

Résumé

Depuis quelques années, de nombreux chercheurs étudient la possibilité d'utiliser des signaux chaotiques dans les systèmes de transmission à étalement de spectre. En effet, ces signaux, dont l'une des caractéristiques est d'être à large bande, peuvent être des candidats potentiels pour l'étalement de spectre. Aussi, leur sensibilité aux conditions initiales, leur imprédictibilité et leur apériodicité permet de renforcer la sécurité de transmission.

Dans cette thèse, une étude comparative entre différentes séquences d'étalement, conventionnelles et chaotiques, est réalisée en termes de corrélation et de distribution d'énergie. Le but de cette étude est de mettre en relief l'apport des séquences chaotiques.

Ensuite, nous proposons le nouveau système de transmission chaotique et non cohérent, Very High Efficiency Differential Chaos Shift Keying (VHE-DCSK). Celui-ci est considéré comme une généralisation des systèmes existants Differential Chaos Shift Keying (DCSK) et High Efficiency Differential Chaos Shift Keying (HE-DCSK) à un nombre quelconque N de bits transmis par trame. L'intérêt majeur de cette nouvelle proposition est d'accroître l'efficacité spectrale en comparaison à celles des systèmes DCSK et HE-DCSK. L'expression théorique du taux d'erreur binaire est calculée en utilisant la méthode d'approximation Gaussienne et cela dans un canal à bruit blanc additif Gaussien et dans un canal de Rayleigh sélectif en fréquence. Plusieurs simulations sont effectuées pour démontrer l'efficacité du système proposé.

Dans le but de réduire les interférences du système VHE-DCSK, trois différentes approches de multiplexage des N bits transmis sont ensuite proposées, donnant ainsi naissance à trois variantes du système VHE-DCSK. En utilisant la méthode d'approximation Gaussienne et dans un environnement à bruit blanc additif Gaussien, l'expression théorique du taux d'erreur binaire liée à chaque variante est retrouvée. Des simulations réalisées dans ce même environnement et pour différents paramètres ont permis ensuite de souligner les avantages de chacune des approches par rapport aux autres.

Mots clés : systèmes de transmission basés sur le chaos, étalement de spectre, systèmes chaotiques, taux d'erreur binaire.

Abstract

In recent years, many researchers have explored the possibility of using chaotic signals in spread spectrum transmission systems. Indeed, these signals, which one of the characteristics is to be broadband, may be potential candidates for spread spectrum. Also, their sensitivity to the initial conditions, their unpredictability and their aperiodicity allows reinforcing the transmission security.

In this thesis, a comparative study between different spreading sequences, conventional and chaotic, is carried out in terms of correlation and energy distribution. The aim of this study is to highlight the contribution of chaotic sequences.

Then we propose the new chaotic and non-coherent transmission system, Very High Efficiency Differential Chaos Shift Keying (VHE-DCSK). This is considered as a generalization of the existing Differential Chaos Shift Keying (DCSK) and High Efficiency Differential Chaos Shift Keying (HE-DCSK) systems to any number N of transmitted bits per frame. The main advantage of this new proposal is to increase the spectral efficiency in comparison with those of the DCSK and HE-DCSK systems. The theoretical expression of the bit error rate is calculated using the Gaussian approximation method in an additive white Gaussian noise channel and in a frequency selective Rayleigh fading channel. Several simulations are carried out to demonstrate the effectiveness of the proposed system.

In order to reduce the interferences of the VHE-DCSK system, three different approaches to multiplex the N transmitted bits are then proposed, leading to three variants of the VHE-DCSK system. Using the Gaussian approximation method and in an additive white Gaussian noise environment, the theoretical expression of the bit error rate related to each variant is found. Simulations carried in this same environment and for different parameters then highlighted the advantages of each approach compared to the others.

Keywords: chaos - based transmission systems, spread spectrum, chaotic systems, bit error rate.

Abstract in arabic

Remerciements

À l'issu de ces longues années de recherche, je suis plus que convaincu que cette thèse n'aurais jamais pu être réalisée de manière solitaire. Pour cela, je souhaite remercier certaines personnes, dont la générosité et le professionnalisme m'ont permis de réussir.

Je remercie tout d'abord mon Directeur de thèse, Monsieur Tarik Bendimerad, Professeur à l'université de Tlemcen, pour avoir proposé et dirigé cette thèse et pour la confiance qu'il m'a accordé durant toutes ces années. Je le remercie aussi pour ses encouragements et sa sympathie.

Je tiens aussi à exprimer ma profonde gratitude et reconnaissance à Monsieur Daniel Roviras, Professeur au laboratoire CEDRIC du Conservatoire National des Arts et Métiers (CNAM) de Paris, aujourd'hui membre invité de ce jury, pour m'avoir aidé pendant ces deux dernières années dans mes travaux de recherche. Je tiens aussi à le remercier pour les nombreuses heures de discussions fructueuses qu'il m'a accordé et pour ses conseils sans lesquels ce travail n'aurait jamais vu le jour. Je remercie aussi les autres membres du laboratoire CEDRIC pour leur aide durant les quelques jours passés avec eux.

Ce travail a été réalisé au sein du laboratoire de Télécommunication de Tlemcen, je tiens donc à remercier le Directeur du laboratoire, Monsieur Meriah Sidi Mohamed, pour m'avoir permis de travailler dans les meilleures conditions.

Je remercie aussi Monsieur Boukli Hacene Nouredine, Professeur à l'université de Tlemcen, pour avoir bien voulu présider ce jury de thèse.

Je remercie Madame Fatima Debbat, Maitre de Conférence à l'université de Mascara, Madame Fatima Bouasria, Maitre de Conférence à l'université de Saida ainsi que Monsieur Boumediène Lasri, Professeur à l'université de Saida pour avoir accepté d'examiner cette thèse. Je leur suis très reconnaissante pour le temps qu'ils ont consacré à la lecture de ce manuscrit et pour l'intérêt qu'ils ont accordé à mon travail.

Je remercie enfin les êtres les plus chers qui m'entourent. Ma mère et mon père, qui m'ont

inculqué l'amour du savoir et la persévérance dès mon enfance. Mon époux, qui a toujours cru en moi et m'a soutenu dans tout ce que j'ai entrepris. J'aimerais aujourd'hui leur adresser mon plus profond amour.

A mes parents.

A mon très cher époux et à mes petits garçons Racim et Yanis.

A mon frère et à ma soeur.

A ma chère tante Amina.

A mes beaux parents.

A la mémoire de ma grand mère.

Table des Matières

| | |
|---|-----------|
| Liste des illustrations | 13 |
| Acronymes | 14 |
| Introduction générale | 16 |
| 1 Notions de base sur le chaos et les systèmes de transmission numériques | 19 |
| 1.1 Introduction | 19 |
| 1.2 Notions de base | 19 |
| 1.3 Chaîne de transmission numérique | 20 |
| 1.3.1 Définition d'une chaîne de transmission | 20 |
| 1.3.2 Transmission en bande de base et en bande transposée | 23 |
| 1.4 Système à étalement de spectre | 23 |
| 1.4.1 Principe de l'étalement de spectre par séquence directe DS-SS | 24 |
| 1.4.2 Avantages et inconvénients de l'étalement de spectre par séquence directe . . | 25 |
| 1.4.3 Séquences d'étalement conventionnelles | 28 |
| 1.4.4 Propriétés des séquences pseudo-aléatoires | 30 |
| 1.4.5 Analyse du système DS-SS en bande de base à séquence NRZ-PN | 33 |
| 1.5 Systèmes dynamiques et chaos | 39 |
| 1.5.1 Systèmes dynamiques à temps discret | 42 |
| 1.5.2 Systèmes dynamiques à temps continu | 43 |
| 1.5.3 Communication chaotique | 44 |
| 1.5.4 Analyse du système DS-SS en bande de base à séquence NRZ-Chaos | 46 |
| 1.6 Estimation des performances du système DS-SS | 51 |
| 1.7 Conclusion | 52 |

| | | |
|----------|--|------------|
| 2 | Etat de l'art des systèmes de modulation et de démodulation basés sur le chaos | 53 |
| 2.1 | Introduction | 53 |
| 2.2 | Systèmes de transmission basés sur le chaos | 54 |
| 2.2.1 | Systèmes de transmission à récepteurs cohérents | 54 |
| 2.2.2 | Systèmes de transmission à récepteurs non cohérents | 61 |
| 2.3 | Comparaison des performances de quelques systèmes pertinents | 82 |
| 2.4 | Conclusion | 84 |
| 3 | VHE-DCSK: Very High Efficiency-DCSK | 85 |
| 3.1 | Introduction | 85 |
| 3.2 | Description du système VHE-DCSK | 86 |
| 3.2.1 | Emetteur | 86 |
| 3.2.2 | Récepteur | 88 |
| 3.2.3 | Implémentation de l'émetteur et du récepteur | 90 |
| 3.3 | Analyse des performances du système VHE-DCSK dans un contexte mono-utilisateur | 91 |
| 3.4 | Analyse des performances du système VHE-DCSK dans un contexte multi-utilisateurs | 93 |
| 3.5 | Résultats de simulation du système VHE-DCSK | 95 |
| 3.6 | Variantes du système VHE-DCSK | 99 |
| 3.7 | Analyse des performances des variantes du système VHE-DCSK | 103 |
| 3.7.1 | Dérivation du TEB dans le cas de la première approche | 104 |
| 3.7.2 | Dérivation du TEB dans le cas de la deuxième approche | 105 |
| 3.7.3 | Dérivation du TEB dans le cas de la troisième approche | 105 |
| 3.8 | Resultats de simulation des variantes du système VHE-DCSK | 106 |
| 3.9 | Conclusion | 110 |
| 4 | Estimation des performances du système VHE-DCSK dans un canal de Rayleigh sélectif en fréquence | 112 |
| 4.1 | Introduction | 112 |
| 4.2 | Canal de propagation | 113 |
| 4.2.1 | Définition | 113 |
| 4.2.2 | Propagation par trajets multiples | 113 |
| 4.2.3 | Les variation induites par le canal de propagation | 115 |

| | | |
|-------|---|------------|
| 4.2.4 | Modélisation mathématique du canal de propagation | 116 |
| 4.2.5 | Paramètres caractéristiques du canal de propagation | 117 |
| 4.2.6 | Classification des canaux de propagation | 119 |
| 4.2.7 | Description du canal utilisé | 120 |
| 4.3 | Analyse des performances du système VHE-DCSK dans un canal de Rayleigh sélectif en fréquence | 122 |
| 4.4 | Résultats de simulation du système VHE-DCSK dans un canal de Rayleigh sélectif en fréquence | 126 |
| 4.5 | Conclusion | 129 |
| | Conclusion générale et perspectives | 130 |
| | Contributions | 133 |

Liste des Illustrations

| | | |
|------|---|----|
| 1-1 | Chaîne de transmission de l'information. | 21 |
| 1-2 | Principe de l'étalement de spectre DS-SS en bande de base | 25 |
| 1-3 | Exemple d'une émission avec perturbations bande étroite. | 26 |
| 1-4 | Registre à décalage à rétro-action linéaire. | 29 |
| 1-5 | Principe de génération des codes de Gold. | 30 |
| 1-6 | Propriétés d'une séquence aléatoire NRZ. | 31 |
| 1-7 | Propriétés d'une séquence pseudo-aléatoire. | 34 |
| 1-8 | Etalement de spectre DS-SS par séquence NRZ-PN (Emetteur), (a) Séquence de données $b(t)$, (b) Séquence NRZ-PN $c(t)$, (c) Séquence de données étalée $e(t)$ | 36 |
| 1-9 | Densité Spectrale de puissance pour un étalement par séquence NRZ-PN, (a) DSP de $b(t)$, (b) DSP de $c(t)$, (c) DSP de $e(t)$ | 37 |
| 1-10 | Etalement de spectre DS-SS par séquence NRZ-PN (Récepteur), (a) Signal reçu $r(t)$ non atteint par le bruit, (b) Séquence NRZ-PN générée localement $c(t)$, (c) Signal désétaillé $d(t)$, (d) Integrated and Dump appliqué au signal $d(t)$, (e) Signal détecté. . . . | 40 |
| 1-11 | Schéma block du système DS-SS en bande de base à séquence NRZ-PN. | 41 |
| 1-12 | Comportement de la fonction logistique pour $R = 4$ | 42 |
| 1-13 | Attracteur de Rossler. | 44 |
| 1-14 | Attracteur de Lorenz. | 45 |
| 1-15 | Propriétés d'une séquence chaotique quantifiée, (a) Séquence NRZ-Chaos, (b) Auto-corrélation de la séquence NRZ-Chaos, (c) DSP de la séquence NRZ-Chaos. | 47 |
| 1-16 | Etalement de spectre DS-SS par séquence NRZ-Chaos (Emetteur), (a) Séquence de données $b(t)$, (b) Séquence NRZ-Chaos $c(t)$, (c) Séquence de données étalée $e(t)$ | 48 |
| 1-17 | Densité spectrale de puissance pour un étalement par séquence NRZ-Chaos,(a) DSP de $b(t)$, (b) DSP de $c(t)$, (c) DSP de $e(t)$ | 49 |

| | | |
|------|---|----|
| 1-18 | Étalement de spectre DS-SS par séquence NRZ-Chaos (Récepteur), (a) Signal reçu $r(t)$ non atteint par le bruit, (b) Séquence NRZ-Chaos générée localement $c(t)$, (c) Signal désétalé $d(t)$, Integrated and Dump appliqué au signal $d(t)$, (d) Signal détecté. | 50 |
| 1-19 | Performances du système DS-SS (figure 1-11). | 51 |
| 2-1 | Système de communication numérique DCS-CDMA à récepteur de type corrélateur. | 55 |
| 2-2 | L'estimation Duale Code/Symbole. | 56 |
| 2-3 | Principe du masquage chaotique. | 57 |
| 2-4 | Système de communication numérique Chaos Shift Keying (CSK). | 58 |
| 2-5 | Démodulateur CSK basé sur le calcul d'erreur de synchronisation | 59 |
| 2-6 | Démodulateur CSK basé sur la corrélation. | 59 |
| 2-7 | Principe du système SCSK. | 60 |
| 2-8 | Système CSK basé sur l'estimation de l'énergie par bit. | 61 |
| 2-9 | Histogramme des énergies par bit. (a) En absence de bruit, (b) En présence d'un bruit modéré. | 63 |
| 2-10 | Système de transmission DCSK. | 64 |
| 2-11 | Système de transmission CDSK. | 70 |
| 2-12 | Générateur de signal chaotique FM. | 73 |
| 2-13 | Système de transmission QCSK | 74 |
| 2-14 | Système DCSK basé sur la permutation | 75 |
| 2-15 | Magnitude des composantes fréquentielles du signal DCSK élevé au carré (a) Avant permutation (b) Après permutation. | 76 |
| 2-16 | Système de transmission HE-DCSK | 77 |
| 2-17 | Système de transmission DCSK-CDSK hybride. | 80 |
| 2-18 | Comparaison des performances en TEB de quelques systèmes pertinents, (a) $M = 100$, (b) $M = 300$, (c) $M = 500$. | 83 |
| 3-1 | Structure de l'émetteur du système VHE-DCSK. | 87 |
| 3-2 | Structure des trames transmises. | 87 |
| 3-3 | Structure du récepteur. | 88 |
| 3-4 | Structure des trames transmises dans le cas multi-utilisateurs. | 94 |
| 3-5 | Comparaison entre TEB théorique et simulé du système VHE-DCSK pour $N = 4$ et $M = 100$. | 97 |

| | | |
|------|--|-----|
| 3-6 | Performances en TEB du système VHE-DCSK pour différentes valeurs de M et N | 97 |
| 3-7 | Performances en TEB du système VHE-DCSK pour différentes efficacités spectrales ($M = 100$). | 98 |
| 3-8 | Schéma de transmission, (a) approche classique, (b) première variante, (c) deuxième variante, (d) troisième variante. | 100 |
| 3-9 | Structure généralisée du récepteur (approche 1, approche 2, approche 3). | 102 |
| 3-10 | Comparaision entre les performances en TEB des trois approches pour $N = 4$ et $M = 128$ | 108 |
| 3-11 | Comparaision entre les performances en TEB des trois approches pour $N = 16$ et $M = 128$ | 108 |
| 3-12 | Comparaision entre les performances en TEB des trois approches pour $N = 4$ et $M = 64$. | 109 |
| 3-13 | Comparaison des performances en TEB des systèmes DCSK, HE-DCSK et VHE- DCSK-WH($N = 2$) pour $M = 128$ | 109 |
| 3-14 | Performance en TEB de la première variante du système VHE-DCSK pour différentes valeurs de N (différentes efficacités spectrales), $M = 128$ | 110 |
| 4-1 | Canal de propagation et canal de transmission. | 113 |
| 4-2 | Les principaux phénomènes de propagation. | 114 |
| 4-3 | Variation de la puissance du signal reçu en fonction de la distance. | 116 |
| 4-4 | Réponse impulsionnelle d'un canal multi trajets. | 117 |
| 4-5 | Modèle du canal two-ray Rayleigh fading. | 121 |
| 4-6 | Performances en <i>TEB</i> du système VHE-DCSK ($N = 4$) dans un canal <i>two-ray</i> <i>Rayleigh fading</i> ($M = 100, \tau = 2$). | 127 |
| 4-7 | Performances en <i>TEB</i> du système VHE-DCSK pour différentes valeurs de N dans un canal <i>two-ray Rayleigh fading</i> à puissances moyennes similaires ($M = 100, \tau = 2$). | 128 |

Acronymes

| | |
|----------|---|
| AWGN | Additive White Gaussian Noise |
| ADC | Analog to Digital Converter |
| AMRC | Accès Multiple à Répartition en Code |
| BER | Bit Error Rate |
| BBAG | Bruit Blanc Additif Gaussien |
| CSK | Chaos Shift Keying |
| CDMA | Code Division Multiple Access |
| CDSK | Correlation Delay Shift Keying |
| COOK | Chaotic On Off Keying |
| CS-DCSK | Code Shifted Differential Chaos Shift Keying |
| CPF | Chebyshev Polynomial Function |
| DAC | Digital to Analog Converter |
| DCSK | Differential Chaos Shift Keying |
| D-DCSK | Differentially Differential Chaos Shift Keying |
| DS-SS | Direct Sequence Spread Spectrum |
| DSP | Densité Spectrale de Puissance |
| DS-CDMA | Direct Sequence Code Division Multiple Access |
| DCS-CDMA | Direct Chaotic Sequence Code Division Multiple Access |
| EKF | Extended Kalman Filter |
| FHSS | Frequency Hopping Spread Spectrum |
| FM-DCSK | Frequency Modulation Differential Chaos Shift Keying |
| GPS | Global Positioning System |
| HCS-DCSK | High Data Rate Differential Chaos Shift Keying |

| | |
|-------------|--|
| HE-DCSK | High Efficiency Differential Chaos Shift Keying |
| I-DCSK | Improved Differential Chaos Shift Keying |
| JPEG | Joint Photographic Experts Group |
| LZW | Lempel Ziv Welch |
| LFSR | Linear Feedback Shift Register |
| LOS | Line Of Sight |
| MPEG | Moving Picture Experts Group |
| M-ary DCSK | M-ary Differential Chaos Shift Keying |
| MIMO | Multiple Input Multiple Output |
| MC-DCSK | Multicarrier Differential Chaos Shift Keying |
| NRZ | Non Return to Zero |
| NRZ-PN | Non Return to Zero-Pseudo Noise |
| NLOS | non-Line Of Sight |
| OVSF | Orthogonal Variable Spreading Factor |
| OFDM | Orthogonal Frequency Division Multiplexing |
| PN | Pseudo Noise code |
| P-DCSK | Permutation based Differential Chaos Shift Keying |
| QCSK | Quadrature Chaos Shift Keying |
| RMS | Root Mean Square |
| SF | Spreading Factor |
| SNR | Signal to Noise Ratio |
| SCSK | Symmetric Chaos Shift Keying |
| SIMO | Simple Input Multiple Output |
| TEB | Taux d'Erreur Binaire |
| UKF | Unscented Kalman Filter |
| VHE-DCSK | Very High Efficiency Differential Chaos Shift Keying |
| VHE-DCSK-WH | Very High Efficiency Differential Chaos Shift Keying Walsh Hadamard |
| WH | Walsh Hadamard |

Introduction générale

Le développement des techniques de l'étalement de spectre a commencé vers les années cinquante. Au tout début, ces techniques étaient vouées aux applications militaires. Plus tard, vers le début des années quatre-vingt-dix, ces techniques ont commencé à être appliquées dans de nombreux systèmes de communication civils et plus particulièrement dans les systèmes de téléphonie sans fil. Cela a coïncidé également avec l'introduction des signaux chaotiques dans les techniques de l'étalement de spectre, donnant ainsi naissance à un grand nombre de systèmes de communication basés sur le chaos. En effet, les chercheurs ont eu un grand intérêt à exploiter les propriétés de tels signaux, en particulier dans un domaine multi-utilisateurs ou à grande efficacité spectrale. Essentiellement, la sensibilité aux conditions initiales des applications chaotiques permet de générer un nombre infini de signaux chaotiques à inter-correlations très faibles, ce qui par conséquent accroît le nombre d'utilisateurs pouvant communiquer simultanément. Aussi, l'apparence similaire au bruit aléatoire de ces signaux permet d'accroître la sécurité des systèmes de communication chaotiques.

Deux classes de systèmes de communication basés sur le chaos ont été proposées et étudiées:

- Les systèmes de communication basés sur le chaos à récepteurs cohérents, où une copie synchrone du signal chaotique utilisé au niveau de l'émetteur est générée au niveau du récepteur. La détection des symboles transmis est réalisée ensuite en utilisant cette réplique (DCS-CDMA [1][2], CSK cohérent [3][4][5], SCSK [6]...).

- Les systèmes de communication basés sur le chaos à récepteurs non cohérents, où la détection des symboles transmis se fait en exploitant uniquement le signal reçu et sans générer localement un quelconque signal (DCSK [7], COOK [8]...).

Dans la première classe et plus particulièrement dans le système DCS-CDMA, le principe consiste à remplacer les séquences conventionnelles (PN-séquences) par des séquences chaotiques, ce qui améliore la sécurité. Cependant, dans des environnements bruités, les modèles de synchronisation existants présentent de faibles performances. La seconde classe des systèmes de communication

intervient dans l'optique d'éviter toute synchronisation. En nous basant sur cet avantage majeur, nous nous sommes focalisé dans notre travail sur l'élaboration d'un nouveau système de communication basé sur le chaos, à récepteur non cohérent. Celui ci est inspiré des systèmes HE-DCSK [9] et DCSK et a la particularité de permettre une plus grande efficacité spectrale que celles des deux systèmes évoqués.

Les chapitres de ce manuscrit sont organisés sous la forme suivante:

La première partie du chapitre I est consacrée à l'introduction des notions de base concernant une chaîne de transmission numérique, nous définirons alors la notion de codage source, de codage canal, de modulation...etc. Ensuite nous entamerons une deuxième partie où les principes fondamentaux de l'étalement de spectre seront présentés. Aussi, les propriétés d'autocorrélation et de densité spectrale de puissance d'une séquence d'étalement conventionnelle, nommée par PN-sequence, seront alors énoncées et représentées graphiquement. Nous introduirons ensuite la notion de systèmes dynamiques en général et chaotiques en particulier, ceci dans le but d'appliquer des séquences issues de ces derniers à l'étalement de spectre. Les propriétés d'autocorrélation et de densité spectrale de puissance seront une nouvelle fois représentées graphiquement pour de telles séquences. Nous constaterons ensuite les effets de l'étalement de spectre ainsi que les taux d'erreurs binaires obtenus pour chaque type de séquence d'étalement (PN-sequences et séquence chaotiques) dans le cas d'un système à étalement de spectre par séquence directe DS-SS [10].

Dans un second chapitre, nous dresserons un état de l'art des systèmes de communication existants, basés sur le chaos, cohérents et non cohérents. Notre objectif est d'être le plus exhaustif possible. Le taux d'erreur binaire sera alors calculé analytiquement pour certains systèmes très largement étudiés à l'aide de la méthode d'approximation Gaussienne. Nous comparerons, au final, les performances en taux d'erreur binaire de quelques systèmes que nous jugerons les plus pertinents à l'élaboration de notre nouveau système de communication basé sur le chaos.

