*. Cambridge university press, 2005.
- [VM06] F. Vanhaverbeke and M. Moeneclaey. Binary signature sets for increased user capacity on the downlink of CDMA systems. *IEEE Trans. on Wireless Commun*, 5 :1795–1804, 2006.
- [XWZZ07] X. Xiong, J. Wang, Y. Zhang, and T. Zhou. Mode decomposition for synchronous state and its applications. *Proc. Chaos, Solitons and Fractals*, 31 :718–725, 2007.
- [YF83] T. Yamada and H. Fujisaka. Stability theory of synchronized motion in coupled-oscillator system II. *Prog. Theor. Phys*, 70 :1240–1248, 1983.
- [YF84] T. Yamada and H. Fujisaka. Stability theory of synchronized motion in coupled-oscillator system III. *Prog. Theor. Phys*, 72 :885–894, 1984.
- [YL06] J. Yao and A. J. Lawrance. Performance analysis and optimization of multi-user differential chaos-shift keying communication systems. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 53 :2075–2091, 2006.



# Liste de publications

## Publications dans des revues internationales

- G. Kaddoum, D. Roviras, P. Chargé and D. Fournier-Prunaret, "Robust synchronization for asynchronous Multi-User chaos-based DS-CDMA" *Elsevier, Signal Processing*, doi :10.1016/j.sigpro.2008.10.023, 2008
- G. Kaddoum, P. Chargé, D. Roviras and D. Fournier-Prunaret, "Methodology for bit error rate prediction in chaos-based communication systems" *Springer-Verlag, Circuits, Systems and Signal Processing (CSSP)*, to appear, 2009

## Publications dans des conférences internationales

- G. Kaddoum, D. Roviras, P. Chargé and D. Fournier-Prunaret, "Chaos aided synchronization for asynchronous multi-user chaos-based DS-CDMA" *Proc. 15th IEEE International Conference on Electronics Circuits*, Matla, August 2008
- G. Kaddoum, D. Roviras, P. Chargé and D. Fournier-Prunaret, "Code acquisition for asynchronous multi-user chaos-based DS-CDMA systems" *Proc. International symposium on nonlinear theory and its applications*, Budapest, Hungary, September 2008
- G. Kaddoum, P. Chargé, D. Roviras and D. Fournier-Prunaret, "Analytical BER expression of multi-user chaos-based DS-CDMA system using a piecewise linear chaotic map" *Proc.*

*International symposium on nonlinear theory and its applications*, Budapest, Hungary, September 2008

- G. Kaddoum, P. Chargé, D. Roviras and D. Fournier-Prunaret, "Improvement of synchronization performance for multi-user chaos-based DS-CDMA system, *Proc. International Workshop on Nonlinear Maps and their Applications*, Toulouse, France, December 2007
- G. Kaddoum, D. Roviras, P. Chargé and D. Fournier-Prunaret, "Analytical calculation of BER in communication systems using a piecewise linear chaotic map" *Proc. European Conference on Circuit Theory and Design*, Seville, Spain, August 2007
- G. Kaddoum, P. Chargé, D. Roviras and D. Fournier-Prunaret, "Comparaison of chaotic sequences in a chaos based DS-CDMA system", *Proc. International symposium on nonlinear theory and its applications* Vancouver, Canada, September 2007
- G. Kaddoum, D. Fournier-Prunaret, P. Chargé and D. Roviras, "Chaos synchronization between Lorenz systems using two numerical integration methods", *Proc. Conference on the Nonlinear Dynamics of Electronic Systems*, Tokushima, Japan, July 2007



## Résumé

Les radiocommunications constituent actuellement un domaine en plein essor. Depuis quelques années, de nombreux chercheurs étudient la possibilité d'utiliser des signaux chaotiques pour transmettre des données, en particulier dans un contexte multi-utilisateurs. Parmi les différentes techniques d'accès multiple, le CDMA (Code Division Multiple Access) permet à différents utilisateurs de transmettre simultanément sur la même bande de fréquence.

Cette thèse porte sur l'étude d'un système de communication multi-utilisateurs par étalement de spectre utilisant des générateurs de chaos. Dans un premier temps, nous avons étudié les signaux chaotiques issus de différents systèmes dynamiques. En se basant sur les propriétés de corrélation et sur les distributions des énergies des signaux chaotiques, une étude comparative entre les différentes séquences chaotiques a été faite dans le cadre d'une transmission DS-CDMA par séquence chaotique. Le but de cette comparaison est de fournir des éléments permettant de choisir la séquence la mieux adaptée à l'étalement du spectre. Une méthode simple rapide et précise pour prédire le taux d'erreurs binaires pour des systèmes DS-CDMA basé sur le chaos a été proposée en mode mono et multi-utilisateurs.

Nous avons exploré ensuite le processus de synchronisation des systèmes de transmission DS-CDMA basés sur le chaos. Nous avons proposé des récepteurs intégrant des unités de synchronisation similaires aux unités de synchronisations (/acquisition et poursuite/) utilisées dans les systèmes classiques à étalement du spectre. Ces unités de synchronisations utilisent simultanément une séquence binaire pseudo-aléatoire classique et une séquence chaotique pour établir et maintenir la synchronisation. Ces techniques ont été comparées à une méthode similaire de la littérature, ce qui a permis de montrer l'amélioration de la performance des systèmes proposés, et notamment le fait qu'ils soient opérationnels en mode asynchrone.

**Mots-clés:** DS-CDMA basé sur le chaos, Distribution de l'énergie, Distribution de Rice, Taux d'erreur binaire, Synchronisation du chaos, Acquisition, Poursuite.

## Abstract

Radiocommunications field is currently in full development. In recent years, many researchers have explored the possibility of using chaotic signals to transmit data, especially in a multi-user case. Among the various multiple access techniques, the CDMA (Code Division Multiple Access) allows different users to transmit simultaneously on the same frequency band

This thesis has focused on the study of a communication system with multi-user spread spectrum using chaotic generators as spreading sequences. In a first step, we have studied various chaotic signals from different dynamical systems. Relying on the correlation properties and the energy distribution of chaotic signals, a comparative study between different chaotic sequences was made in the framework of chaos-based DS-CDMA systems. The purpose of this comparison is to provide necessary elements to choose the best sequence for a spread spectrum system under an Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel. A simple method to rapidly and accurately predict the bit error rate for chaos-based DS-CDMA was proposed in single and multi-user cases.

In a second part, we have explored the synchronization process of chaos-based DS-CDMA system. We have proposed receivers incorporating synchronization units similar to the synchronization units (/ acquisition and tracking /) used in conventional spread spectrum systems. These synchronization units are using simultaneously a classical binary pseudo-random sequence together with a chaotic sequence in order to achieve and maintain synchronization. These techniques were compared to a similar existing method recently proposed in literature. We have demonstrate the improvement in performance brought by our proposed system, including the fact that this system is also operational in the asynchronous case.

**Keywords:** Chaos-based DS-CDMA, Energy distribution, Rice distribution, Bite error rate, Chaos synchronization, Acquisition, Tracking.