Ensuite, une description détaillée du système proposé, nommé Very High Efficiency Differential Chaos Shift Keying (VHE-DCSK), est faite dans le chapitre suivant. Nous détaillerons alors les structures respectives de l'émetteur et du récepteur ainsi que la structure de la trame transmise. Nous étudions aussi les performances en taux d'erreur binaire obtenues dans le cas d'un canal à bruit blanc additif Gaussien (contexte mono et multi-utilisateurs) et nous proposerons trois variantes à ce système, suivie d'une discussion des avantages et des inconvénients de chacune.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude des performances du système VHE-DCSK dans un environnement plus réaliste. Nous avons choisi pour cela, le canal très largement étudié 'two-ray

Rayleigh fading'. Nous commencerons donc par l'introduction des principes de base du canal de propagation radio-mobiles, dont la propagation par trajets multiples, les paramètres caractéristiques d'un canal de propagation et enfin une classification des différents canaux de propagation. Ensuite, nous passerons à l'étude proprement dite des performances de notre système dans le canal choisi. Un calcul théorique du taux d'erreur binaire sera alors fait moyennant la méthode d'approximation Gaussienne et quelques approximations. Enfin, une conclusion générale et quelques perspectives de recherches viennent clore notre travail.

Chapitre 1

Notions de base sur le chaos et les systèmes de transmission numériques

1.1 Introduction

L'une des plus grande problématiques des systèmes de communication actuels est de permettre à de plus en plus d'utilisateurs de communiquer simultanément sur une même bande de fréquence en limitant les interférences. Dans cette optique, les systèmes chaotiques sont venu apporter leur contribution. De nombreux travaux de recherche portant sur les communications chaotiques ont vu le jour durant cette dernière décennie. La jointure de ces deux grands domaines a fait l'objet de notre premier chapitre et de notre étude plus généralement. Nous commencerons tout d'abord par expliquer brièvement les principes de base d'une chaîne de transmission numérique que nous avons jugé nécessaire de rappeler, suivie d'une description de la technique de l'étalement de spectre par séquence directe. Nous donnerons ensuite quelques exemples d'opérations d'étalement et de désétalement employant diverses séquences d'étalement, ceci dans le but de faire une étude comparative des performances atteintes par chaque code d'étalement utilisé à cet effet. Tout au long du manuscrit, nous considérons que la transmission se fait en bande de base.

1.2 Notions de base

Les sections suivantes font appel à quelques notions de base en traitement de signal, il est alors indispensable de rappeler certaines définitions et théorèmes qui peuvent nous aider à la compréhension.

Définition 1.1 *Autocorrélation* [11]

Elle permet de mesurer le degré de similitude entre un signal $x(t)$ et une version décalée de ce dernier par un temps τ , elle est calculée par:

$$R_{xx}(t, t - \tau) = E[x(t)x^*(t - \tau)] = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)x^*(t - \tau)dt \quad (1.1)$$

Définition 1.2 *Intercorrélation* [11]

Elle permet de mesurer le degré de similitude entre deux signaux $x(t)$ et $y(t)$ aux instants t et $t-\tau$, elle est calculée par:

$$R_{xy}(t, t - \tau) = E[x(t)y^*(t - \tau)] = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)y^*(t - \tau)dt \quad (1.2)$$

Définition 1.3 *(Stationnarité au sens strict)*[12]

Un processus aléatoire est dit stationnaire au sens strict si toutes ses propriétés statistiques sont invariantes à un changement d'origine du temps.

Définition 1.4 *(Stationnarité au sens large)* [12]

Un processus aléatoire est dit stationnaire au sens large si toutes ses propriétés statistiques d'ordre 1 et 2 (Moyenne et autocorrélation) sont invariantes à un changement d'origine du temps.

Statistique d'ordre 1: $E[x(t)]=E[x]=\text{constante}$.

Statistique d'ordre 2: $R_{xx}(t, t - \tau) = R_{xx}(\tau) = \text{constante}$.

Théorème 1.1 *(Théorème de Wiener-Khintchine)*[12]

La densité spectrale de puissance d'un processus aléatoire stationnaire au sens large est la transformée de Fourier de sa fonction d'autocorrélation.

1.3 Chaîne de transmission numérique

1.3.1 Définition d'une chaîne de transmission

Les chaînes de transmission telles qu'elles sont décrites dans [13][14][15] ont été conçues principalement pour assurer la transmission des informations utiles d'un endroit à un autre. Dans le cas d'une chaîne de transmission numérique, le message ou l'information à transmettre doit être sous forme numérique. Une source délivrant un message analogique (signal de parole, signal d'image...)

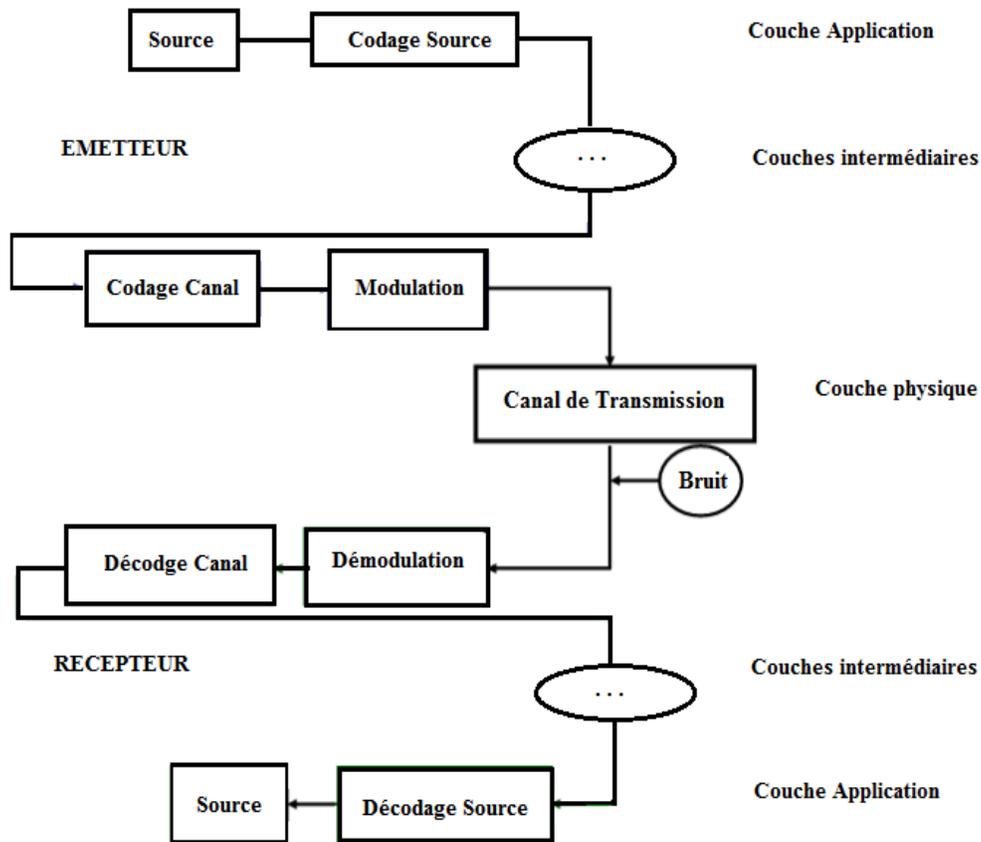


Fig 1-1: Chaîne de transmission de l'information.

doit impérativement être numérisée (échantillonnage, quantification, codage binaire). Nous allons considérer tout au long de ce chapitre que la source délivre un message numérique.

Une chaîne de transmission de l'information d'une seule source à un seul destinataire (point à point) dans sa structure fonctionnelle la plus simple est représentée sur la figure 1-1. Cette chaîne constitue la base pour les autres modèles de communication comme:

- Communication multi-utilisateurs (plusieurs sources - un destinataire).
- Communication broadcast (une source - plusieurs destinataires).
- Réseaux adhoc (plusieurs sources - plusieurs destinataires).

Codage source/Décodage source: c'est le premier bloc de la chaîne de transmission de l'information montré dans la figure 1-1. Son rôle consiste à diminuer le nombre de bits du message en supprimant certains éléments redondants, cela est fait dans le but d'optimiser l'utilisation de la bande

passante disponible. Ce codage est équivalent à la technique de compression. Il existe deux types de compression, celle avec perte de l'information (JPEG [16], MPEG [17]...etc) et celle sans perte de l'information (LZW coding [18][19], Huffman coding [20], Shannon-Fano coding [21]...etc). Dans la première technique, après décompression, des erreurs très peu perceptibles existent dans les données décompressées ou concises. Dans la seconde technique, les données originales exactes peuvent être reconstruites à partir des données compressées.

Le message sous forme concise résultant de ce codage est à éléments binaires indépendants et identiquement distribués sur l'alphabet $\{0, 1\}$. Il est aussi caractérisé par le débit binaire D qui représente le nombre d'éléments binaires émis par unité de temps $D = \frac{1}{T_b}$, il se mesure en bit par seconde (bps). Tout au long de cette thèse, nous considérons que l'émission des éléments binaires se fait en mode synchrone¹, un élément binaire est alors transmis chaque T_b .

Codage canal/Décodage canal: le codage de canal est le second bloc dans la chaîne de transmission de l'information. Son rôle consiste à ajouter des éléments binaires (bits de parité...) aux données afin de les rendre plus fiables et plus robustes contre les bruits présents dans le canal de communication, cela au détriment du débit de transmission des données. Certains codeurs canal utilisent la redondance introduite à l'émission pour seulement détecter des erreurs (parité, CRC,...) alors que d'autres sont à même de corriger les erreurs de transmission.

Modulation/Démodulation: Elle consiste à donner une représentation physique (signal électrique ou symbole) à des éléments binaires abstraits. Elle se résume à diviser le message binaire à transmettre en plusieurs mots de longueur n éléments binaires chacun et à associer à chaque mot un signal de durée nT_b choisi parmi $M = 2^n$ signaux. La rapidité de modulation, exprimée en bauds est calculée comme suit:

$$R = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{nT_b} = \frac{D}{n} = \frac{D}{\text{Log}_2 M} \text{(bauds)} \quad (1.3)$$

La démodulation consiste à retrouver le message binaire émis à partir du signal reçu (le codage en ligne est un exemple de modulation).

Canal de transmission: un canal de communication permet de relier la source au destinataire et permet l'acheminement de l'information. Le canal de transmission peut inclure le milieu de transmission et les bruits issus de ce dernier.

De nombreux milieux de transmission ou supports sont utilisés:

¹Émetteur et récepteur sont cadencés à la même fréquence horloge.

- Les supports avec guide physique (câble, fibre...).
- Les supports sans guide physique (ondes radio, ondes lumineuses...).

Afin de modéliser un canal de communication, il suffit d'identifier le canal ou le milieu de propagation et de choisir parmi les modèles prédéfinis celui qui convient le mieux à l'environnement.

Plusieurs modèles de canaux ont été développés, trois d'entre eux sont énumérés ici:

- Canal à bruit blanc additif Gaussien (BBAG).
- Canal de Rayleigh
- Canal de Rice...

Bruit: Les bruits sont considérés comme des perturbations aléatoires ajoutées au signal transmis, ils sont dus aux dispositifs électroniques (amplificateurs, filtres, mélangeurs...) utilisés par le récepteur, aux rayonnement divers captés par l'antenne dans le cas d'une transmission sans guide physique, des interférences existantes entre plusieurs utilisateurs et finalement des bruits industriels.

1.3.2 Transmission en bande de base et en bande transposée

La transmission en bande de base [15] consiste à transmettre directement le signal sur le support de transmission sans transposition de fréquence. Ainsi, si la bande de fréquence allouée pour transmettre le message numérique est comprise entre zéro et une autre fréquence quelconque, la transmission est dite en bande de base. Elle est par contre dite en bande transposée si la bande de fréquence allouée est centrée autour d'une fréquence f_0 différente de zéro. Ceci consiste à transmettre le signal d'information en lui faisant subir une modification préalable de son spectre d'origine. Les transmissions en bande de base se font généralement sur des supports avec guides physiques. Les transmissions à bande transposée se font principalement sur des supports sans guide physique ou en espace libre, cependant, ce type de transmission peut aussi se faire sur des supports avec guide physique, si le signal à transmettre ne doit occuper qu'une sous bande du guide.

1.4 Système à étalement de spectre

L'étalement de spectre [10] désigne un ensemble de techniques de transmission numérique de l'information où la bande de fréquence utilisée W est beaucoup plus importante que celle du signal informationnel notée R . Cela se fait moyennant des signaux à caractère pseudo-aléatoire. Le gain d'étalement ou le facteur d'étalement correspond à $M = W/R$.

Dans la chaîne de transmission de données (figure 1-1), cette technique se situe au niveau

du bloc 'Modulation' entre le bloc 'Codage canal' et le bloc 'Canal'. Il existe deux principales techniques de modulation par étalement de spectre: étalement de spectre par séquence directe (DS-SS: Direct Sequence Spread Spectrum) et étalement de spectre par saut de fréquence (FHSS: Frequency Hopping Spread Spectrum). Dans la première technique, l'énergie du signal est répartie sur toute la bande de fréquence disponible. Dans la seconde technique, la bande de fréquence disponible est divisée en un grand nombre de sous canaux. La fréquence porteuse passe alors d'un sous canal à un autre suivant une séquence pseudo-aléatoire.

Au tout début, vers les années 50, les applications de l'étalement de spectre étaient dédiées au domaine militaire (système anti-brouillage [22], système de guidage [23], prototype de système de propagation à trajets multiples [24]). Plus récemment, l'étalement de spectre a été utilisé dans des applications militaires satellitaires (système GPS) et ce n'est qu'au début des années 90 que l'étalement de spectre est utilisé dans le cadre des systèmes de communications civiles et plus particulièrement dans les systèmes de téléphonie sans fil avec les normes IS-95 et CDMA 2000 [25].

L'étalement de spectre est donc à la base du CDMA (Code Division Multiple Access), qui utilise un multiplexage par les séquences d'étalement, où plusieurs utilisateurs disposant de séquences d'étalement orthogonales, émettent dans une même bande de fréquence sans contrainte de temps. DS-SS est donc un système de transmission à étalement de spectre, où DS qui est l'acronyme de Direct Sequence permet de bien préciser la nature de l'étalement appliqué au système CDMA.

Dans le cadre de ce travail, nous nous intéressons particulièrement à l'étalement de spectre par séquence directe.

1.4.1 Principe de l'étalement de spectre par séquence directe DS-SS

L'étalement de spectre par séquence directe DS-SS est une technique de modulation qui consiste à multiplier directement la séquence informationnelle de période $T_s = 1/R$ par une séquence binaire pseudo-aléatoire totalement indépendante de l'information. Chaque élément binaire de la séquence pseudo-aléatoire est appelé chip et a une période $T_e = T_s/M$. Le signal transmis apparaît donc comme une valeur stochastique rendant ainsi la démodulation plus difficile par des personnes non autorisées. Au niveau récepteur, le signal reçu est désétaillé en utilisant le même signal pseudo-aléatoire. L'émetteur et le récepteur doivent disposer d'un générateur de séquences pseudo-aléatoires chacun et d'un processus de synchronisation qui permet de les synchroniser.

L'un des plus gros avantages de cette modulation est qu'elle permet à plusieurs utilisateurs de communiquer sur une même bande de fréquence au même moment. Ainsi, cette modulation

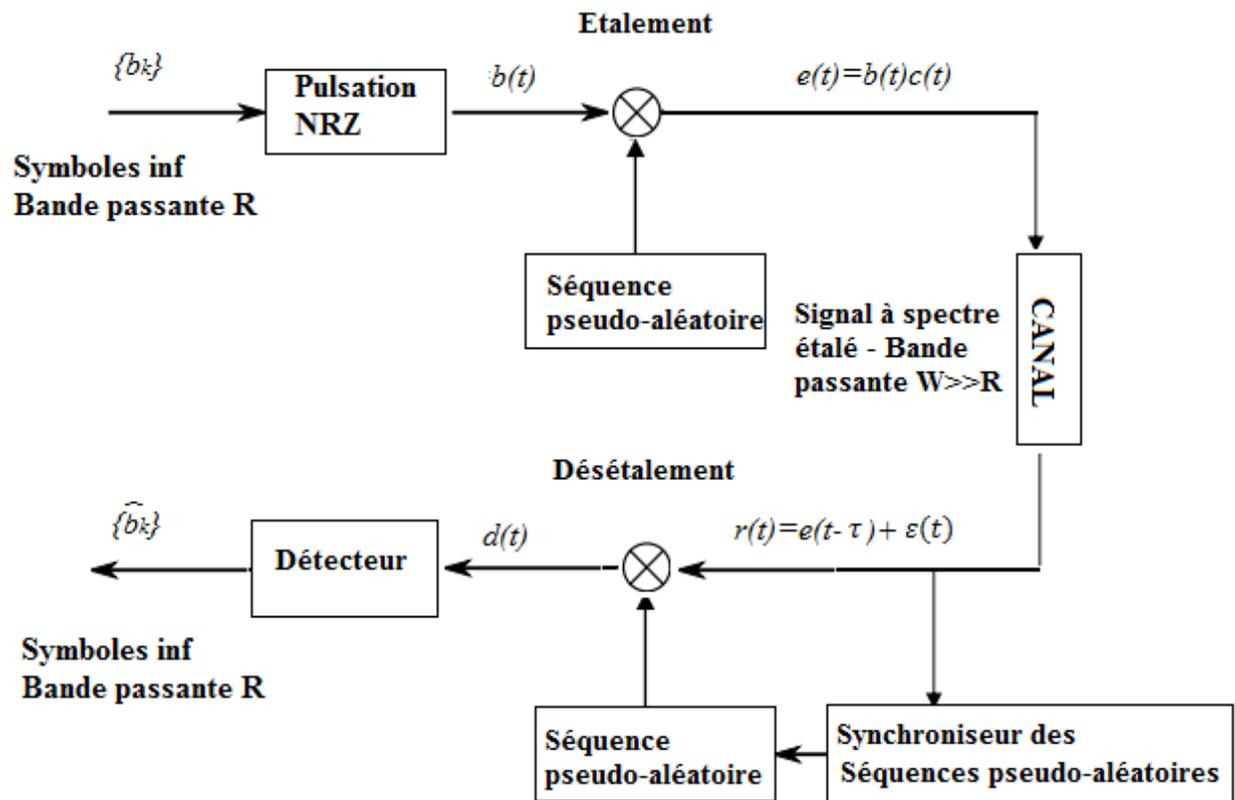


Fig 1-2: Principe de l'étalement de spectre DS-SS en bande de base

combat les effets néfastes des interférences produites par d'autres utilisateurs bande étroite présents dans le canal de communication. Elle permet aussi de masquer le signal d'origine par des signaux aléatoires et par conséquent garantir un niveau de confidentialité et de sécurité plus élevé. La figure 1-2 illustre le processus d'étalement par séquence directe au niveau émetteur et de désétalement au niveau récepteur.

1.4.2 Avantages et inconvénients de l'étalement de spectre par séquence directe

L'étalement de spectre par séquences directes présente de nombreux avantages:

Résistance aux perturbations bande étroite [26]: lors d'une émission, des perturbations bande étroite peuvent s'ajouter au signal transmis large bande. A la réception, le désétalement aura pour effet de transformer le signal étalé en signal bande étroite et d'étaler les perturbations bande étroite. Ainsi, la puissance des perturbations devient négligeable devant celle du signal utile comme il est montré sur la figure 1-3.

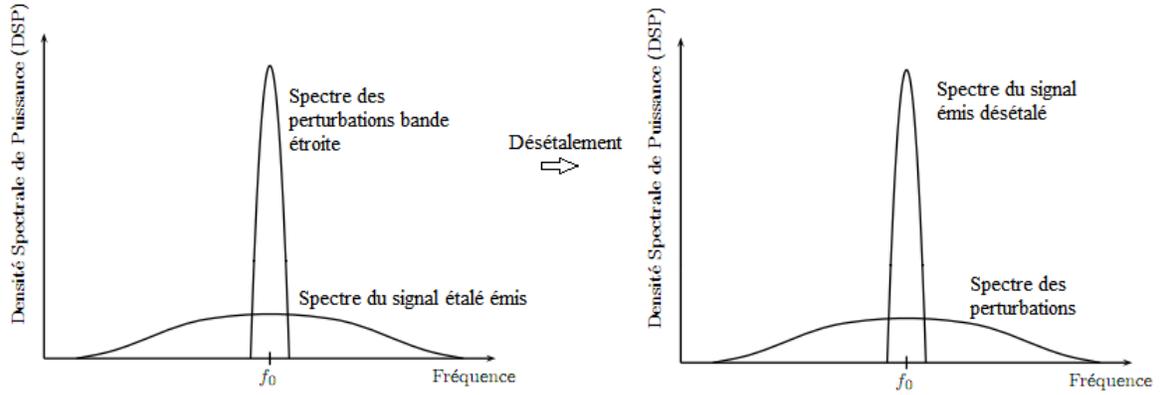


Fig 1-3: Exemple d'une émission avec perturbations bande étroite.

Faible brouillage des émissions classiques à bande étroite [26]: les signaux à bande étroite et les signaux à large bande peuvent cohabiter ensemble sur une même bande de fréquence sans que les uns altèrent fortement les autres. En effet, la densité spectrale de puissance des signaux à large bande est très faible par rapport à celle des signaux à bande étroite.

Insensibilité aux effets des trajets multiples[27] [26]: dans les systèmes radioélectriques, il y a souvent plusieurs trajets indirects entre l'émetteur et le récepteur auxquels s'ajoute le trajet direct en cas de visibilité directe. Ce type de phénomènes est très important en milieu urbain, il est dû principalement aux réflexions sur les différents objets environnants: murs des bâtiments, routes...etc.

Supposons maintenant que l'on reçoive deux rayons de même atténuation et ayant des temps de propagation présentant un écart estimé à τ , où $\tau \ll T_s$ et $T_e < \tau$ tel que T_e est le temps chip de la séquence d'étalement et T_s est le temps de transmission d'un symbole.

La fonction de transfert du canal s'écrit

$$h(t) = \delta(t) + \delta(t - \tau) \exp(-j2\pi f_c \tau) \quad (1.4)$$

où δ désigne l'impulsion de Dirac et f_c est la fréquence porteuse.

Le signal émis en bande de base est $e(t) = c(t)b(t)$ où $c(t)$ est la séquence pseudo-aléatoire et $b(t)$ est le signal d'informations à émettre. Au niveau du récepteur, le signal en bande de base reçu est

$$r(t) = e(t) + e(t - \tau) \exp(-j2\pi f_c \tau) \quad (1.5)$$

L'interférence du second rayon reçu retardé par le canal d'une durée τ est maximum lorsque $2\pi f_c \tau = 0$.

Ce qui nous donne $r(t) = e(t) \pm e(t - \tau)$.

En supposons que l'émetteur et le récepteur génèrent des séquences pseudo-aléatoires de manière synchrone, le récepteur va multiplier le signal reçu par sa séquence pseudo-aléatoire générée localement, puis pour extraire l'information il intègre le produit entre les instant nT_s et $(n + 1)T_s$ tel que:

$$\int_{nT_s}^{(n+1)T_s} r(t)c(t)dt = \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} [b(t)c(t) \pm b(t - \tau)c(t - \tau)]c(t)dt = b_n[R_{cc}(0) \pm R_{cc}(\tau)] \quad (1.6)$$

Or, comme nous le verrons dans la section suivante, les séquences pseudo-aléatoires présentent une autocorrélation $R_{cc}(\tau)$ maximale pour $\tau = 0$ et très faible pour $\tau > T_e$. Le second rayon voit sa contribution diminuer largement d'où l'intérêt de l'étalement de spectre dans les trajets multiples.

Il est aussi possible d'observer l'amélioration apportée par l'étalement de spectre sur les trajets multiples et cela dans le domaine fréquentiel. En effet, l'étalement de spectre permet de lutter de manière efficace contre les creux de fading qui résultent des trajets multiples. En supposant que la nouvelle bande du signal étalé est supérieure à la bande de cohérence du canal radio, une seule partie du signal sera perdue au lieu de sa totalité comme dans le cas d'une modulation bande étroite.

Faible probabilité d'interception [26]: un signal étalé par une séquence pseudo-aléatoire a l'apparence d'un bruit aléatoire ce qui le rend difficilement détectable. Si au pire, le signal étalé a été détecté par une personne non autorisée, celle-ci ne pourra pas accéder à l'information transmise puisqu'elle ne possède pas les paramètres de la séquence d'étalement nécessaire à l'opération de désétalement.

Multiplexage [26]: Plusieurs signaux étalés peuvent cohabiter sur une même bande de fréquence, si les séquences d'étalement relatives à chacun des signaux sont orthogonales ou quasi-orthogonales, ce qui revient à dire qu'ils présentent une corrélation avoisinant le zéro. La séquence d'étalement attribuée à chaque signal constitue sa clé de codage. L'information ne peut être retrouvée que si le récepteur possède la même clé de codage. Cette technique de multiplexage s'appelle l'Accès Multiple à Répartition en Code AMRC ou Code Division Multiple Access CDMA .

La technique d'étalement de spectre présente néanmoins quelques inconvénients, dont l'encombrement

spectrale qui rend l'attribution des bandes de fréquences difficile. Les systèmes utilisant cette technique présentent une complexité accrue, ce qui les rend plus coûteux par rapport aux systèmes à bande étroite. L'inconvénient majeur reste toutefois la difficulté d'atteindre une bonne synchronisation entre l'émetteur et le récepteur.

1.4.3 Séquences d'étalement conventionnelles

Dans la littérature, il existe différents codes d'étalement. Ces derniers doivent avoir des propriétés aussi proches que possible de celles d'un bruit blanc afin qu'un utilisateur puisse percevoir les autres utilisateurs comme du bruit. Cependant, le récepteur doit pouvoir régénérer ces mêmes codes d'étalement afin de retrouver le signal utile. Les codes d'étalement doivent alors être déterministes. Lorsque des séquences possèdent ces deux caractéristiques, nous parlons de séquences pseudo-aléatoires. Le choix de la séquence pseudo-aléatoire doit se baser sur les propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélation. Dans le cas par exemple d'une transmission en CDMA:

- L'autocorrélation de la séquence pseudo-aléatoire doit être maximale au temps $t - kNT_e$, où NT_e est la période de la séquence, et minimale ailleurs. Cela dans le but de séparer les différents trajets d'un même utilisateur 1.6.

- L'intercorrélation doit être la plus minimale possible afin que les interférences entre les différents utilisateurs soient minimales.

M-séquences ou séquences de longueur maximale

Ce sont les séquences pseudo-aléatoires les plus simples à générer. Elles sont produites à partir d'un registre à décalage avec rétro-action linéaire (Linear feedback shift register LFSR) [28]. Ce générateur est composé de n bascules interconnectées à un circuit logique (voir figure.1-4 [28]). Les n bascules sont commandées par une même horloge. A chaque top d'horloge, le contenu des bascules est décalé vers la droite. La séquence générée est récupérée en sortie de la dernière bascule. Elle dépend fortement du nombre de bascules, de la fonction booléenne choisie et de l'état initial.

En supposant que le circuit logique puisse être composé uniquement d'additionneur modulo 2, l'état '0' équivalent à une valeur nulle dans chaque bascule n'est pas autorisé. Il en résulte que la période maximale de la séquence pseudo-aléatoire équivalente à n bascules est de $L = 2^n - 1$. Cette séquence est appelée alors séquence de longueur maximale, elle a la propriété d'être équilibrée, ce qui veut dire que sur une période complète de $2^n - 1$, le nombre de 1 dépasse de un le nombre de 0. Ainsi, les probabilités d'apparition de 1 et de 0 sont les suivantes:

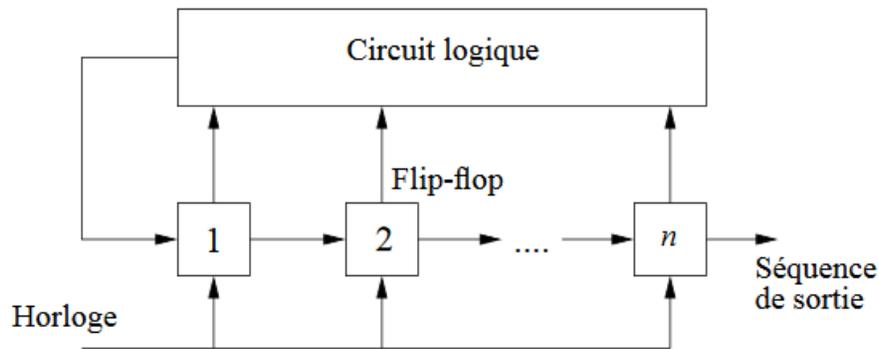


Fig 1-4: Registre à décalage à rétro-action linéaire.

$$P(0) = \frac{1}{2}\left(1 - \frac{1}{L}\right) \text{ et } p(1) = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{1}{L}\right)$$

L'espérance pour une m-séquence codée en format polaire vaut alors: $\frac{1}{L}$

Séquences de Gold

Dans les systèmes pratiques, on utilise plutôt une classe de codes particulière appelée séquences de Gold. Ces dernières sont générées à partir de deux séquences de longueur maximale où chacune est générée à partir d'un registre à rétro-action linéaire composé de n bascules 1-5.

Les séquences de Gold présentent des propriétés d'intercorrélation très intéressantes et bien connues. En effet, l'intercorrélation peut prendre uniquement une des trois valeurs: -1 , $I(n)$ et $I(n) - 2$, telque:

$$I(n) = \begin{cases} 2^{(n+1)/2} + 1 & n \text{ impair} \\ 2^{(n+2)/2} + 1 & n \text{ pair} \end{cases}$$

Codes de Walsh-Hadamard

Les codes de Walsh-Hadamard sont des codes parfaitement orthogonaux. Ils sont utilisés dans les réseaux basés sur la technologie CDMA (3G). Ce type de codes permet à de nombreux utilisateurs de partager un même canal de communication sans interférences.

Les codes de Walsh-Hadamard sont générés à partir de la matrice carrée de Hadamard, comme suit:

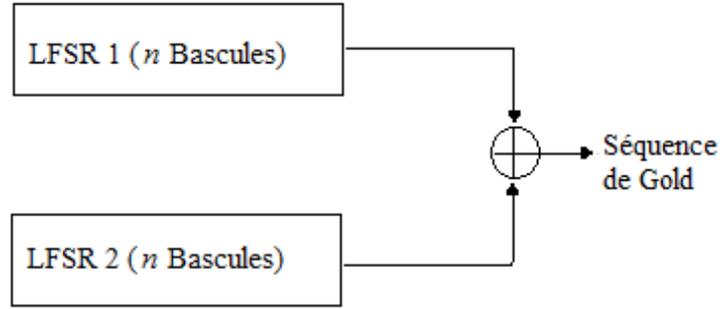


Fig 1-5: Principe de génération des codes de Gold.

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad H_{2n} = \begin{bmatrix} H_n & H_n \\ H_n & -H_n \end{bmatrix}$$

Chaque ligne appartenant à la matrice H_n est un code de Walsh-Hadamard.

Nommons par $WH_1 \dots WH_n$ les lignes de la matrice H_n , où n est une puissance de 2. La propriété d'orthogonalité entre les différents codes s'écrit comme suit:

$$\begin{cases} \text{Sum}(WH_i \otimes WH_j) = 0 & \text{si } i \neq j \\ \text{Sum}(WH_i \otimes WH_i) = n \end{cases}$$

Où \otimes représente la multiplication terme à terme des deux vecteurs.

Les codes OVSF sont similaires aux codes de Walsh-Hadamard. Ce sont des codes orthogonaux de longueur variable.

1.4.4 Propriétés des séquences pseudo-aléatoires

Dans le but d'étudier quelques propriétés statistiques des séquences pseudo-aléatoires commençons tout d'abord par étudier une séquence purement aléatoire Non Retour à Zéro (NRZ).

Soit la pulsation $P_T(t)$ définie par:

$$p_T(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq t < T \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.7)$$

Un signal aléatoire NRZ est une séquence de données binaires $\{a_k = \pm A\}$ transportées chacune par la pulsation $p_T(t)$, tel que:

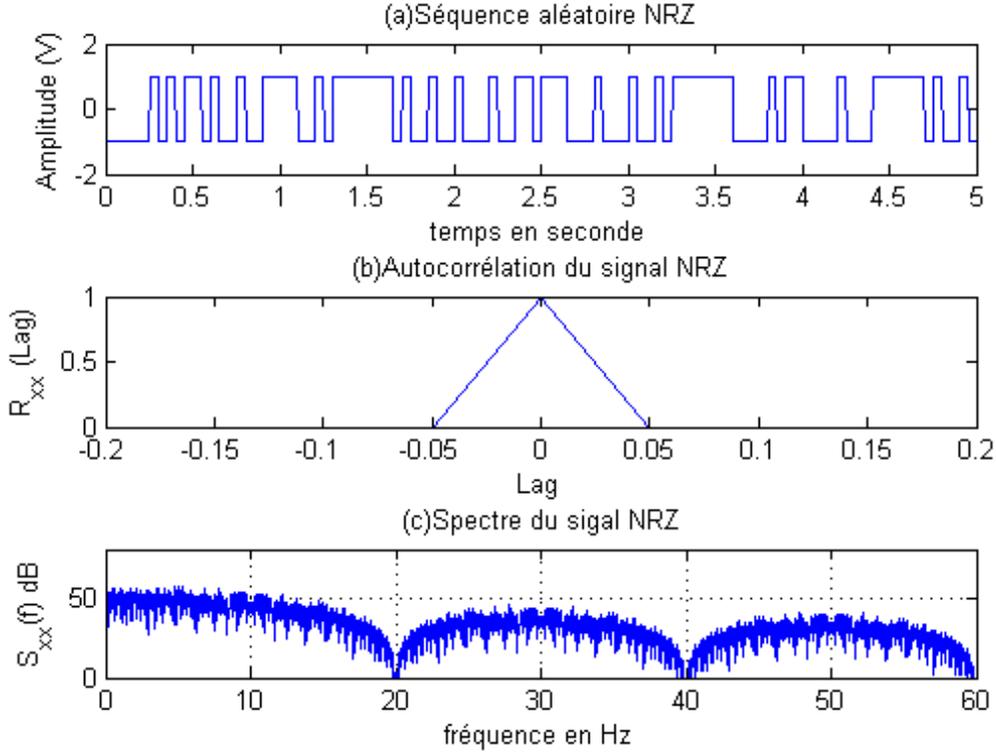


Fig 1-6: Propriétés d'une séquence aléatoire NRZ.

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k p_T(t - kT - \gamma) \quad (1.8)$$

Où T est une durée exprimée en secondes, $D = 1/T$ (bps) est le débit et γ est un décalage quelconque uniforme entre $-\frac{T}{2}$ et $\frac{T}{2}$. La figure 1-6(a) illustre une séquence NRZ avec $T = 0.05s$ et $A = 1V$.

Les propriétés spectrales d'une telle séquence peuvent être aisément déduites lorsque a_k est une variable aléatoire stationnaire, indépendante et que l'apparition des valeurs $+A$ et $-A$ est équiprobable.

Nous avons jugé inutile de reproduire les calculs de l'autocorrélation et de la densité spectrale de puissance (DSP) qui existent dans de nombreuses références [15][28][29][30][31][32][33]. L'autocorrélation correspond à:

$$R_{xx}(\tau) = \begin{cases} A^2(1 - \frac{|\tau|}{T}), & |\tau| < T \\ 0, & |\tau| \geq T \end{cases} \quad (1.9)$$

La densité spectrale de puissance (DSP), généralement appelée spectre, est équivalente à la valeur moyenne de la puissance du signal en fonction de la fréquence. Elle est obtenue en appliquant la transformée de Fourier à la fonction d'autocorrélation (théorème de Wiener-Khintchine) et correspond à:

$$S_{xx}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} A^2(1 - \frac{|\tau|}{T}) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau = A^2 T \text{sinc}^2(fT) \quad (1.10)$$

Où sinc est la fonction sinus cardinal, telle que $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$.

Il est important de rappeler que ce résultat est obtenu dans le cas précis où la séquence aléatoire est stationnaire, indépendante et que l'apparition des valeurs $+A$ et $-A$ est équiprobable.

Ces deux fonctions sont représentées dans les deux figures 1-6(b) et 1-6(c).

Nous observons d'après la figure 1-6(c) que le spectre d'un code NRZ est toujours positif ou nul quelque soit la fréquence f , il s'annule aux fréquences $\frac{k}{T}$, où $T = 0.05s$ dans notre exemple. Aussi, il est constitué d'un lobe principal qui occupe une bande de fréquence allant de $\frac{-1}{T}$ à $\frac{1}{T}$ et d'une infinité de lobes secondaires [15].

Le système DS-SS conventionnel utilise plus couramment un signal pseudo aléatoire communément appelé PN-séquence pour l'étalement du spectre du signal informationnel. Une séquence pseudo-aléatoire est une séquence binaire périodique et déterministe dont l'onde ressemble, mis à part le caractère périodique, à une séquence binaire totalement aléatoire proche d'un bruit. Sa période est de longueur N éléments binaires appelés chips. La durée de chaque chip est égale à T_e secondes. La période de la séquence PN est égale à NT_e .

Les PN-séquences sont habituellement générées par un registre à décalage avec rétro-action linéaire (linear feedback shift register LFSR) comme montré sur la figure 1-4. Les séquences PN ont des propriétés statistiques proches de celles des séquences binaires purement aléatoires.

Une séquence NRZ-PN est déduite à partir de la PN-séquence, où chaque chip est quantifié à $\pm 1V$ suivant s'il est égal à 1 ou à 0. Elle s'exprime par:

$$c(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k p_{T_e}(t - kT_e) \text{ où } c_k = \pm 1 \quad (1.11)$$

où

$$p_{T_e}(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq t < T_e \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.12)$$

La propriété d'autocorrélation de cette séquence est périodique de période NT_e et vaut:

$$R_{cc}(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{N+1}{NT_e} |\tau|, & |\tau| \leq T \\ -\frac{1}{N}, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.13)$$

La densité spectrale de puissance est équivalente à:

$$S_{cc}(f) = \frac{1}{N^2} \delta(f) + \frac{1+N}{N^2} \sum_{n=-\infty, n \neq 0}^{+\infty} \left(\frac{\sin(\pi \frac{n}{N})}{\pi \frac{n}{N}} \right)^2 \delta\left(f - \frac{n}{NT_e}\right) \quad (1.14)$$

Où δ est la fonction de Dirac.

La figure 1-7a montre un exemple d'une séquence NRZ-PN où le nombre de chips par période est $N = 7$, la durée de chaque chip est $T_e = 0.142s$ et la durée d'une période est $NT_e = 7 \times 0.142 = 1s$.

La figure 1-7.b montre la fonction d'autocorrélation équivalente à la séquence NRZ-PN, elle est périodique de période NT_e puisque le signal est aussi périodique. Nous remarquons que sur une période de la séquence NRZ-PN, la fonction d'autocorrélation est similaire à celle de la séquence aléatoire NRZ.

Il est bien connu qu'une périodicité dans le domaine temporel correspond à un spectre de raies. Le spectre d'une séquence NRZ-PN apparaît alors comme une suite de raies espacées par $\frac{1}{NT_e}$ dont l'enveloppe correspond à un sinus cardinal $\text{sinc}^2(fT_e)$. En augmentant la période NT_e , les propriétés de la séquence pseudo-aléatoire se rapprochent de plus en plus de celle d'une séquence purement aléatoire. En effet, l'autocorrélation pour N très grand devient semblable à celle de la séquence aléatoire et les points du spectre discontinu se rapprochent à tel point que le spectre présente un aspect ressemblant à un spectre continu.

1.4.5 Analyse du système DS-SS en bande de base à séquence NRZ-PN

Dans cette section nous allons analyser le système à étalement de spectre par séquence directe DS-SS en bande de base (figure 1-2) et cela dans le domaine temporel et fréquentiel. Dans ce système nous utilisons une séquence NRZ-PN pour l'étalement de spectre. Les conditions de cette analyse sont les suivantes:

- L'information $b(t)$ est de type NRZ polaire à valeurs $\pm 1V$. Elle est transmise à un débit

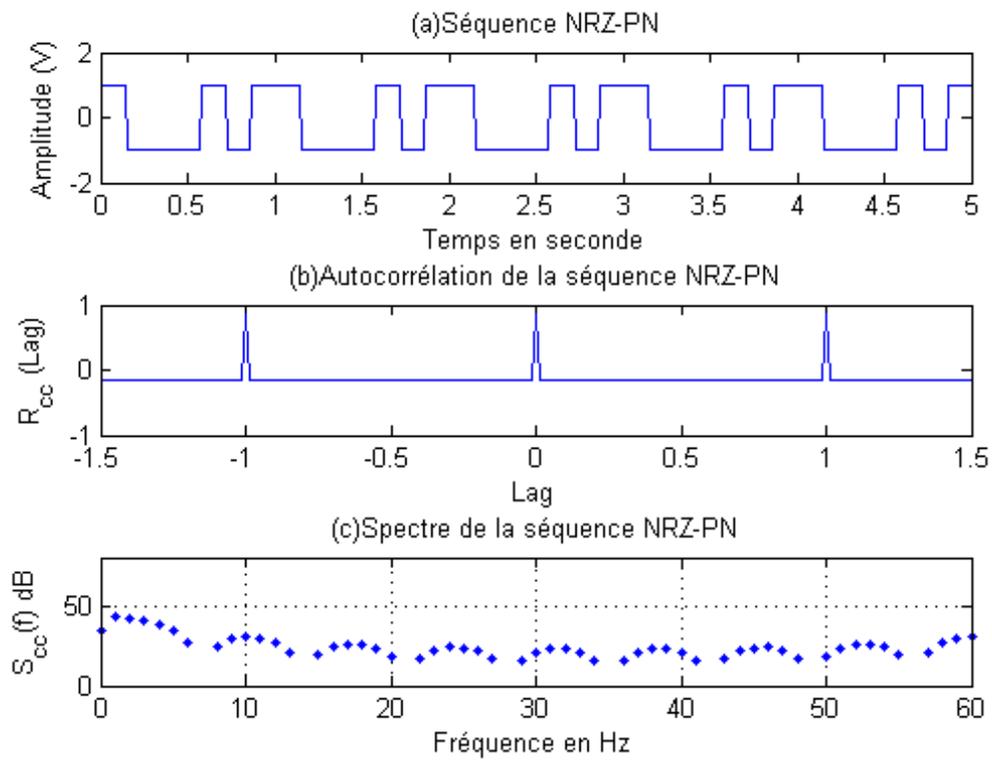


Fig 1-7: Propriétés d'une séquence pseudo-aléatoire.

$D_b = 1/T_b$ *bps*, telle que:

$$b(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_k p_{T_b}(t - kT_b) \text{ où } b_k = \pm 1 \quad (1.15)$$

où

$$p_{T_b}(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq t < T_b \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.16)$$

- La séquence d'étalement NRZ-PN est aussi de type NRZ polaire à valeurs $\pm 1V$. Elle est transmise à un débit $D_c = 1/T_e$ *cps*, telle que:

$$c(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k p_{T_e}(t - kT_e) \text{ où } c_k = \pm 1 \quad (1.17)$$

Le gain ou le facteur d'étalement vaut $M = T_b/T_e$.

- Le canal de communication est à bruit blanc additif Gaussien (BBAG) $\varepsilon(t)$ de densité spectrale de puissance $PSD = N_0/2$ *W/Hz* et d'autocorrélation $\delta(\tau)N_0/2$.

Au niveau émetteur, le processus de modulation est réalisé en multipliant les deux signaux $b(t)$ et $c(t)$. Le résultat obtenu est le signal étalé $e(t)$, tel que:

$$e(t) = b(t)c(t) \quad (1.18)$$

La figure 1-8 montre un processus d'étalement multipliant une séquence d'information $b(t)$, où la durée de chaque bit est $T_b = 1s$, par une séquence NRZ-PN $c(t)$ de période $N = 7$ chips où chaque chip a une durée $T_e = 0.142s$. Le résultat de cet étalement correspond à la figure 1-8(c) où chaque bit d'information est multiplié par exactement une période du signal $c(t)$, chaque chip de ce signal résultant a une durée $T_e = 0.142s$ et un débit $D_c = 1/T_e = 1/0.142 = 7cps$. Si le bit d'information vaut $+1$, la séquence étalée correspond à exactement une période du signal $c(t)$. Si le bit d'information vaut -1 , la séquence étalée correspond à l'inverse de la période de la séquence d'étalement $c(t)$, qui est donc $-c(t)$.

Afin de mieux constater l'effet de l'étalement de spectre, nous allons passer au domaine fréquentiel en calculant le spectre des trois signaux $b(t)$, $c(t)$ et $e(t)$. Les résultats obtenus sont montrés dans la figure 1-9.

La *DSP* du signal $b(t)$, montrée dans la figure 1-9(a) s'écrit comme suit:

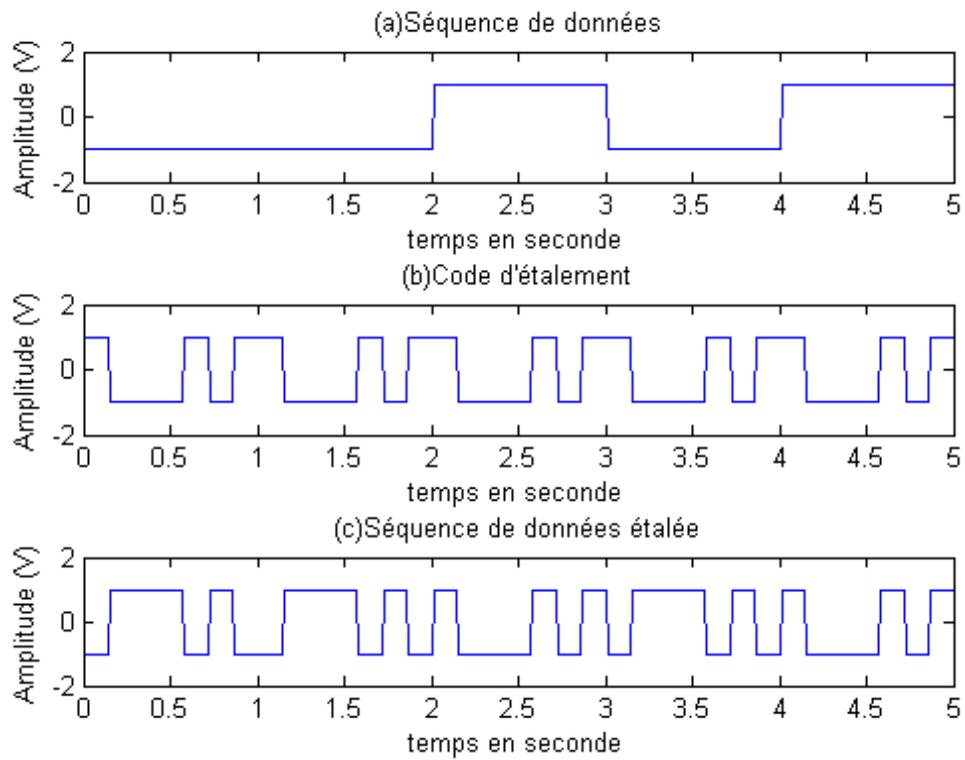


Fig 1-8: Etalement de spectre DS-SS par séquence NRZ-PN (Emetteur), (a) Séquence de données $b(t)$, (b) Séquence NRZ-PN $c(t)$, (c) Séquence de données étalée $e(t)$

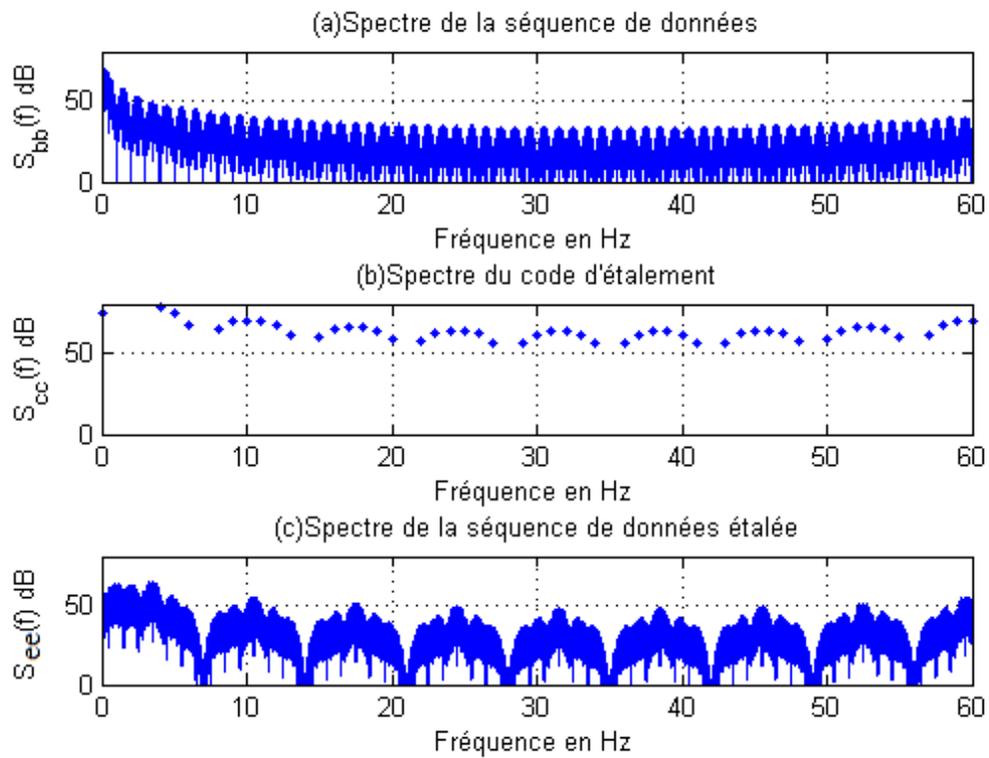


Fig 1-9: Densité Spectrale de puissance pour un étalement par séquence NRZ-PN, (a) DSP de $b(t)$, (b) DSP de $c(t)$, (c) DSP de $e(t)$.

$$S_{bb}(f) = A^2 T_b [\sin c(f T_b)]^2 \quad (1.19)$$

La largeur du lobe principal vaut $B_B = 1/T_b = 1Hz$.

La *DSP* du signal $c(t)$, montrée dans la figure 1-9(b) s'écrit comme suit:

$$S_{cc}(f) = A^2 T_e [\sin c(f T_e)]^2 \quad (1.20)$$

La largeur du lobe principal vaut $B_C = 1/T_e = 7Hz$.

La *DSP* du signal $e(t)$, montrée dans la figure 1-9(c) s'écrit comme suit:

$$S_{ee}(f) = A^2 T_e [\sin c(f T_e)]^2 \quad (1.21)$$

La largeur du lobe principal vaut $B_E = 1/T_e = 7Hz$.

Le processus d'étalement peut être caractérisé par un facteur très important appelé gain ou facteur d'étalement, tel que:

$$M = \frac{\text{Bande passante du signal étalé}}{\text{Bande passante du signal d'information}} = \frac{B_E}{B_B} = \frac{T_b}{T_e} \quad (1.22)$$

Plus grande est la valeur de ce facteur, meilleure sera la résistance aux interférences. Dans le cas de notre exemple $M = 7$.

Le signal étalé $e(t)$ est ensuite transmis à travers un canal de communication. Le signal reçu est noté par $r(t)$.

$$r(t) = e(t - \tau) + \varepsilon(t) = c(t - \tau)b(t - \tau) + \varepsilon(t) \quad (1.23)$$

Ce signal présente deux composantes: $e(t - \tau)$ qui correspond au signal transmis retardé par un délais τ et $\varepsilon(t)$ qui correspond aux bruits du canal de communication.

Supposons maintenant que la synchronisation soit parfaite entre le signal reçu et celui généré au niveau du récepteur afin de retrouver l'information. Cela équivaut à considérer que $\tau = 0$ et par conséquent:

$$r(t) = c(t)b(t) + \varepsilon(t) \quad (1.24)$$

Le processus de désétalement (1-10) est ensuite réalisé en multipliant le signal $r(t)$ par le signal

$c(t)$ généré au niveau du récepteur, ce qui donne:

$$d(t) = r(t)c(t) = c^2(t)b(t) + c(t)\varepsilon(t) = b(t) + c(t)\varepsilon(t) \quad (1.25)$$

Ce signal a deux composantes, la première correspond à l'information $b(t)$ et la seconde est due aux bruits présents dans le canal de communication.

Après l'opération de désétalement, le signal désétalé $d(t)$ est soumis à l'entrée d'un corrélateur ou d'un filtre adapté (Integrated and Dump). Ce dernier permet de calculer la somme cumulée du signal d'entrée pendant la durée d'un bit et de la remettre à zéro avant de passer au bit suivant produisant ainsi le signal $i(t)$:

$$i(t) = \int_{kT_b}^{(k+1)T_b} d(t)dt$$

Le signal $i(t)$ est ensuite échantillonné aux instants $(k+1)T_b$ produisant ainsi le signal $i[(k+1)T_b]$. Un block de décision vient ensuite estimer la valeur du bit transmis b_k , tel que:

$$\begin{cases} \hat{b}_k = 1 & \text{si } i(kT_b) > 0 \\ \hat{b}_k = 0 & \text{si } i(kT_b) < 0 \end{cases}$$

Le schéma block du système DS-SS étudié a été réalisé à l'aide du logiciel SIMULINK de MATLAB (figure 1-11).

1.5 Systèmes dynamiques et chaos

Mathématiquement parlant, un système dynamique est défini à partir d'un ensemble de variables qui forment le vecteur d'état $x = \{x_i \in R\}, i = 1..n$ où n représente la dimension du vecteur. Cet ensemble de variables dont la valeur évolue au cours du temps permet de caractériser l'état du système dynamique générique à un instant donné. L'espace d'état ou l'espace des phases représente un espace abstrait dont les coordonnées sont les variables du système dynamique. Un système dynamique est défini aussi par une loi d'évolution, désignée généralement par *dynamique*, elle caractérise l'évolution de l'état du système. Un système dynamique est dit déterministe s'il est complètement caractérisé par son état initial et sa dynamique.

Le chaos est défini comme un comportement particulier d'un système dynamique déterministe non-linéaire. En effet, certains phénomènes dynamiques non-linéaires sont si sensibles aux con-

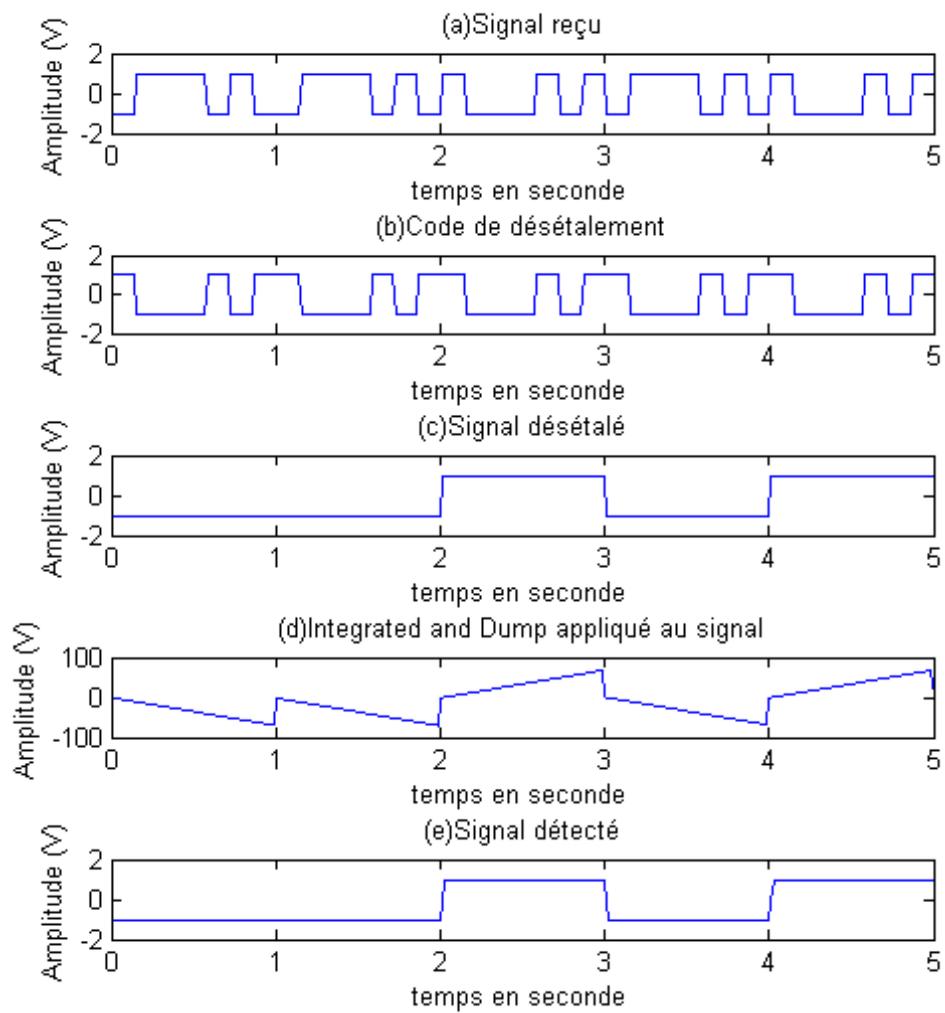


Fig 1-10: Etalemt de spectre DS-SS par séquence NRZ-PN (Récepteur), (a) Signal reçu $r(t)$ non atteint par le bruit, (b) Séquence NRZ-PN générée localement $c(t)$, (c) Signal désétaillé $d(t)$, (d) Integrated and Dump appliqué au signal $d(t)$, (e) Signal détecté.

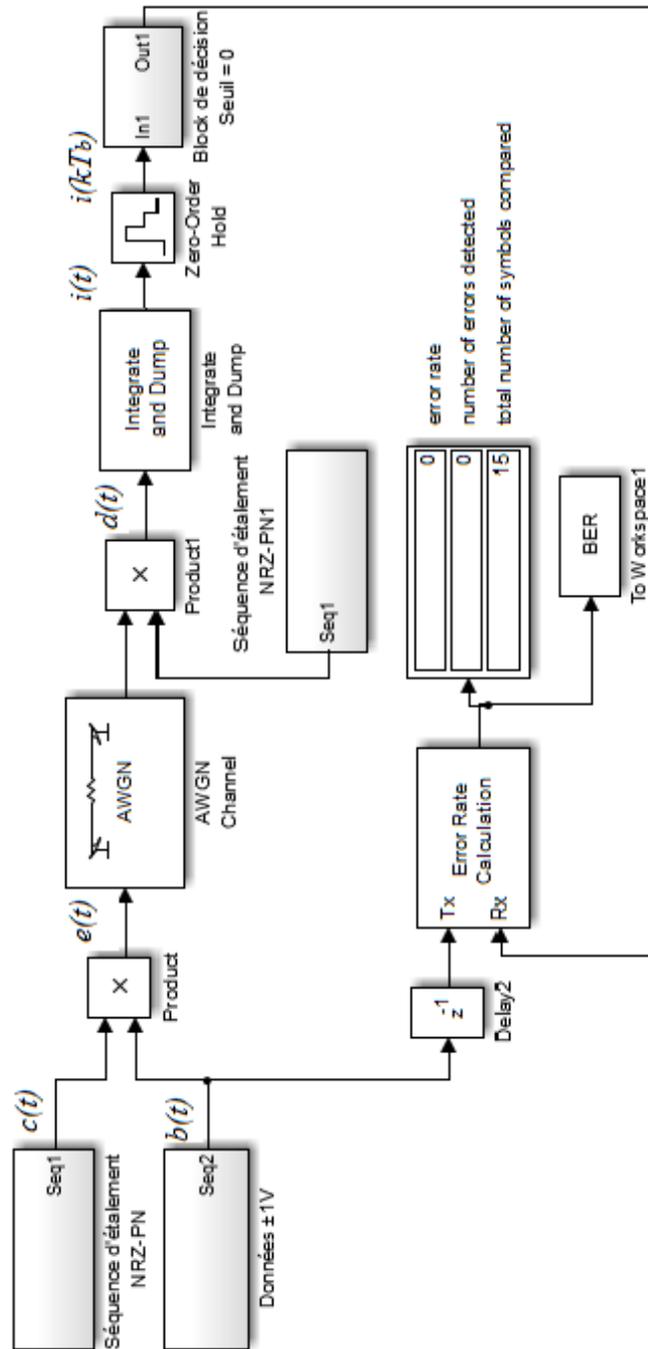


Fig 1-11: Schéma block du système DS-SS en bande de base à séquence NRZ-PN.

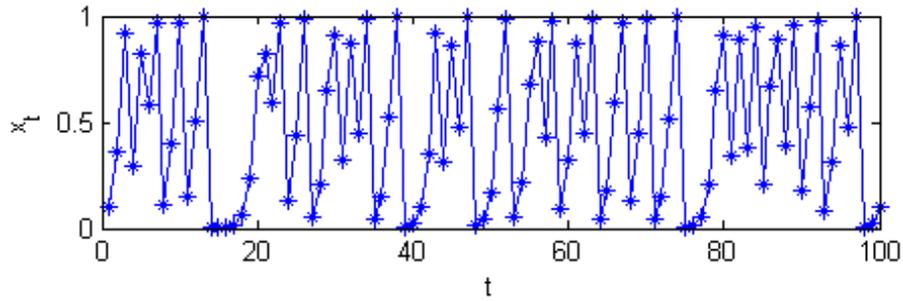


Fig 1-12: Comportement de la fonction logistique pour $R = 4$.

ditions initiales que, même s'ils sont régis par des lois parfaitement déterministes, les prédictions exactes sont impossibles, des phénomènes chaotiques sont susceptibles de se produire.

1.5.1 Systèmes dynamiques à temps discret

Un système dynamique à temps discret est décrit par un système d'équations aux différences finies, tel que:

$$x_{k+1} = F(x_k, k) \quad (1.26)$$

où $F : \mathbb{R}^n \times \mathbb{N} \rightarrow \mathbb{R}^n$ est une fonction au moins continue ou continue par morceaux qui définit la dynamique du système discret. Si nous associons à cette dynamique un état initial $x_0(k=0)$, nous pouvons identifier une solution unique dans F . Un exemple est donnée par l'application logistique.

Le modèle logistique a été étudié par le mathématicien belge Pierre François Verhulst en 1845 [34]. La version énoncée ici est une modélisation discrète de l'évolution d'une population naturelle et admet un comportement chaotique pour certains paramètres. Elle est définie par une condition initiale $x_0 \in [0, 1]$ et par une suite récurrente telle que $x_{t+1} = f(x_t)$ où f est la fonction logistique définie comme suit :

$$f : \begin{cases} [0, 1] \rightarrow [0, 1] \\ x \rightarrow Rx(1-x) \end{cases} \quad (1.27)$$

où $R \in [0; 4]$. Les valeurs du paramètre R qui se trouvent en dehors de cet intervalle sont exclues, car elles conduisent à des valeurs de x en dehors de l'intervalle $[0; 1]$. Pour $R = 4$, le comportement de cette fonction est chaotique (figure 1-12).

Lorsqu'on varie le paramètre R , le système peut passer d'un état stationnaire à un état périodique, puis au delà d'un certain seuil, suivre un scénario de transition et devenir chaotique, cette évolution est marquée par des changements discontinus appelés bifurcations. Le scénarios de transition vers le chaos de ce système dynamique est décrit dans [35].

1.5.2 Systèmes dynamiques à temps continu

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

$$\dot{x} = G(x(t), t) \tag{1.28}$$

où G est de classe $C^1 : \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^+ \rightarrow \mathbb{R}^n$ et définit la dynamique du système. Si on associe à cette dynamique un état initial $x_0 = x(t_0)$, pour chaque couple choisi (x_0, t_0) on peut identifier une solution unique à l'aide de l'équation 1.28. Considérons à titre d'exemple, le système de Rossler.

Les équations du système de Rossler sont données par le système différentiel suivant:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= -(y + z) \\ \dot{y} &= x + ay \\ \dot{z} &= b - cz + xz \end{aligned} \tag{1.29}$$

où $a = b = 0.2$ et $c = 5$ sont les paramètres réels qui permettent un comportement chaotique. x, y et z sont les variables d'état du système.

La représentation dans l'espace des phases de ce système chaotique est montrée dans la figure 1-13.

L'objet géométrique observé dans cette figure est relativement complexe et montre la richesse d'information que dégage le système de Rossler.

Considérons maintenant l'exemple du célèbre système de Lorenz donné par les équations suivantes:

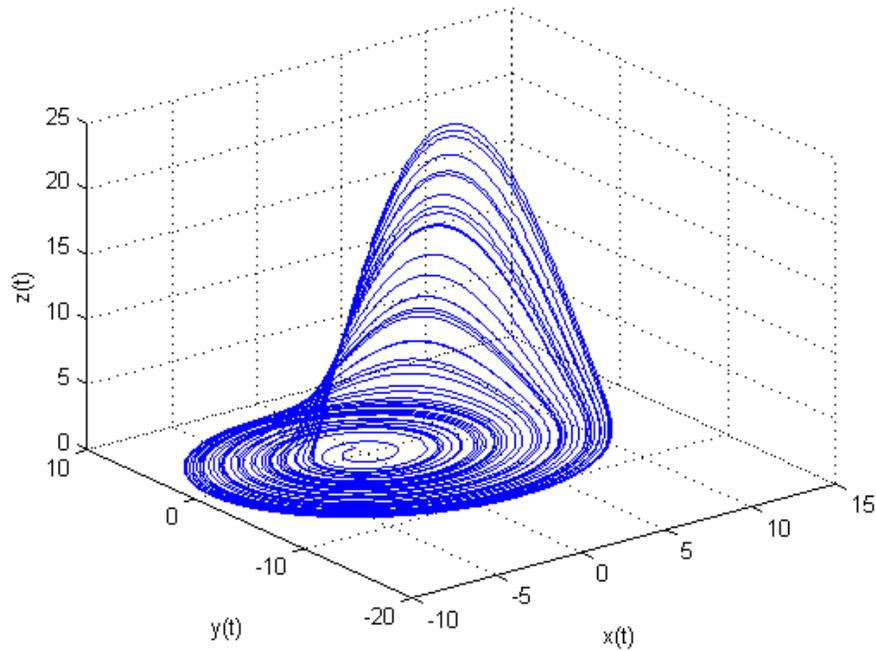


Fig 1-13: Attracteur de Rossler.

$$\begin{aligned}
 \dot{x} &= a(y - x) \\
 \dot{y} &= x(b - z) - y \\
 \dot{z} &= xy - cz
 \end{aligned}
 \tag{1.30}$$

où $a = 10, b = 28$ et $c = 8/3$ sont les paramètres réels qui permettent un comportement chaotique. x, y et z sont les variables d'état du système.

La dynamique du système de Lorenz est montrée dans la figure 1-14.

Ces deux systèmes définis précédemment sont dit autonomes puisqu'ils sont indépendants de l'instant t considéré, en d'autres termes, le temps t n'apparaît pas explicitement dans leurs dynamiques.

1.5.3 Communication chaotique

La théorie du chaos apparaît dans un grand nombre de domaines. Elle a des applications très variées, allant du domaine de la météorologie et de la biologie aux domaines purement mathématiques et

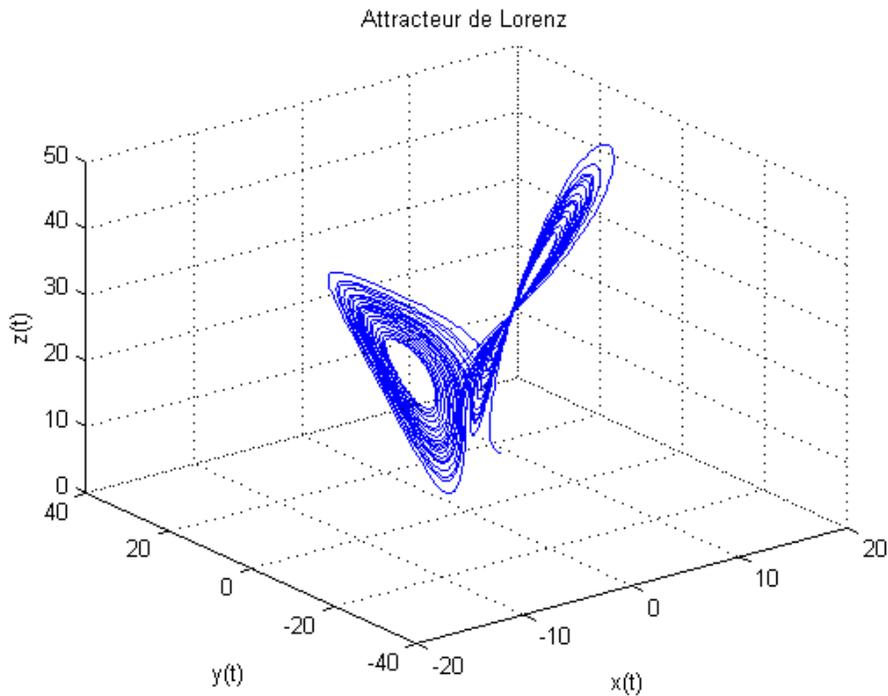


Fig 1-14: Attracteur de Lorenz.

informatiques (cryptologie [36]-[39]). Une autre application très intéressante du chaos apparaît dans le domaine des communications numériques et plus précisément dans l'étalement de spectre [40][41]. En effet, les séquences chaotiques présentent les propriétés requises pour l'étalement de spectre.

Rappelons que les caractéristiques les plus importantes de la séquence d'étalement utilisée sont l'autocorrélation et l'intercorrélation. L'autocorrélation est importante dans la synchronisation des séquences générées du côté de l'émetteur et du récepteur et pour la séparation des différents trajets. L'intercorrélation des séquences d'étalement doit être faible afin d'assurer le multiplexage de différents utilisateurs sur une même bande de fréquence et au même moment.

En plus d'être à large bande et d'avoir l'apparence d'un bruit, les séquences chaotiques sont sensibles aux conditions initiales [35], ce qui permet d'avoir une multitude de séquences orthogonales (intercorrélation faible) assurant ainsi une bonne communication sécurisée entre plusieurs utilisateurs. Ils ont également une période infiniment longue, ce qui nous permet d'avoir une autocorrélation nulle pour un décalage $\tau \neq 0$ [35]. Aussi, les générateurs peuvent être implémentés à l'identique du côté de l'émetteur et du récepteur. Le seul inconvénient reste la complexité de la

synchronisation entre la séquence chaotique reçue et celle générée localement au niveau du récepteur.

1.5.4 Analyse du système DS-SS en bande de base à séquence NRZ-Chaos

Dans cette section nous allons analyser le système DS-SS à séquence chaotique. Dans ce cas, le schéma block du système DS-SS reste semblable à celui de la figure 1-11 à la différence que nous remplaçons le générateur de séquence d'étalement NRZ-PN par un générateur de séquence d'étalement NRZ-Chaos.

Définissons tout d'abord l'application Tent map qui va nous servir à générer la séquence chaotique:

$$c_{k+1} = 1 - 1.99 |c_k| \quad (1.31)$$

Après avoir généré une séquence chaotique $c(t)$ de longueur désirée (suivant le facteur d'étalement et le nombre de symboles) à partir de cette application, chaque chip de période T_e va ensuite être quantifié à $\pm 1V$ afin d'obtenir la séquence NRZ-Chaos.

Comme dans le cas où nous utilisons des séquences NRZ-PN et par souci de comparaison des performances, nous prenons les mêmes paramètres $T_b = 1s$ et $T_e = 0.142s$, ce qui nous donne un gain d'étalement $M = 7$. Le canal de communication est toujours à bruit blanc additif Gaussien (BBAG) de densité spectrale de puissance $PSD = N_0/2 W/Hz$ et d'autocorrélation $\delta(\tau)N_0/2$.

Les propriétés d'autocorrélation et de densité spectrale de puissance de la séquence d'étalement chaotique sont montrées dans la figure 1-15.

Il est observé d'après la figure 1-15 qu'une séquence NRZ-Chaos dispose des mêmes propriétés qu'une séquence purement aléatoire, mis à part le caractère déterministe. L'autocorrélation est composée d'un pic à l'origine, d'amplitude 1. Ailleurs, la corrélation est toujours nulle puisque le signal est apériodique. Elle est aussi distinguée par un spectre continu ayant l'enveloppe d'un sinus cardinal $\text{sinc}^2(fT_e)$.

En d'autres termes, une séquence chaotique offre non seulement les avantages d'une séquence aléatoire (l'apparence d'un bruit, l'apériodicité, une autocorrélation nulle pour des décalages non nuls...), mais aussi, elle permet grâce à son caractère déterministe de retrouver la même séquence chaotique du côté du récepteur, à condition qu'il dispose de la même condition initiale et d'une même loi d'évolution.

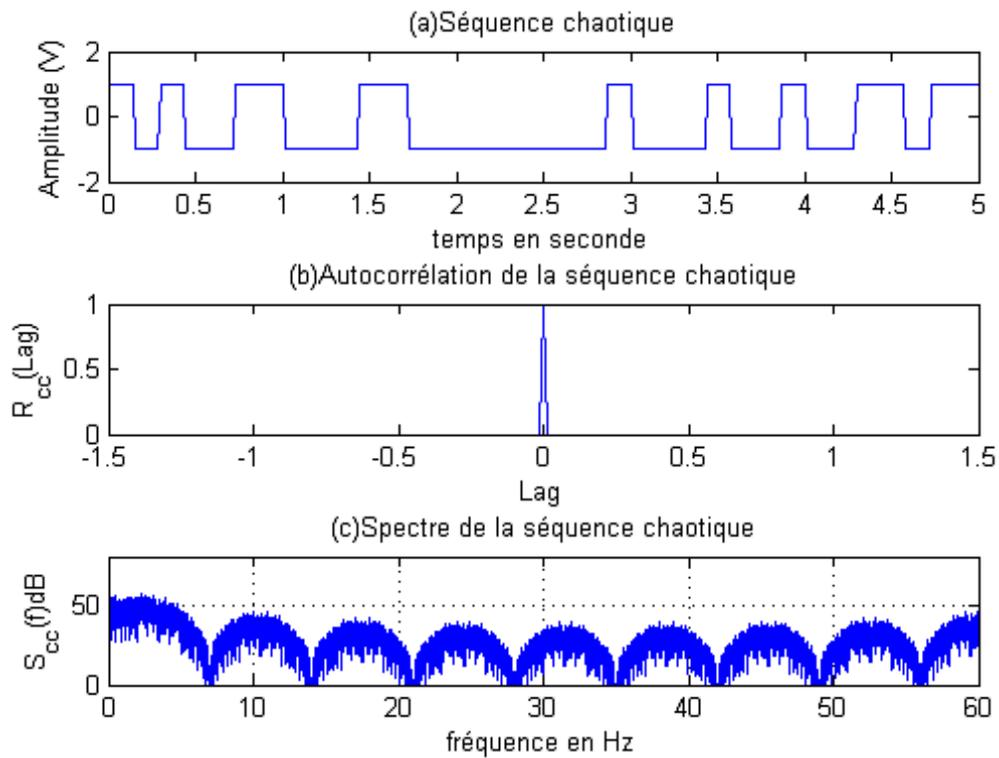


Fig 1-15: Propriétés d'une séquence chaotique quantifiée, (a) Séquence NRZ-Chaos, (b) Autocorrélation de la séquence NRZ-Chaos, (c) DSP de la séquence NRZ-Chaos.

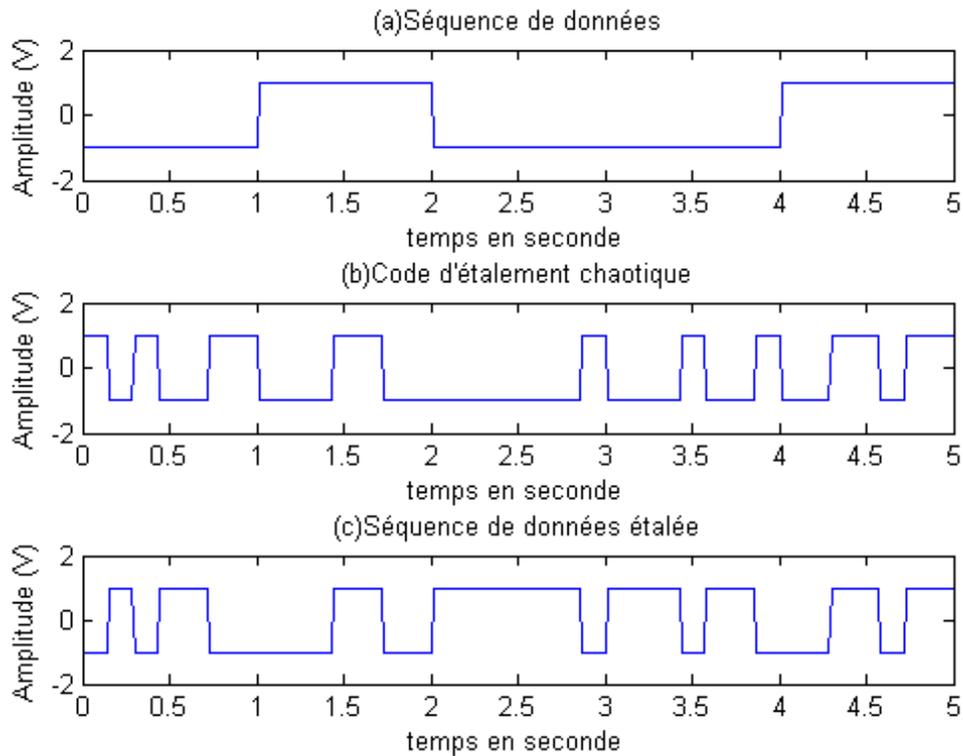


Fig 1-16: Etalement de spectre DS-SS par séquence NRZ-Chaos (Emetteur), (a) Séquence de données $b(t)$, (b) Séquence NRZ-Chaos $c(t)$, (c) Séquence de données étalée $e(t)$.

La figure 1-16 montre un processus d'étalement multipliant une séquence d'information par une séquence NRZ-Chaos. Le résultat de cet étalement correspond à la figure 1-16(c), où chaque chip a une durée $T_e = 0.142s$ et un débit $R_c = 1/T_e = 1/0.142 = 7cps$. Si le bit d'information vaut $+1$, la séquence étalée correspond exactement au signal $c(t)$. Si le bit d'information vaut -1 , la séquence étalée correspond à l'inverse de la séquence d'étalement $c(t)$.

Dans le domaine fréquentiel, les spectres obtenus pour les différentes séquences sont représentés dans la figure 1-17.

D'après la figure 1-17, il apparaît clairement que le lobe principal de la séquence de données est passé de $1Hz$ à $7Hz$ grâce au processus d'étalement par séquence NRZ-Chaos. Le gain d'étalement est égal à $M = 7$. Les codes NRZ-Chaos sont alors aussi efficaces que les codes NRZ-PN pour l'étalement de spectre.

Le processus de désétalement est montré dans la figure 1-18.

Outre les avantages cités précédemment, les systèmes chaotiques sont aussi très sensibles aux

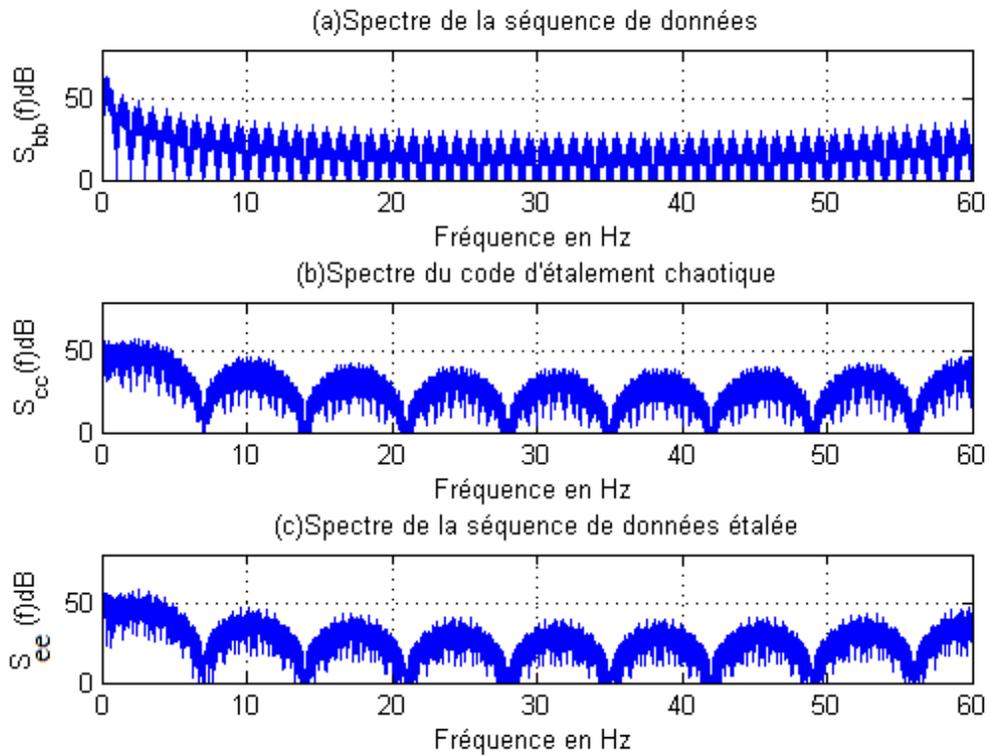


Fig 1-17: Densité spectrale de puissance pour un étalement par séquence NRZ-Chaos, (a) DSP de $b(t)$, (b) DSP de $c(t)$, (c) DSP de $e(t)$.

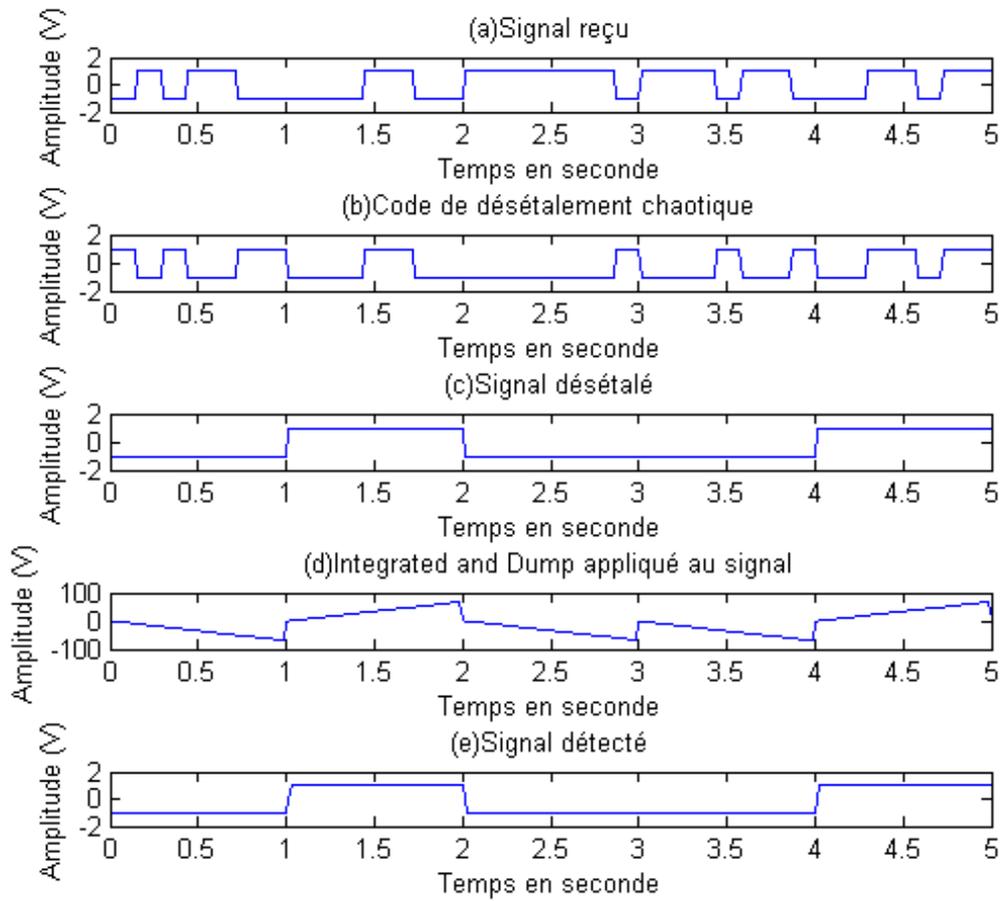


Fig 1-18: Étalement de spectre DS-SS par séquence NRZ-Chaos (Récepteur), (a) Signal reçu $r(t)$ non atteint par le bruit, (b) Séquence NRZ-Chaos générée localement $c(t)$, (c) Signal désétalé $d(t)$, Integrated and Dump appliqué au signal $d(t)$, (d) Signal détecté.

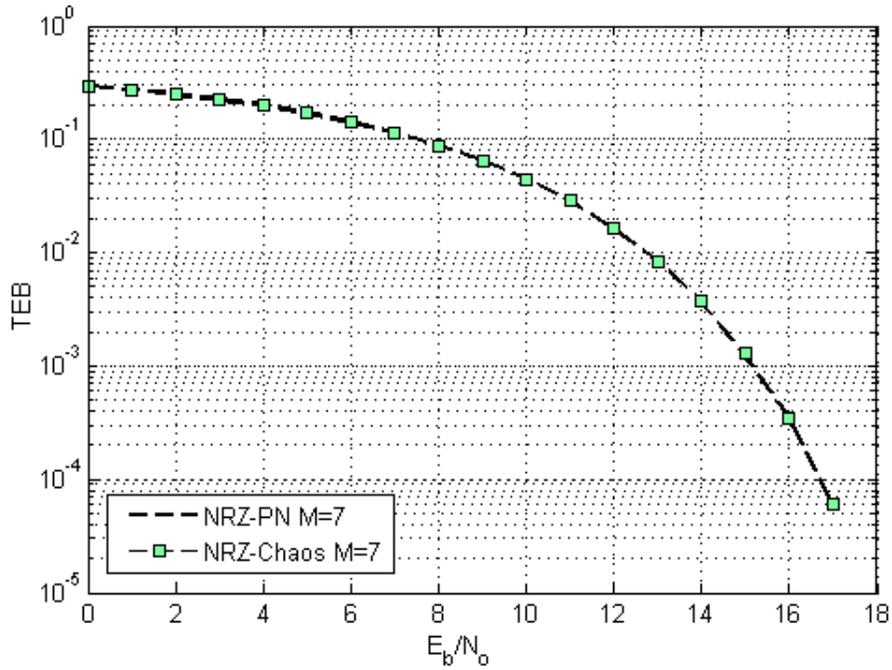


Fig 1-19: Performances du système DS-SS (figure 1-11).

conditions initiales, nous pouvons alors générer un très grand nombre de séquences chaotiques quasi-orthogonales et par conséquent permettre à un très grand nombre d'utilisateurs de communiquer simultanément avec des interférences moindres.

1.6 Estimation des performances du système DS-SS

Dans cette section, nous souhaitons nous assurer que l'utilisation des séquences NRZ-Chaos ne réduit en rien les performances en taux d'erreur binaire du système DS-SS (1-11). Nous avons pour cela tracé les deux courbes représentées dans la figure 1-19 pour deux séquences d'étalement différentes et pour un même facteur d'étalement $M = 7$. La première séquence d'étalement utilisée est une séquence NRZ-PN issue d'un registre à décalage avec rétro-action linéaire permettant de générer des séquences de période $2^3 - 1$ et de polynôme générateur $(x^3 + x^2 + 1)$. La seconde séquence est une séquence NRZ-Chaos issue de l'application Tent map définie dans 1.31.

Nous remarquons d'après la figure 1-19, que les performances du système DS-SS obtenues pour les deux séquences sont quasiment identiques et que l'utilisation des séquences NRZ-Chaos permet d'obtenir, elle aussi, de bons taux d'erreurs binaires.

1.7 Conclusion

Ce chapitre avait deux principaux objectifs. Le premier était l'introduction de quelques notions de base sur les chaînes de transmission numériques à étalement de spectre, le second était l'utilisation des séquences chaotiques pour l'étalement de spectre. Dans la première section du chapitre, nous avons défini brièvement les différents blocs d'une chaîne de transmission numérique. Dans un deuxième temps, nous avons expliqué le principe de l'étalement de spectre par séquence directe DS-SS en soulignant ses avantages et ses inconvénients. Nous avons également passé en revue tous les codes d'étalement classiques et étudié les propriétés spectrales d'une séquence pseudo-aléatoire. Ensuite, nous avons défini les systèmes dynamiques chaotiques à temps discret et continu sans trop approfondir le scénario de transition vers le chaos, puisque ce dernier a été largement étudié dans notre mémoire de Magister [35]. Nous avons ensuite introduit les systèmes de communication chaotiques en citant tous leurs apports. Une analyse des propriétés spectrales des codes d'étalement chaotiques quantifiés et des séquences de données étalées a également prouvé l'efficacité des codes chaotiques pour l'étalement de spectre. Il nous a été donné de constater que ces derniers permettaient non seulement de conserver les avantages obtenus jusque là par les codes d'étalement classiques, mais aussi d'améliorer la sécurité et d'augmenter le nombre d'utilisateurs.

Dans le chapitre suivant, nous dressons un état de l'art de tous les systèmes de communication chaotiques existants.

Chapitre 2

Etat de l'art des systèmes de modulation et de démodulation basés sur le chaos

2.1 Introduction

Ce chapitre présente un état de l'art des systèmes de communication basés sur le chaos, élaborés dans un contexte mono ou multi-utilisateurs. Notre objectif est d'être le plus exhaustif possible afin que le lecteur puisse avoir une vision globale des systèmes existants. Ce chapitre est considéré comme un point d'entrée au chapitre suivant, dont l'objet sera la mise en oeuvre d'un nouveau système de communication chaotique.

Certaines références classent les systèmes abordés en deux catégories majeures: les systèmes basés sur le principe du Chaos Shift Keying et les systèmes basés sur le principe du Differential Chaos Shift Keying. Notre choix a été de faire un classement par rapport au type du récepteur comme dans [42], ainsi, nous obtenons également deux catégories : les systèmes de transmission à récepteurs cohérents et les systèmes de transmission à récepteurs non cohérents. Nous accorderons plus d'attention à certains systèmes à récepteurs non cohérents qui nous ont guidé vers le principe même de notre contribution (Chapitre III et IV). Nous évaluerons alors leurs taux d'erreurs binaires (TEB) et nous comparerons leurs performances.

Au cours de ce chapitre, nous supposons que le canal est à bruit blanc additif Gaussien (BBAG) et que le générateur de séquences chaotiques utilisé est l'application Tent Map. Certains systèmes

seront décrits en utilisant un formalisme à temps discret, d'autres avec un formalisme à temps continu, suivant les références retrouvées.

2.2 Systèmes de transmission basés sur le chaos

2.2.1 Systèmes de transmission à récepteurs cohérents

Un récepteur est dit cohérent s'il est capable de reproduire la même porteuse chaotique afin de démoduler l'information transmise.

DCS-CDMA à récepteur de type corrélateur

Le système DS-CDMA basé sur le chaos repose sur le principe du système DS-CDMA décrit dans le chapitre précédent. Toutefois, rappelons que DS-CDMA est un système de transmission à étalement de spectre par séquence directe. La seule différence entre les systèmes DS-CDMA et DCS-CDMA est que les séquences pseudo-aléatoires utilisées dans le processus d'étalement et de désétalement du premier système sont remplacées par des séquences chaotiques. Ces derniers permettent d'avoir de meilleures performances en terme de sécurité. En effet, comme il a été démontré dans certains articles [43][44], le caractère périodique des codes d'étalement conventionnels rend le système DS-CDMA non sécurisé. A l'inverse, si nous ne connaissons pas la condition initiale utilisée, la non périodicité des séquences chaotiques rend leur reconstruction très difficile, ce qui est favorable à la sécurité du système DCS-CDMA et empêche toute attaque d'interception [1][2].

Comme le montre la figure 2-1, à l'émission, les symboles à transmettre sont étalés par des séquences chaotiques issues d'un générateur approprié, le signal obtenu est ensuite transmis via un canal de transmission. A la réception, une unité de synchronisation intégrée au récepteur permet d'assurer la synchronisation entre la séquence chaotique générée localement et celle utilisée par l'émetteur. Après synchronisation, le signal reçu $r(t)$ est désétalé et intégré sur une durée symbole. Un bloc de décision permettra ensuite d'estimer la valeur du symbole transmis. Plusieurs études permettant de trouver les séquences chaotiques les plus performantes dans le cas du système abordé ont été recensées [45] [46] [47].

DCS-CDMA à récepteur de type estimateur

Le système DCS-CDMA à récepteur de type estimateur a été proposé par Azou *et al*[48]. Cette seconde solution de démodulation se base sur le principe du filtrage de Kalman parallèle. Ce dernier

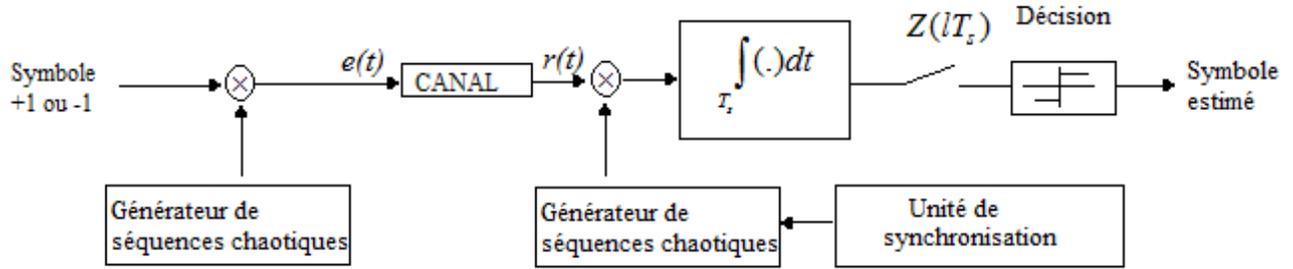


Fig 2-1: Système de communication numérique DCS-CDMA à récepteur de type corrélateur.

consiste à faire une double estimation: celle du code d'étalement et celle du symbole transmis. Les filtres utilisés, adaptés à l'estimation non linéaire des états, sont de types Kalman Unscented (UKF). Ce dernier a été proposé par Julier *et al*[49], il a une structure comparable à celle du filtre de Kalman étendu (EKF) [50], cependant en présence de forte non linéarité, le filtrage de Kalman étendu présente un comportement instable, il est donc moins recommandé.

L'information est récupérée à la sortie du récepteur par une méthode de synchronisation chaotique. La non linéarité introduite par la dynamique chaotique est alors essentielle dans ce récepteur. Comme le montre la figure 2-2, le filtrage de Kalman parallèle permet l'estimation à temps chip T_e de la séquence c_k et du symbole s_k à partir du signal reçu bruité r_k . Chaque filtre utilise la dernière estimation de l'autre filtre comme paramètre pour une nouvelle estimation.

L'équation 2.1 représente le modèle de processus et d'observation du premier filtre qui permet la synchronisation du code d'étalement:

$$\begin{aligned}
 c_{k+1} &= g(c_k) + v_k^c \\
 r_k &= \text{sgn}(\hat{s}_{k-1})c_k + n_k
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

où $g(\cdot)$ est la fonction génératrice du chaos, v_k^c est le bruit blanc additif Gaussien indépendant de c_k qui indique l'incertitude du modèle associée aux imperfections du canal.

n_k est le bruit d'observation qui dépend fortement du rapport signal sur bruit (SNR) à l'entrée du récepteur. Le modèle de dynamique et d'observations du deuxième filtre correspondant à l'équation 2.2 permet d'estimer les symboles à temps chip T_e :

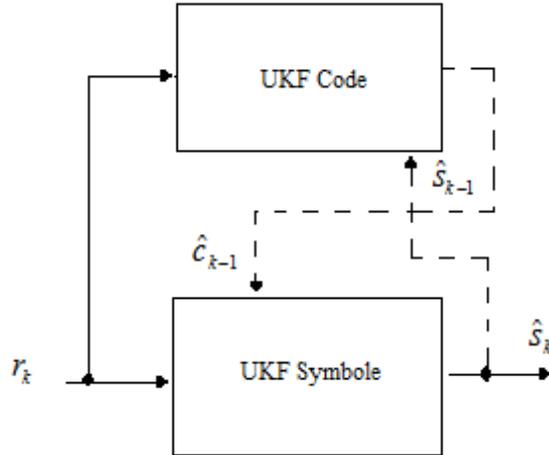


Fig 2-2: L'estimation Duale Code/Symbole.

$$\begin{aligned}
 s_{k+1} &= s_k + v_k^s & (2.2) \\
 r_k &= s_k g(\hat{c}_{k-1}) + n_k
 \end{aligned}$$

où v_k^s est un bruit blanc Gaussien, indépendant de s_k et qui représente la capacité du filtre à suivre l'évolution du symbole.

Des travaux de thèse menés par M. Luca dans [10] ont permis d'améliorer ce type de récepteur. Ce dernier reste très original par rapport au reste des récepteurs du système DCS-CDMA. Il est cependant inefficace face à des niveaux de bruit élevés et dans des contextes multi-utilisateurs, où les utilisateurs disposent d'un même générateur de chaos avec des conditions initiales différentes.

Masquage chaotique

Cette méthode est une des premières à avoir appliqué les signaux chaotiques aux systèmes de communication. Elle a été proposée dans [51] [52] et a fait l'objet de nombreuses études par la suite [53] [54] [55].

Le principe de cette méthode reste très simple, il consiste à additionner le signal informationnel notée cette fois $s(t)$ au signal chaotique $c_1(t)$. Au niveau du récepteur, la séquence informationnelle

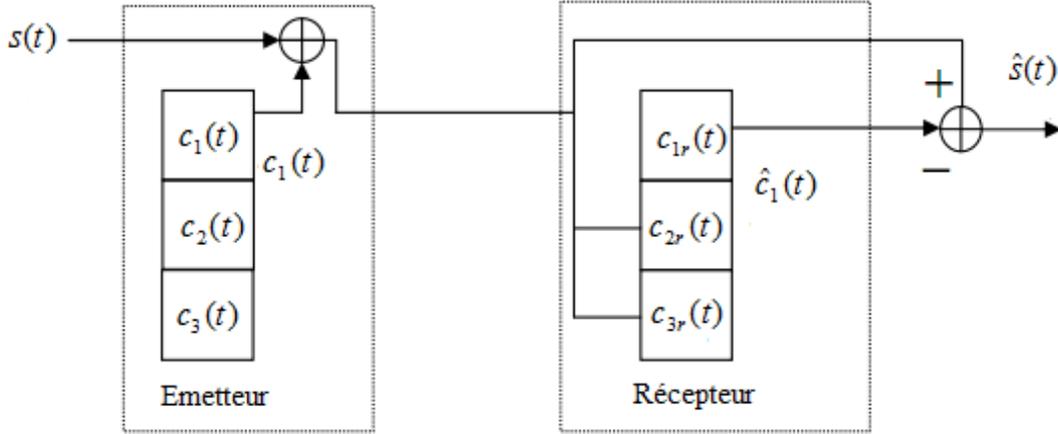


Fig 2-3: Principe du masquage chaotique.

de départ est décodée en retranchant le signal chaotique généré localement $c_{1r}(t) = \hat{c}_1(t)$ au signal reçu $r(t)$, comme montré dans la figure 2-3.

Il suffit pour cela de synchroniser le signal chaotique $c_{1r}(t)$ avec le signal $c_1(t)$ reçu, tel que:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |c_{1r}(t) - c_1(t)| = 0 \quad (2.3)$$

Les deux signaux chaotiques $c_{1r}(t)$ et $c_1(t)$ sont synchronisés en utilisant la méthode de synchronisation par couplage proposée par Pecora et Carroll [56] [57], aussi appelée méthode de synchronisation identique. Celle-ci a été détaillée dans notre mémoire de Magister [35]. Cependant, rappelons son principe de base.

La synchronisation identique se base sur la décomposition du système chaotique de l'émetteur en deux sous systèmes de telle sorte que les variables d'état soient réparties de part et d'autre dans chacun des sous systèmes. Ensuite, ces deux sous systèmes doivent être reproduits à l'identique du côté du récepteur et organisés en cascade. Le signal provenant de l'émetteur est considéré comme un signal d'entraînement (Drive signal), qui va piloter le premier des deux sous systèmes mis en cascade, ce dernier va à son tour servir à synchroniser le second sous système dupliqué.

Chaos Shift Keying basé sur l'erreur de synchronisation

Chaos shift keying (CSK) a été proposé au tout début par Parlitz *et al* [3] et Dedieu *et al* [4]. Le bloc diagramme de ce système de communication est montré dans la figure 2-4.

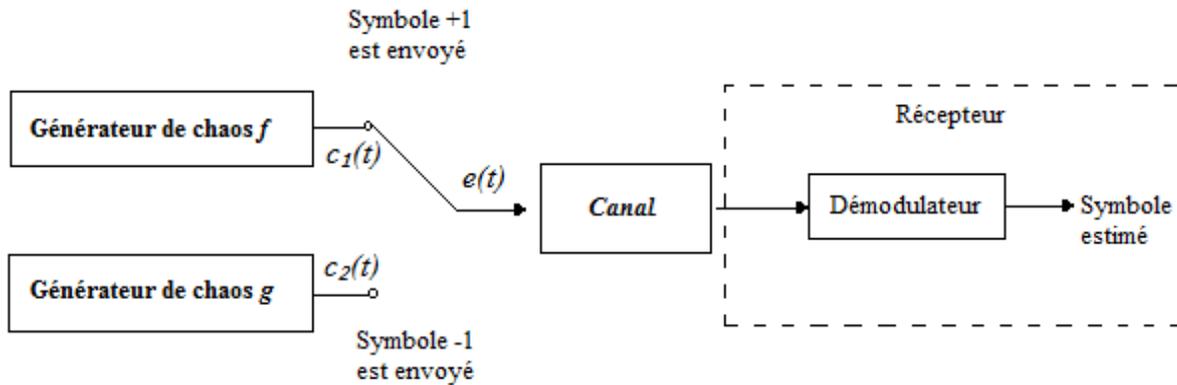


Fig 2-4: Système de communication numérique Chaos Shift Keying (CSK).

Notons par T_s la durée d'un symbole. L'émetteur consiste en deux générateurs de chaos f et g qui permettent de générer les signaux chaotiques $c_1(t)$ et $c_2(t)$. Durant l'intervalle T_s , si le symbole $+1$ doit être envoyé, le signal $c_1(t)$ est transmis. Si le symbole -1 doit être envoyé, le signal $c_2(t)$ est transmis.

Plusieurs schémas de démodulation existent pour le système CSK, dont certains sont cohérents et d'autres non cohérents. La démodulation cohérente basée sur l'erreur de synchronisation a été étudiée par Parlitz *et al* [3] et Dedieu *et al* [4]. La figure 2-5 montre le principe de cette démodulation, où le signal reçu $r(t)$ est utilisé pour piloter les deux unités de synchronisation \tilde{f} et \tilde{g} . En fonction de la valeur du signal reçu ($c_1(t)$ ou $c_2(t)$), c'est l'une ou l'autre des unités de synchronisation qui va générer localement un signal synchrone avec le signal reçu. Par exemple, si le signal $c_1(t)$ est transmis, l'unité de synchronisation \tilde{f} génère un signal $\hat{c}_1(t)$ synchrone avec le signal reçu. L'unité de syntonisation \tilde{g} ne se synchronise pas dans ce cas. La différence entre les signaux générés localement et celui reçu va permettre d'estimer le symbole transmis.

Chaos shift keying basé sur la corrélation

Dans cette structure de démodulation (figure 2-6) développée par Kolumban *et al* [5], les deux séquences chaotiques transmises $c_1(t)$ et $c_2(t)$ (figure 2-4) peuvent être retrouvées avec exactitude. Un temps de synchronisation T_a est nécessaire pour que les deux circuits de synchronisation puissent converger vers $c_1(t)$ et $c_2(t)$. Ce temps reste négligeable devant le temps symbole. Le symbole transmis peut être retrouvé en évaluant la corrélation sur presque une durée symbole des signaux générés localement avec le signal reçu. Rappelons que la corrélation sert à mesurer le degré de

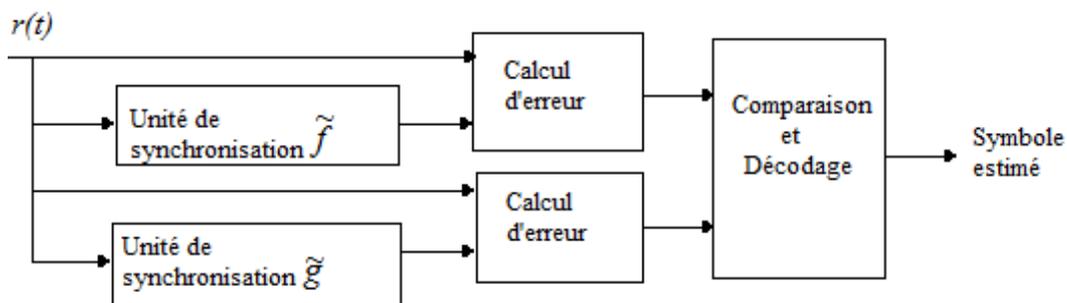


Fig 2-5: Démodulateur CSK basé sur le calcul d'erreur de synchronisation

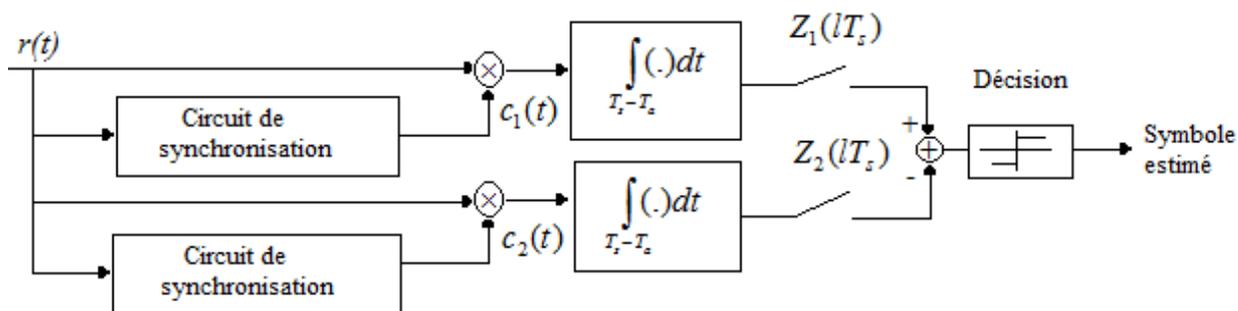


Fig 2-6: Démodulateur CSK basé sur la corrélation.

similitude entre deux signaux. Les sorties des deux corrélateurs sont ensuite échantillonnées. Si la différence entre $Z_1(lT_s)$ et $Z_2(lT_s)$ est positive, $+1$ est décodé pour le $l^{i\text{ème}}$ symbole, si au contraire la différence est négative, un -1 est décodé pour le $l^{i\text{ème}}$ symbole.

Symmetric chaos shift keying

Le système Symmetric chaos shift keying (SCSK) représenté dans la figure 2-7 a été proposé dans [6] par Sushchik *et al*, il est considéré comme une sous classe du système chaos shift keying (CSK).

Le système chaotique se trouvant au niveau de l'émetteur peut être représenté comme suit:

$$\dot{f}(t) = F[f(t)] \quad (2.4)$$

où $f(t)$ représente le vecteur d'état interne du système à un instant t . Le signal transmis $e(t)$ est obtenu en multipliant la première composante $f_1(t)$ de $f(t)$ par le symbole numérique à transmettre.

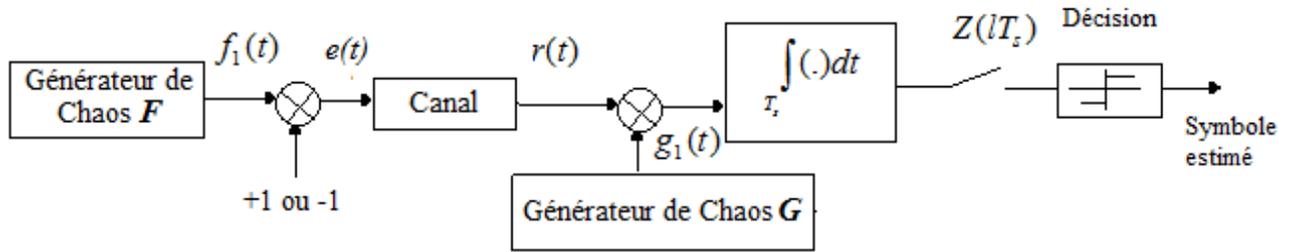


Fig 2-7: Principe du système SCSK.

Au niveau du récepteur, le signal reçu est utilisé afin de piloter le système chaotique esclave $G(\cdot)$ et de le synchroniser au système chaotique maître $F(\cdot)$ par la méthode de synchronisation identique, tel que:

$$\dot{g}(t) = G[|e(t)|, g(t)] \quad (2.5)$$

$F(\cdot)$ et $G(\cdot)$ sont tous les deux de classe C^1 .

En absence de bruits et/ou de distorsions, le signal en sortie du système chaotique du récepteur est identique à celui généré au niveau de l'émetteur, tel que:

$$f_1(t) = g_1(t) \quad (2.6)$$

Le symbole transmis peut alors être décodé en observant le signe du signal en sortie du corrélateur à la fin de chaque période symbole. La structure du modulateur SCSK, comprenant un générateur chaotique et un multiplicateur, est comparable à celle du système Differential Chaos Shift Keying (DCSK) et Correlation Delay Shift Keying (CDSK) que nous décrirons par la suite. Cependant, une séquence chaotique n'est jamais retransmise une seconde fois, ce qui réduit la probabilité d'interception. Aussi, un bon niveau de sécurité est assuré puisqu'un système non linéaire adapté à celui de l'émetteur est nécessaire au niveau du récepteur afin de démoduler le signal SCSK. Les inconvénients de ce système se résument premièrement au taux d'erreur binaire qui est moins bon que ceux obtenus par les système DCSK et CDSK [6] et deuxièmement aux restrictions quant au choix du système chaotique.

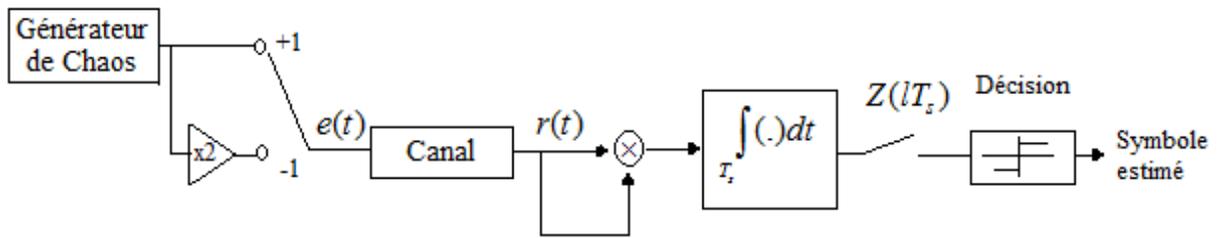


Fig 2-8: Système CSK basé sur l'estimation de l'énergie par bit.

2.2.2 Systèmes de transmission à récepteurs non cohérents

Un récepteur est dit non cohérent s'il n'a pas besoin de générer localement la porteuse chaotique pour démoduler l'information transmise.

Chaos shift keying basé sur l'estimation de l'énergie par bit

Ce système de modulation et de démodulation (Figure 2-8) est semblable à celui présenté dans la figure 2-4. Le récepteur repose cette fois-ci sur le principe de la démodulation non cohérente, où il est nullement nécessaire de régénérer localement la porteuse chaotique utilisée lors du processus de modulation. La détection du symbole transmis se base sur certaines propriétés du signal reçu. Dans ce cas précis, le critère qui permet de discerner les différents symboles est l'énergie. En supposant que le premier symbole transmis correspond à $l = 0$, si le $l^{\text{ième}}$ symbole de valeur +1 doit être envoyé durant l'intervalle $[lT_s, (l + 1)T_s[$, la séquence chaotique $c_1(t)$ d'énergie moyenne par bit Ec_1 est transmise. Si le $l^{\text{ième}}$ symbole de valeur -1 doit être envoyé, la séquence chaotique $c_2(t)$ d'énergie moyenne par bit Ec_2 est transmise. Dans cette optique, deux générateurs chaotiques sont utilisés au niveau de l'émetteur. Il est également possible de se résoudre à utiliser un seul générateur chaotique et deux amplificateurs de gains différents.

Au niveau du récepteur, l'énergie par bit est estimée en calculant l'intégrale du carré du signal reçu sur une période T_s . En supposons que le signal transmis $e(t)$ a été entaché d'un bruit blanc additif Gaussien $\varepsilon(t)$. Le signal reçu correspond à:

$$r(t) = e(t) + \varepsilon(t) \quad (2.7)$$

La variable de décision à la sortie du corrélateur est:

$$Z(lT_s) = \int_{lT_s}^{(l+1)T_s-1} r^2(t)dt = \int_{lT_s}^{(l+1)T_s-1} e^2(t)dt + 2 \int_{lT_s}^{(l+1)T_s-1} e(t)\varepsilon(t)dt + \int_{lT_s}^{(l+1)T_s-1} \varepsilon^2(t)dt \quad (2.8)$$

Pour un fort rapport signal sur bruit, le premier terme de l'équation 2.8 prend une valeur élevée et les termes restants sont négligeables. L'énergie estimée reçue d'un bit prendra une des valeurs suivantes:

$$Ec_{1,l} = \int_{lT_s}^{(l+1)T_s-1} c_1^2(t)dt \quad (2.9)$$

$$Ec_{2,l} = \int_{lT_s}^{(l+1)T_s-1} c_2^2(t)dt \quad (2.10)$$

Dans un système de modulation conventionnel, l'énergie par bit demeure constante. Cependant, dans le cas du système CSK, l'énergie par bit pour un même symbole peut varier avec le temps. Cela est dû à la nature non périodique des signaux chaotiques. Ainsi, nous n'avons pas deux valeurs d'énergies distincts, mais deux ensembles de valeurs d'énergies regroupés autour de deux énergies moyennes, comme le montre la figure 2-9. Pour ces simulations, nous avons pris un facteur d'étalement (longueur des séquences $c_1(t)$ et $c_2(t)$) $M = 100$, 5000 bits à transmettre, $c_2(t) = 0.5c_1(t)$ ainsi qu'un SNR de $10dB$ pour le cas de la deuxième simulation.

En absence de bruit, le seuil optimal est la moyenne des deux énergies moyennes $(Ec_1 + Ec_2)/2$, le symbole reçu peut être correctement décodé.

En présence d'un bruit important, les deux ensembles d'énergies se chevauchent comme montré sur la figure 2-9(b). Ainsi, les deux derniers termes de la variable de décision ne peuvent pas être négligés. Le calcul du seuil optimal dépendra alors du niveau de bruit, ce qui constitue un des problèmes majeurs de ce système (threshold shift problem).

Un deuxième point négatif réside dans le fait qu'une démodulation basée sur l'estimation d'énergie peut tout à fait être réalisée par une tierce personne, ce qui compromet la sécurité du système.

Chaotic On/Off Keying

Le système COOK "Chaotic On/Off Keying" a été proposé dans [8]. Il peut être considéré comme un cas particulier du système Chaos Shift Keying basé sur l'estimation d'énergie, où les symboles

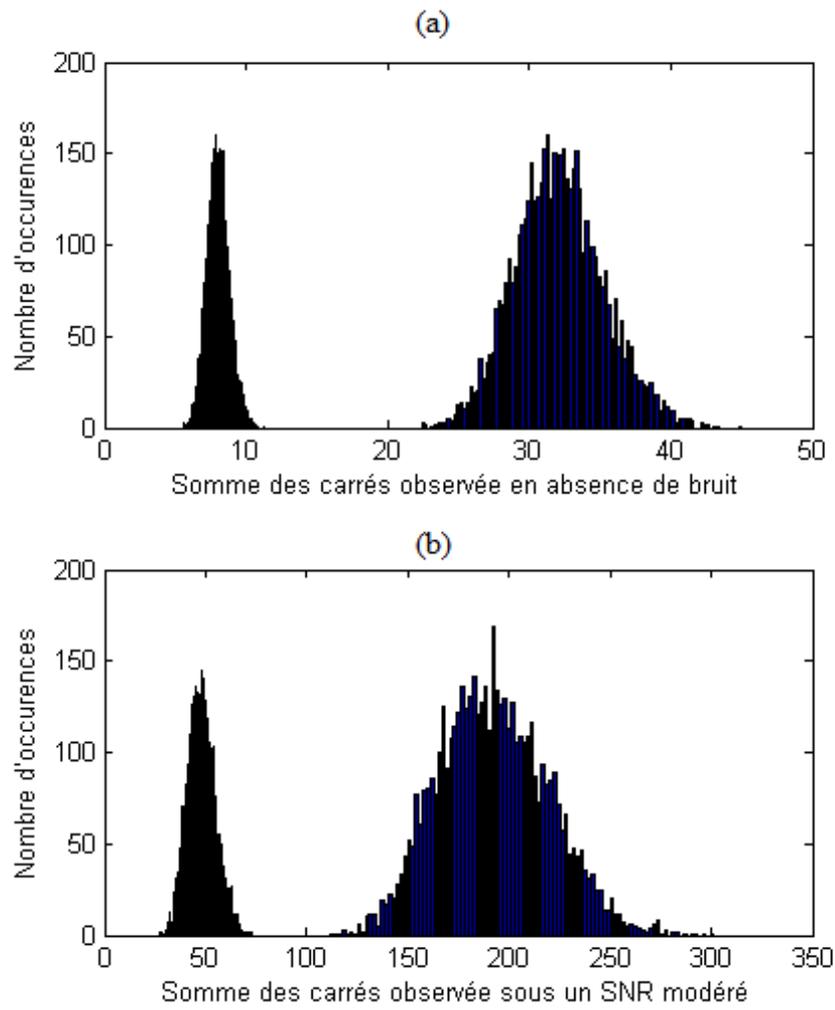


Fig 2-9: Histogramme des énergies par bit. (a) En absence de bruit, (b) En présence d'un bruit modéré.

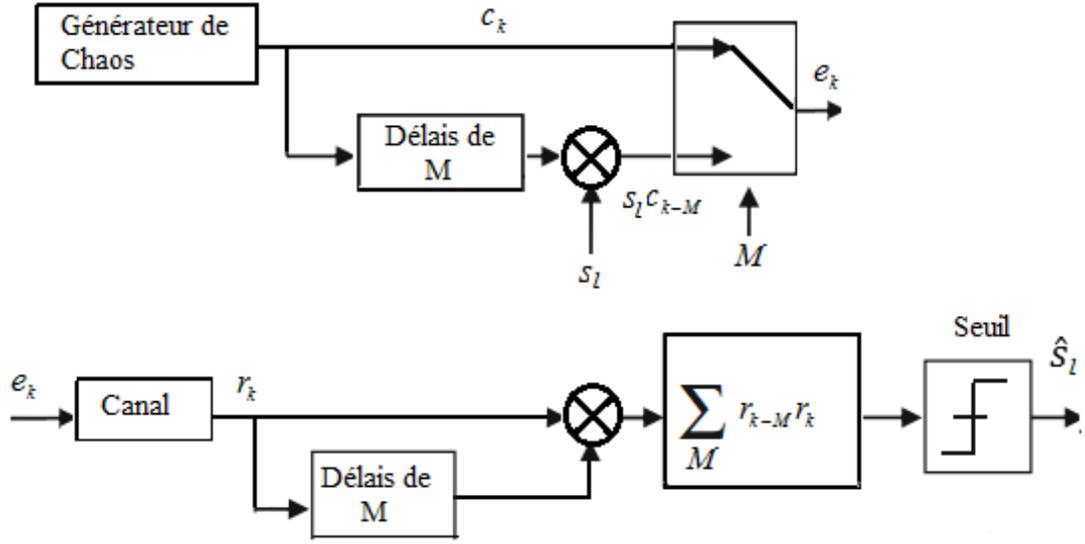


Fig 2-10: Système de transmission DCSK.

binaires +1 ou -1 sont représentés respectivement par la transmission d'un signal chaotique et l'absence de transmission. Au niveau du récepteur, la démodulation des symboles se fait par la méthode d'estimation d'énergie du signal reçu. Si cette dernière est positive, le symbole +1 est démodulé, si elle est nulle, le symbole -1 est démodulé.

Differential Chaos Shift Keying (DCSK)

La modulation DCSK a été proposée dans [7] par Kolumban *et al.* La figure 2-10 montre le block diagramme du modulateur/démodulateur DCSK. Dans ce système de communication chaque symbole ou bit d'information s_l est représenté par deux séquences chaotiques de longueur M chacune. La première séquence chaotique c_k sert de référence (reference signal). La seconde séquence sert de porteuse à l'information (data-bearing signal). Si le symbole $s_l = +1$ est transmis, la séquence porteuse de l'information est une réplique exacte de la séquence de référence. Si le symbole $s_l = -1$ est transmis, la séquence porteuse de l'information est l'inverse de la séquence de référence. La sortie de l'émetteur est représentée par:

$$e_k = \begin{cases} c_k & 2lM \leq k < (2l+1)M \\ s_l c_{k-M} & (2l+1)M \leq k < 2(l+1)M \end{cases} \quad (2.11)$$

Au niveau du récepteur DCSK, la corrélation entre le signal reçu et sa version retardée par

M va nous permettre de décoder le symbole transmis s_l . La variable de décision à la sortie du corrélateur pour le symbole l est:

$$\begin{aligned}
Z_l &= \sum_{k=(2l+1)M}^{2(l+1)M-1} r_{k-M} r_k = \sum_{k=(2l+1)M}^{2(l+1)M-1} (e_{k-M} + \varepsilon_{k-M})(e_k + \varepsilon_k) \\
&= \sum_{k=(2l+1)M}^{2(l+1)M-1} (c_{k-M} + \varepsilon_{k-M})(s_l c_{k-M} + \varepsilon_k) \\
&= \sum_{k=(2l+1)M}^{2(l+1)M-1} (s_l c_{k-M}^2 + c_{k-M} \varepsilon_k + s_l c_{k-M} \varepsilon_{k-M} + \varepsilon_{k-M} \varepsilon_k)
\end{aligned} \tag{2.12}$$

Où r_k est le signal reçu affecté d'un bruit blanc Gaussien. Le premier terme de l'équation correspond au signal utile. Les autres termes sont à moyenne nulle et correspondent à du bruit et à des interférences, nous avons deux composantes de bruit issues de la corrélation entre le bruit et les séquences chaotiques et un terme représentant l'intercorrélation du bruit. En fixant la valeur du seuil à zéro, les deux symboles peuvent être aisément différenciés. En effet, si le résultat de l'intégration est positif ou nul, le symbole transmis est $+1$, si par contre le résultat de l'intégration est négatif, le symbole transmis est -1 .

Le système DCSK a été proposé pour faciliter la détection non cohérente et plus particulièrement pour combattre le problème de déplacement de seuil du système CSK non cohérent [58]. L'avantage majeur de ce système est qu'il reste le plus prometteur en terme de faisabilité d'implémentation [58].

Plusieurs approches ont été considérées afin de calculer le taux d'erreur binaire du système DCSK, l'approche la plus utilisée et celle sur laquelle nous nous sommes basé est l'approche Gaussienne, celle-ci considère que la sortie du corrélateur suit une distribution Gaussienne [6][59] [60]. Pour cela considérons les hypothèses suivantes:

La sortie du générateur chaotique est stationnaire. La corrélation entre c_i et c_{i+k} décroît très rapidement à mesure que k augmente.

Le bruit blanc Gaussien à moyenne nulle ε_i est statistiquement indépendant de c_j et cela quelque soit la valeur de i et de j .

ε_i et ε_j sont statistiquement indépendants quelque soit $i \neq j$.

Précisons tout d'abord que nous avons choisis comme générateur de séquences chaotiques l'application Tent map définie dans le premier chapitre (voir équation 1.31).

D'après [60], la densité de probabilité de la variable c est uniforme et donnée par:

$$\rho_c(u) = \begin{cases} \frac{1}{2} & \text{si } -1 \leq u \leq 1; \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.13)$$

En utilisant l'équation 2.13, nous pouvons calculer les moyennes et les variances suivantes:

$$E[c] = \int_{-\infty}^{+\infty} u \rho_c(u) du = \int_{-1}^{+1} \frac{u}{2} du = 0 \quad (2.14)$$

$$E[c^2] = \int_{-\infty}^{+\infty} u^2 \rho_c(u) du = \int_{-1}^{+1} \frac{u^2}{2} du = \frac{1}{3} \quad (2.15)$$

$$E[c^4] = \int_{-\infty}^{+\infty} u^4 \rho_c(u) du = \int_{-1}^{+1} \frac{u^4}{2} du = \frac{1}{5} \quad (2.16)$$

$$Var(c) = E[c^2] - E[c]^2 = \frac{1}{3} \quad (2.17)$$

$$Var(c^2) = E[c^4] - E[c^2]^2 = \frac{4}{45} \quad (2.18)$$

L'équation 2.12 peut s'écrire comme suit:

$$Z_l = s_l A + s_l \psi + \gamma \quad (2.19)$$

où:

$$\psi = \sum_{k=(2l+1)M}^{2(l+1)M-1} c_k^2 - A, \quad A = E \left[\sum_{k=(2l+1)M}^{2(l+1)M-1} c_k^2 \right] \quad (2.20)$$

et:

$$\gamma = \sum_{k=(2l+1)M}^{2(l+1)M-1} (c_{k-M} \varepsilon_k + s_l c_{k-M} \varepsilon_{k-M} + \varepsilon_{k-M} \varepsilon_k) \quad (2.21)$$

Connaissant la nature apériodique d'un signal chaotique, l'énergie du bit transmis varie d'un bit à un autre [61], nous utiliserons alors tout au long de ce travail l'énergie moyenne par bit calculée comme suit:

$$E_b = \frac{\text{Puissance moyenne transmise durant une trame} \times \text{Durée d'une trame}}{\text{Nombre de bits transmis par trame}} \quad (2.22)$$

Le système proposé permet de transmettre 1 bit durant une trame composée de deux time slots de longueur M chacun. L'énergie moyenne par bit E_b vaut alors:

$$E_b = 2ME(c_k^2) \quad (2.23)$$

D'après les équations 2.20 et 2.23, nous obtenons:

$$A = ME [c_k^2] = \frac{E_b}{2} \quad (2.24)$$

En prenant en compte toutes les hypothèses précédentes, la variable de décision Z_l peut être facilement caractérisée par sa variance $Var(Z_l)$ qui peut être estimée en calculant la variance de $s_l\psi + \gamma$, telle que:

$$Var(Z_l) = Var(s_l\psi + \gamma) = Var(\psi) + Var(\gamma)$$

Nous avons:

$$Var(\psi) = MVar[c_k^2] = M(E[c_k^4] - E[c_k^2]^2) = \frac{4M}{45} = \frac{E_b^2}{5M} \quad (2.25)$$

Sachant que: $Var(\varepsilon) = \frac{N_0}{2}$ et que les trois termes de γ sont indépendants, la variance de γ est:

$$Var(\gamma) = \frac{MN_0}{3} + \frac{MN_0^2}{4} \quad (2.26)$$

En utilisant l'équation 2.23, l'équation 2.26 devient:

$$Var(\gamma) = \frac{E_b N_0}{2} + M \frac{N_0^2}{4} \quad (2.27)$$

$$Var(Z_l) = \frac{E_b^2}{5M} + \frac{E_b N_0}{2} + M \frac{N_0^2}{4} \quad (2.28)$$

Le taux d'erreur binaire peut être calculé comme suit:

$$\begin{aligned}
TEB_{DCSK} &= P(\psi + \gamma > A) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{2\operatorname{Var}(\psi + \gamma)} \right) \\
&= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\left(\frac{E_b}{4N_0} \right) \left(1 + \frac{2E_b}{5N_0M} + \frac{MN_0}{2E_b} \right)^{-1}} \right)
\end{aligned} \tag{2.29}$$

Où $\operatorname{erfc}(\cdot)$ est la fonction d'erreur complémentaire définie dans [62] comme suit :

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\pi} \int_x^\infty e^{-t^2} dt \tag{2.30}$$

Le système DCSK présente quelques inconvénients majeurs. Le débit de transmission est réduit de moitié, puisque le système DCSK utilise la moitié du temps de transmission à envoyer les séquences de références. Aussi, transmettre deux fois une même séquence peut nuire à la sécurité. Afin d'y remédier, au prix d'une complexité plus ou moins élevée, d'autres systèmes ont été proposés par la suite. Par exemple, dans [6], le système CDSK est proposé afin d'assurer une transmission continue sans utiliser de composants delay lines. Dans [63], la sécurité du système DCSK est améliorée en procédant à des permutations qui permettent d'éliminer les similarités entre la séquence de référence et la séquence porteuse d'information. Dans [64], le système quadrature chaos shift keying est proposé, où deux séquences chaotiques parfaitement orthogonales, obtenues par transformée de Hilbert, sont utilisées pour transmettre deux bits d'information en deux time slots consécutifs. Ceci permet une efficacité spectrale deux fois plus élevée que celle obtenue par le système DCSK. Le système Improved DCSK (I-DCSK) proposé dans [65] permet une même amélioration du débit, en utilisant cette fois-ci une opération d'inversement temporel pour obtenir deux séquences chaotiques orthogonales. Dans [66], le système phase-separated DCSK est proposé, où la séquence de référence est envoyée en tant que composante en phase et la séquence porteuse d'information en tant que composante en quadrature, ce principe permet d'assurer une transmission simultanée et parallèle des deux séquences. Dans [67], Xu et Wang proposent le système code shifted DCSK (CS-DCSK), où la séquence de référence et la séquence porteuse d'information sont séparées par des codes de Walsh et sont transmises durant un même time slot. Dans [68], une extension du système CS-DCSK, nommée high data rate DCSK (HCS-DCSK) est proposée afin d'obtenir un meilleur débit de transmission. Dans ce système, N bits d'information sont modulés séparément par N séquences chaotiques différentes, la somme de tous ces signaux est ensuite multipliée par une nouvelle séquence chaotique et transmis au cours d'un même time slot. Cette

dernière est considérée comme séquence de référence, les N autres séquences sont supposées connu du récepteur, rendant ainsi le système cohérent. Une première version de ce système, nommée HCS-DCSK1 consiste à transmettre la somme de la séquence de référence et de la séquence porteuse durant un même time slot. La seconde version, nommée HCS-DCSK2, a pour principe de transmettre la séquence de référence comme composante en phase et la séquence porteuse d'information comme composante en quadrature ce qui a permis de réduire les interférences. Dans cette même optique d'amélioration du débit, les systèmes M-ary DCSK (M-DCSK) [69], differentially DCSK (D-DCSK) [70], High efficiency DCSK (HE-DCSK) [9] et le système hybrid DCSK-CDSK [71] sont proposés. Dans [72], le système secure multicarrier DCSK est proposé, le principe de ce système consiste à combiner les système OFDM [73] et DCSK afin d'assurer une robustesse face à un canal multi-trajets à évanouissement et de combattre les interférences bande étroite. Dans ce système, $N = 2M$ (où M est le facteur d'étalement) sous-porteuses permettent de transmettre les $2M$ chips du symbole DCSK. Les chips sont aussi intercalés en temps et en fréquence afin d'éliminer les similarités entre la séquence de référence et la séquence porteuse et d'améliorer ainsi la sécurité du système DCSK. Plus récemment, un nouveau système multicarrier DCSK (MC-DCSK) est proposé dans [74], où aucun composant delay lines n'est utilisé, ce système permet d'accroître l'efficacité spectrale et consomme moins d'énergie en comparaison au système DCSK.

Les performances du système DCSK dans un environnement de propagation sujette à évanouissement sont étudiées dans [75]. Les performances du système DCSK associé à de nombreuses technologies telles que MIMO, SIMO et dans le cadre d'une communication coopérative sont étudiées respectivement dans [76], [77] et [78].

Une étude des performances (TEB) du système DCSK en utilisant des séquences chaotiques issues de différentes applications chaotiques est réalisée dans [79].

Dans la suite, nous détaillons plus particulièrement certains des systèmes précédents, et, notamment, les systèmes proches de notre contribution dans le chapitre III.

Correlation Delay ShiftKeying

Le système Correlation Delay Shift Keying (CDSK) a été proposé dans [6] par Sushchik et *al.* Il est considéré comme un dérivé du système DCSK. En effet, très peu de différences existent entre les deux systèmes. Une des différences majeures est que le signal transmis est égal à la somme entre le signal de référence et le signal chaotique modulé retardé par un délais L , pas forcément égal à M (facteur d'étalement) comme c'est le cas dans le système DCSK, tel que:

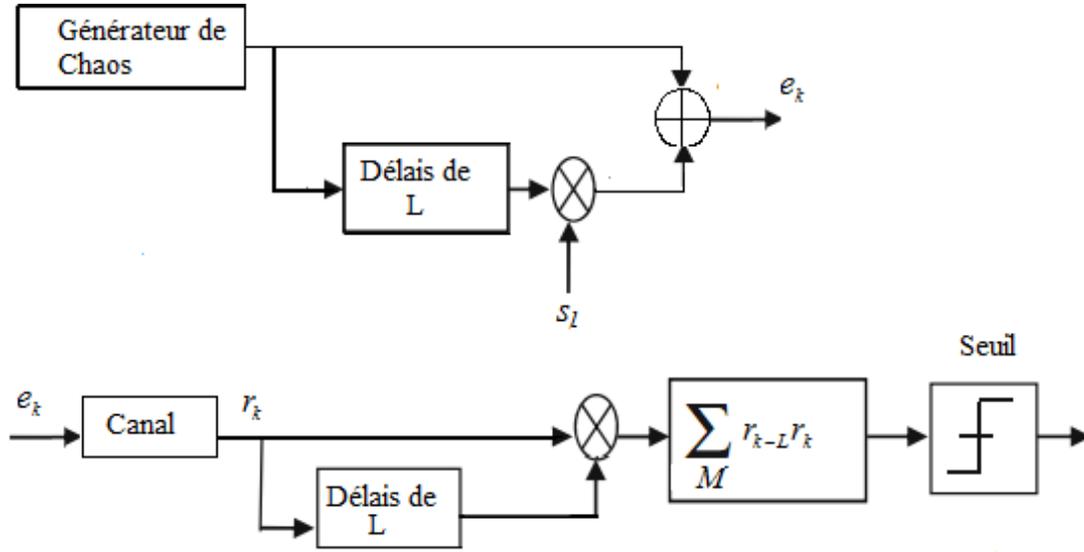


Fig 2-11: Système de transmission CDSK.

$$e_k = c_k + s_l c_{k-L} \text{ où } s_l = \pm 1 \quad (2.31)$$

Le composant Switch utilisé entre les deux signaux dans le système DCSK (figure 2-10) est remplacé par un additionneur, ce qui nous permet d'avoir une opération de transmission en continu. Le schéma du système CDSK est montré dans la figure 2-11.

Nous pouvons constater qu'un signal n'est jamais retransmis deux fois de suite, ce qui rend le système moins sujet aux interceptions. A cause de la corrélation non nulle qui existe entre les différents signaux chaotiques, les performances en taux d'erreur binaire sont moins bonnes que celles du système DCSK. Au niveau du récepteur CDSK, la corrélation entre le signal reçu et celui retardé par L va nous permettre de décoder le symbole transmis. La variable de décision à la sortie du corrélateur pour le symbole l est:

$$\begin{aligned}
 Z_l &= \sum_{lM}^{(l+1)M-1} r_{k-L} r_k = \sum_{lM}^{(l+1)M-1} (e_{k-L} + \varepsilon_{k-L})(e_k + \varepsilon_k) \\
 &= \sum_{lM}^{(l+1)M-1} (c_{k-L} + s_{l-1} c_{k-2L} + \varepsilon_{k-L})(c_k + s_l c_{k-L} + \varepsilon_k) \\
 &= \sum_{lM}^{(l+1)M-1} s_l c_{k-L}^2 + \gamma
 \end{aligned} \quad (2.32)$$

où:

$$\gamma = \sum_{lM}^{(l+1)M-1} (c_{k-L}c_k + c_{k-L}\varepsilon_k + s_{l-1}c_{k-2L}c_k + s_{l-1}s_l c_{k-2L}c_{k-L} + s_{l-1}c_{k-2L}\varepsilon_k + c_k\varepsilon_{k-L} + s_l c_{k-L}\varepsilon_{k-L} + \varepsilon_{k-L}\varepsilon_k)$$

Le premier terme de l'équation correspond au signal utile, les termes restants correspondent à du bruit et à des interférences. Nous avons très exactement, trois termes d'interférences intersymboles issues de la corrélation entre deux séquences chaotiques différentes, quatre composantes de bruit issues de la corrélation entre le bruit et les séquences chaotiques et un terme qui représente l'intercorrélation du bruit.

En utilisant la méthode de l'approximation Gaussienne et en prenant en compte toutes les suppositions de la sections précédente, nous calculons le TEB du système CDSK.

L'équation 2.32 peut s'écrire comme suit:

$$Z_l = s_l A + s_l \psi + \gamma \quad (2.33)$$

où:

$$\psi = \sum_{lM}^{(l+1)M-1} c_k^2 - A, \quad A = E \left[\sum_{lM}^{(l+1)M-1} c_k^2 \right] \quad (2.34)$$

En supposant que $L \geq M$ comme dans [6], nous avons:

$$E_b = 2ME(c_k^2) \quad (2.35)$$

D'après les formules 2.34 et 2.35, nous obtenons:

$$A = ME [c_k^2] = \frac{E_b}{2} \quad (2.36)$$

Comme pour le cas du système DCSK, la variance de la variable de décision vaut:

$$Var(Z_l) = Var(s_l \psi + \gamma) = Var(\psi) + Var(\gamma)$$

Avec:

$$Var(\psi) = MVar [c_k^2] = M(E [c_k^4] - E [c_k^2]^2) = \frac{4M}{45} = \frac{E_b^2}{5M} \quad (2.37)$$

Sachant que: $Var(\varepsilon) = \frac{N_0}{2}$ et que l'auto-corrélation entre les huit termes de γ vaut zéro, la

variance de γ est:

$$Var(\gamma) = \frac{M}{3} + \frac{4MN_0}{6} + \frac{MN_0^2}{4} \quad (2.38)$$

En utilisant la formule 2.35, l'équation 2.38 devient:

$$Var(\gamma) = \frac{3E_b^2}{4M} + E_b N_0 + \frac{MN_0^2}{4}$$

Par conséquent:

$$Var(Z_l) = \frac{19E_b^2}{20M} + E_b N_0 + \frac{MN_0^2}{4} \quad (2.39)$$

Le taux d'erreur binaire pour le bit décodé peut être calculé comme suit:

$$\begin{aligned} TEB_{CDSK} &= P(\psi + \gamma > A) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{2\sqrt{Var(\psi + \gamma)}} \right) \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\left(\frac{E_b}{8N_0} \right) \left(1 + \frac{19E_b}{20N_0M} + \frac{MN_0}{4E_b} \right)^{-1}} \right) \end{aligned} \quad (2.40)$$

Une étude des performances en taux d'erreur binaire du système CDSK pour différentes applications chaotiques a été réalisée dans [80].

Frequency Modulated Differential Chaos Shift Keying

En plus de toutes les failles du système DCSK citées précédemment, vient s'ajouter la variation de l'énergie d'un symbole d'une durée symbole T_s à l'autre. Cela peut augmenter le taux d'erreur binaire et par conséquent dégrader les performances du système de communication. Le système Frequency Modulated- Differential Chaos Shift Keying a été proposé par Kolumban *et al* [81] afin de résoudre ce problème. Son principe consiste à transformer par modulation de fréquence le signal chaotique en une onde à énergie constante. Le schéma du système FM-DCSK est semblable à celui du système DCSK, à quelques différences près. Un générateur FM est placé après le générateur de chaos et est alimenté par ce dernier afin de produire un signal chaotique FM à énergie constante (Figure 2-12). Tout comme le système DCSK, le système FM-DCSK permet une faible efficacité de transmission. Dans [82], Ning et Junyang utilisent l'orthogonalité des codes de Walsh afin d'améliorer le débit de transmission et le taux d'erreur binaire du système FM-DCSK.

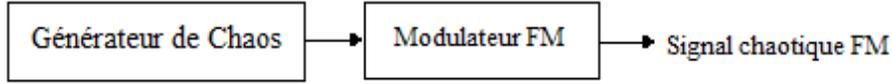


Fig 2-12: Générateur de signal chaotique FM.

Les performances du système FM-DCSK ont également été étudiées dans des milieux de propagation à trajets multiples sujets à évanouissement dans [83] et [84].

Le principe de la modulation de fréquence a également été appliqué au système CDSK dans [85] par Ding et Wang.

Quadrature Chaos Shift Keying

Le système Quadrature Chaos Shift Keying a été proposé par Galia *et al* [64]. Il est considéré comme une version à quatre niveaux du système DCSK qui permet de doubler les débits de transmission de ce dernier. Durant chaque période symbole T_s , deux séquences chaotiques sont transmises. Notons par $c(t)$ la séquence chaotique de référence à moyenne nulle transmise durant la première demie période du $l^{i\grave{e}me}$ symbole $[lT_s, (l + \frac{1}{2})T_s[$ en partant de $l = 0$. La séquence porteuse d'information est transmises durant la deuxième demie période du $l^{i\grave{e}me}$ symbole $[(l + \frac{1}{2})T_s, (l + 1)T_s[$ et permet de véhiculer cette fois-ci deux bits d'information b_1 et b_2 . Ceci peut être réalisé au moyen de deux séquences chaotiques orthogonales $c_H(t - T_s/2)$ et $c(t - T_s/2)$:

$$e(t) = \begin{cases} \sqrt{E_b}c(t) & lT_s \leq t < (l + \frac{1}{2})T_s \\ \sqrt{E_b} (b_1c(t - \frac{T_s}{2}) + b_2c_H(t - \frac{T_s}{2})) & (l + \frac{1}{2})T_s \leq t < (l + 1)T_s \end{cases} \quad (2.41)$$

où E_b est l'énergie par bit.

$c(t - T_s/2)$ est une version retardée de $T_s/2$ du signal $c(t)$. $c_H(t - T_s/2)$ est obtenu en appliquant une transformée de Hilbert au signal $c(t - T_s/2)$. Rappelons que la transformée de Hilbert d'un signal réel est obtenue en introduisant un déphasage de $\pi/2$ à chaque composante fréquentielle.

Au niveau du récepteur, $c(t - T_s/2)$ et $c_H(t - T_s/2)$ sont estimés à partir du signal reçu durant la première demie période symbole. Notons respectivement par $\hat{c}(t - T_s/2)$ et $\hat{c}_H(t - T_s/2)$ ces estimations. La corrélation du signal reçu durant la seconde demie période symbole avec les signaux estimés est ensuite réalisée. Le symbole correspondant aux deux bits d'information est ensuite

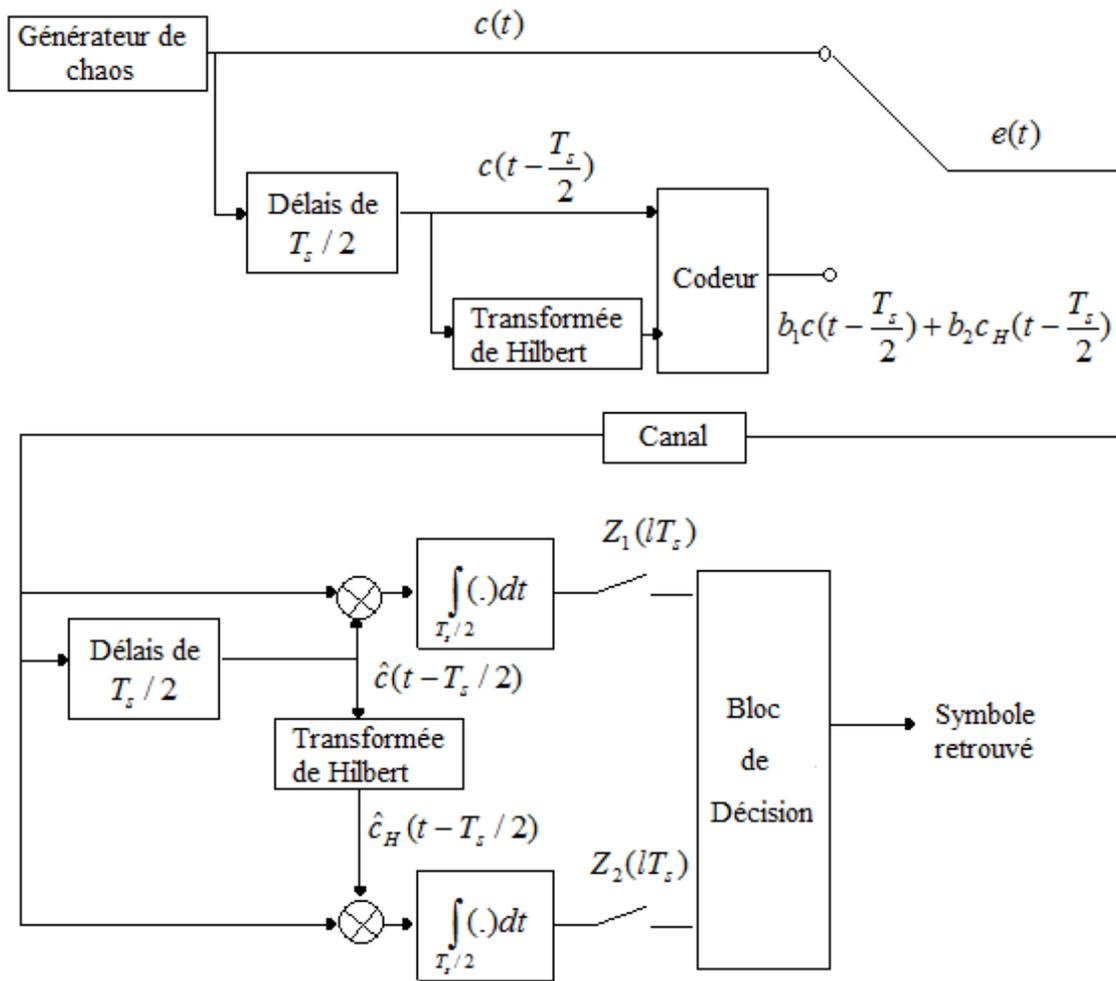


Fig 2-13: Système de transmission QCSK

décodé par un algorithme de décision approprié basé sur la sortie des deux corrélateurs.

La figure 2-13 montre le principe de la modulation et de la démodulation QCSK. Nous pouvons considérer le système QCSK comme étant deux systèmes DCSK. Le premier est associé au signal $c(t - T_s/2)$, tandis que le second est associé au signal $c_H(t - T_s/2)$.

P-DCSK

En plus de toutes les failles du système DCSK citées précédemment, ce dernier permet facilement à une tierce personne de déterminer la fréquence des bits à partir du signal transmis, ce qui compromet la sécurité du système.

En effet, si nous traçons la magnitude des composantes fréquentielles du signal DCSK conven-

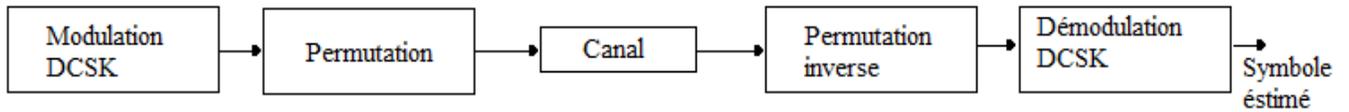


Fig 2-14: Système DCSK basé sur la permutation

tionnel élevé au carré pour $M = 100$ et 10 bits à transmettre, comme il est montré dans la figure 2-15-(a), nous remarquons que la valeur spectrale tend vers zéro à des fréquences multiples impaires de la fréquence bit. Cela permet de récupérer le débit binaire du système. Afin de remédier à ce problème Lau *et al.* ont proposé dans [63] un système DCSK basé sur la permutation, où comme montré sur la figure 2-14, chaque bloc du signal subit une transformation avant d'être transmis. Au niveau du récepteur, le signal va subir la transformation inverse afin de retrouver le signal d'origine. La démodulation des bits sera ensuite effectuée normalement.

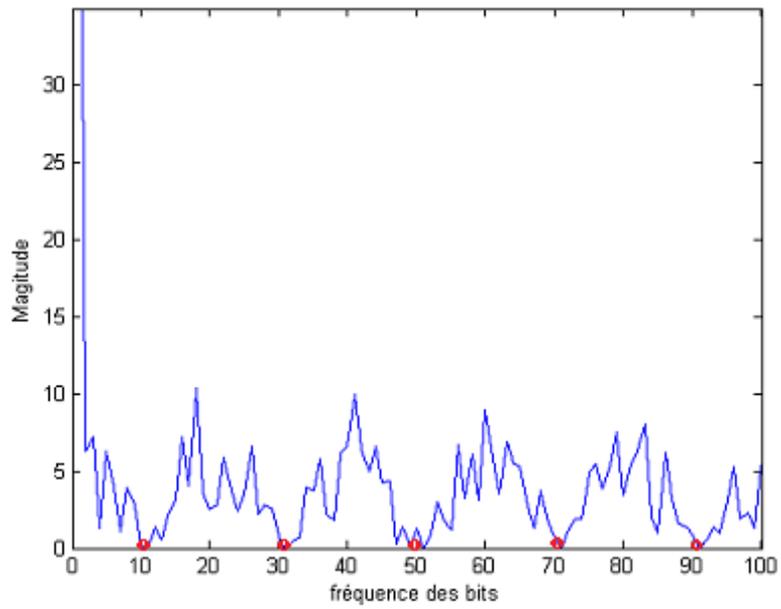
L'objectif de ces blocs supplémentaires est d'éliminer les informations sur le débit binaire du spectre fréquentiel. A partir de la figure 2-15-(b), nous pouvons déduire qu'après permutation aucune information sur le débit binaire ne peut être extraite à partir du spectre et que par conséquent la sécurité du système DCSK est améliorée tout en gardant le même taux d'erreur binaire et le même débit.

HE-DCSK

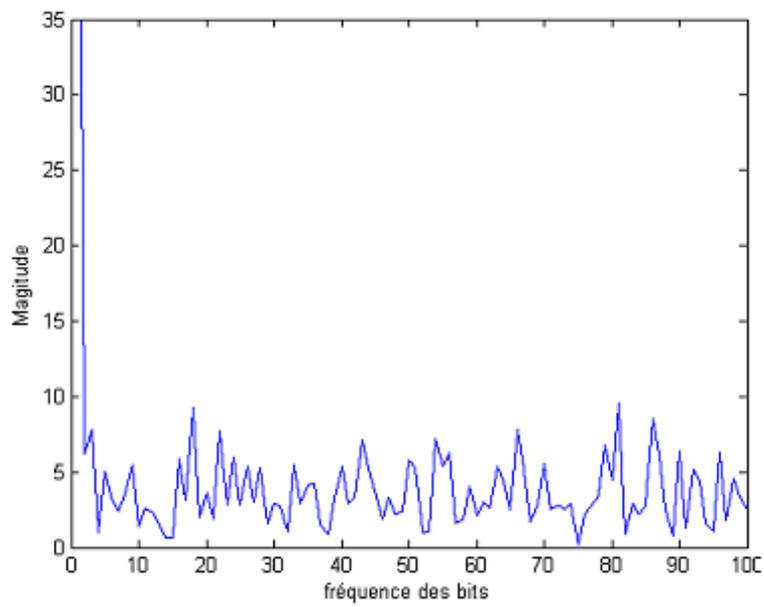
Le système High Efficiency Differential Chaos Shift Keying a été proposé par Hua et Guo [9]. Dans ce système deux time slots de durées similaires, égales à M , formant une trame de données, sont alloués séquentiellement à une séquence de référence et à une séquence porteuse d'information. Les séquences utilisées dans cette proposition sont de nature chaotique. Chaque séquence porteuse permet de véhiculer deux bits d'information modulés séparément par deux séquences chaotiques différentes, la résultante de la somme des deux séquences chaotiques modulées constitue la séquence porteuse d'information. Le signal transmis correspond à:

$$e_k = \begin{cases} c_k & 2lM \leq k < (2l+1)M \\ b_{2l}c_{k-M} + b_{2l+1}c_{k-3M} & (2l+1)M \leq k < 2(l+1)M \end{cases} \quad (2.42)$$

Transmettre deux bits d'information en deux time slots permet de diviser la durée d'un bit par deux par rapport au système DCSK et d'accroître son efficacité spectrale. De plus, l'énergie



(a)



(b)

Fig 2-15: Magnitude des composantes fréquentielles du signal DCSK élevé au carré (a) Avant permutation (b) Après permutation.

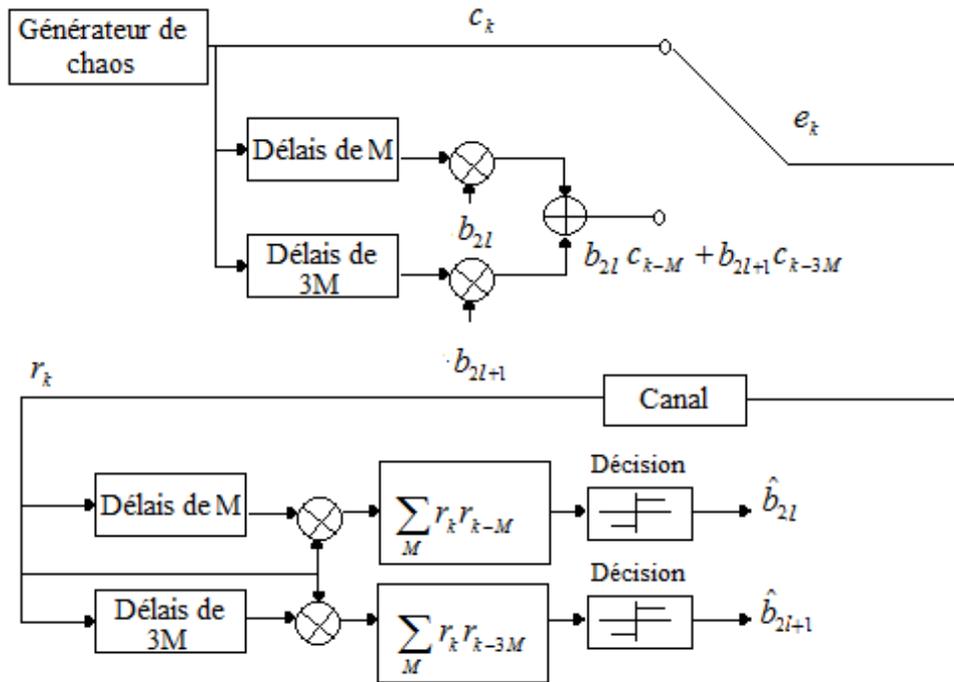


Fig 2-16: Système de transmission HE-DCSK

moyenne par bit est réduite, ce qui permet d'avoir un bien meilleur TEB que celui obtenu pour le système CDSK dans tous les cas et un TEB meilleur que celui du système DCSK pour des rapports E_b/N_0 modérés. Ce système accroît aussi la sécurité du système DCSK puisqu'un signal chaotique n'est jamais transmis plus d'une fois.

Le schéma de modulation et de démodulation équivalents à ce système est montré dans la figure 2-16.

Au niveau du récepteur, la corrélation entre le signal transmis et ses deux versions retardées par M et $3M$ respectivement, nous permet de retrouver les bits d'information b_{2l} et b_{2l+1} . Sachant que le taux d'erreur binaire est similaire pour les deux bits, nous avons choisis de le calculer pour le bit b_{2l} .

La variable de décision à la sortie du premier corrélateur est:

$$\begin{aligned}
Z_{2l} &= \sum_{k=(2l+1)M}^{2(l+1)M-1} r_{k-M} r_k = \sum_{k=(2l+1)M}^{2(l+1)M-1} (e_{k-M} + \varepsilon_{k-M})(e_k + \varepsilon_k) \\
&= \sum_{k=(2l+1)M}^{2(l+1)M-1} (c_{k-M} + \varepsilon_{k-M})(b_{2l}c_{k-M} + b_{2l+1}c_{k-3M} + \varepsilon_k) \\
&= b_{2l} \sum_{k=(2l+1)M}^{2(l+1)M-1} c_{k-M}^2 + \gamma
\end{aligned} \tag{2.43}$$

où: $\gamma = \sum_{k=(2l+1)M}^{2(l+1)M-1} b_{2l+1}c_{k-M}c_{k-3M} + c_{k-M}\varepsilon_k + b_{2l}c_{k-M}\varepsilon_{k-M} + b_{2l+1}c_{k-3M}\varepsilon_{k-M} + \varepsilon_{k-M}\varepsilon_k$

Le premier terme de l'équation 2.43 correspond au terme utile, les termes restants représentent soit des interférences soit du bruit.

En nous basant toujours sur la méthode d'approximation Gaussienne, nous allons calculer le taux d'erreur binaire du système HE-DCSK. L'équation 2.43 peut s'écrire comme suit:

$$Z_{2l} = b_{2l}A + b_{2l}\psi + \gamma \tag{2.44}$$

où: $\psi = \sum_{k=(2l+1)M}^{2(l+1)M-1} c_{k-M}^2 - A$ et $A = E[\sum_{k=(2l+1)M}^{2(l+1)M-1} c_{k-M}^2]$.

Deux time slots nous permettent de transmettre deux bits d'information, l'énergie moyenne par bit vaut alors: $E_b = \frac{3}{2}ME(c_k^2)$

D'où: $A = ME[c_{k-M}^2] = \frac{2E_b}{3}$

La variance de la variable de décision est calculée comme suit:

$$Var(Z_{2l}) = Var(b_{2l}\psi + \gamma) = Var(\psi) + Var(\gamma) \tag{2.45}$$

Si l'application Tent map est utilisée, la variance de ψ peut facilement être calculée et vaut:

$$Var(\psi) = MVar[c_k^2] = M \left(E[c_k^4] - E[c_k^2]^2 \right) = \frac{4M}{45} = \frac{16E_b^2}{45M} \tag{2.46}$$

Sachant que: $var(\varepsilon) = \frac{N_0}{2}$ et que les cinq termes de γ sont indépendants, la variance de γ est:

$$Var(\gamma) = \frac{M}{9} + \frac{MN_0}{2} + \frac{MN_0^2}{4} = \frac{4E_b^2}{9M} + E_bN_0 + \frac{MN_0^2}{4} \tag{2.47}$$

Rappelons que le taux d'erreur binaire du système HE-DCSK est équivalent au taux d'erreur binaire de l'un des deux bits décodés b_{2l} ou b_{2l+1} , il vaut:

$$\begin{aligned}
TEB_{HE-DCSK} &= P(\psi + \gamma > A) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{\sqrt{2\operatorname{Var}(\psi + \gamma)}}\right) \\
&= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{4N_0} \left(\frac{9}{8} + \frac{9}{10M} \frac{E_b}{N_0} + \frac{9MN_0}{32E_b}\right)^{-1}}\right)
\end{aligned} \tag{2.48}$$

Il est clairement visible que le schéma du système HE-DCSK est plus complexe par rapport à celui du système DCSK. Afin de réduire cette complexité Hua et Guo ont proposé dans [86] le système

Reference modulated differential chaos shift keying (RM-DCSK). Brièvement, le principe de ce nouveau système consiste à moduler la séquence chaotique transmise durant le premier time slot par un premier bit d'information. Cette séquence modulée constitue une séquence de référence à un second bit transmis durant le deuxième time slot. La séquence permettant de démoduler le premier bit est transmise également durant le second time slot. Malgré les quelques modifications apportées au système initial, l'expression du TEB et les performances sont restés inchangées, par contre, le nombre de composants utilisés est largement réduit.

Système DCSK-CDSK hybride

Dans [71], une combinaison hybride des deux systèmes DCSK et CDSK est proposée. Cette dernière permet d'avoir de meilleures performances en TEB que celles obtenues par le système CDSK ainsi qu'un meilleur débit que celui du système DCSK. Dans ce système, une trame de données est constituée d'une séquence de référence et de deux séquences porteuses d'information permettant chacune de véhiculer un bit d'information. Les longueurs des trois séquences sont identiques et valent M , où M est le facteur d'étalement. La séquence de référence est constituée de la somme des deux séquences chaotiques identiques dont l'une d'entre elles est avancée d'un délai fixe N , tel que $N > M$. Le signal émis correspond à:

$$e_k = \begin{cases} c_k + c_{k+N} & 3lM \leq k < (3l+1)M \\ b_{2l}c_{k-M} & (3l+1)M \leq k < (3l+2)M \\ b_{2l+1}c_{k+N-2M} & (3l+2)M \leq k < (3l+3)M \end{cases} \tag{2.49}$$

La structure de l'émetteur et du récepteur est montrée dans la figure 2-17.

La sortie du premier corrélateur est formulée comme suit:

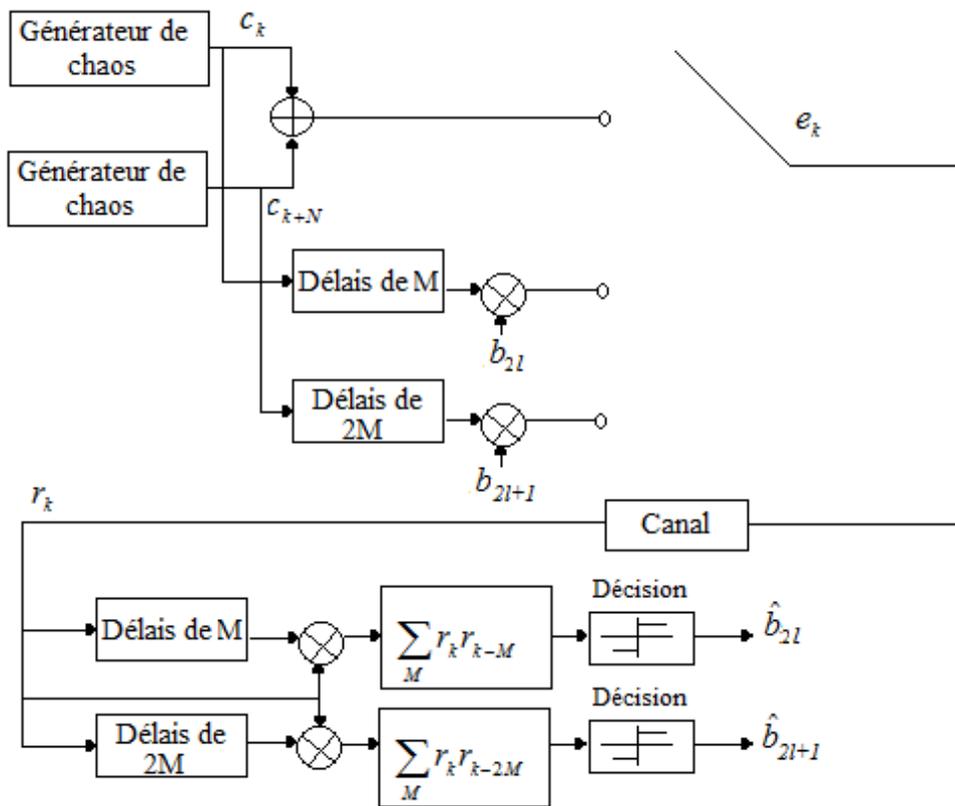


Fig 2-17: Système de transmission DCSK-CDSK hybride.

$$\begin{aligned}
Z_{2l} &= \sum_{k=(3l+1)M}^{(3l+2)M-1} r_{k-M} r_k = \sum_{k=(3l+1)M}^{(3l+2)M-1} (e_{k-M} + \varepsilon_{k-M})(e_k + \varepsilon_k) \\
&= \sum_{k=(3l+1)M}^{(3l+2)M-1} (c_{k-M} + c_{k+N-M} + \varepsilon_{k-M})(b_{2l}c_{k-M} + \varepsilon_k) \\
&= b_{2l} \sum_{k=(3l+1)M}^{(3l+2)M-1} c_{k-M}^2 + \gamma
\end{aligned} \tag{2.50}$$

Où: $\gamma = \sum_{k=(3l+1)M}^{(3l+2)M-1} c_{k-M}\varepsilon_k + b_{2l}c_{k-M}c_{k+N-M} + c_{k+N-M}\varepsilon_k + b_{2l}c_{k-M}\varepsilon_{k-M} + \varepsilon_{k-M}\varepsilon_k$

La formule précédente peut s'écrire comme suit:

$$Z_{2l} = b_{2l}A + b_{2l}\psi + \gamma \tag{2.51}$$

Où: $\psi = \sum_{k=(3l+1)M}^{(3l+2)M-1} c_{k-M}^2 - A$ et $A = E[\sum_{k=(3l+1)M}^{(3l+2)M-1} c_{k-M}^2]$.

Trois time slots nous permettent de transmettre deux bits d'information. L'énergie moyenne par bit vaut alors: $E_b = 2ME(c_k^2)$

D'où: $A = ME[c_{k-M}^2] = \frac{E_b}{2}$

La variable de décision peut être facilement caractérisée par sa variance $Var(Z_{2l})$, qui peut être estimée en calculant la variance de $b_{2l}\psi + \gamma$, telle que:

$$Var(Z_{2l}) = Var(b_{2l}\psi + \gamma) = Var(\psi) + Var(\gamma) \tag{2.52}$$

Si l'application Tent map est utilisée, la variance de ψ vaut:

$$Var(\psi) = MVar[c_k^2] = M(E[c_k^4] - E[c_k^2]^2) = \frac{4M}{45} = \frac{E_b^2}{5M} \tag{2.53}$$

Sachant que: $Var(\varepsilon) = \frac{N_0}{2}$ et que les cinq termes de γ sont indépendants, la variance de γ est:

$$Var(\gamma) = \frac{E_b^2}{4M} + \frac{3}{4}E_bN_0 + \frac{MN_0^2}{4} \tag{2.54}$$

Donc:

$$Var(Z_{2l}) = \frac{9E_b^2}{20M} + \frac{3}{4}E_bN_0 + \frac{MN_0^2}{4} \tag{2.55}$$

De la même manière $Var(Z_{2l+1})$ peut être retrouvée. Sachant que $Var(Z_{2l+1}) = Var(Z_{2l})$, nous

obtenons le TEB suivant:

$$\begin{aligned}
 TEB_{HE-DCSK} &= P(\psi + \gamma > A) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{\sqrt{2\operatorname{Var}(\psi + \gamma)}}\right) \\
 &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0} \left(6 + \frac{18}{5M} \frac{E_b}{N_0} + \frac{2MN_0}{E_b}\right)^{-1}}\right)
 \end{aligned} \tag{2.56}$$

2.3 Comparaison des performances de quelques systèmes pertinents

Les systèmes: DCSK; CDSK; HE-DCSK et DCSK-CDSK hybride ont été notre source d'inspiration et nous ont guidé vers l'élaboration du système proposé dans le chapitre III. Nous allons alors commencer par tracer les courbes représentant le TEB associé aux quatre systèmes cités précédemment et cela pour différents facteurs d'étalement. Nous avons choisis pour nos simulations de grands facteurs d'étalement ($M = 100$, $M = 300$, $M = 500$) puisque les très petits facteurs d'étalement présentent très peu d'intérêts dans ce type d'application.

D'après la figure 2-18, pour les trois facteurs d'étalement, le système CDSK est toujours moins performant que le système HE-DCSK de l'ordre de $2 - 3dB$. Cela s'explique par une présence plus importante d'interférences (signal-signal et signal-bruit) à la sortie du corrélateur du système CDSK. Nous constatons aussi cela pour le système DCSK-CDSK hybride puisqu'il montre de moins bonnes performances de l'ordre de 1 à $1.5dB$ environ par rapport au système HE-DCSK, la raison revient cette fois-ci à une énergie moyenne par bit qui est plus importante dans le cas du système hybride.

Cependant, si nous comparons les performances des systèmes HE-DCSK et DCSK, nous remarquons que pour un petit rapport signal sur bruit, les performances du HE-DCSK sont meilleures d'environ $1dB$, ce qui provient du fait que les interférences sont minimales devant un niveau de bruit élevé et devant le gain apporté par la réduction de l'énergie moyenne par bit. En effet, le système HE-DCSK a permis de réduire l'énergie moyenne par bit de $2ME(c_k^2)$ à $\frac{3}{2}ME(c_k^2)$, ce qui correspond à un déplacement horizontal de la courbe de $1.25dB$. A mesure que nous diminuons le niveau de bruit, les interférences prennent le dessus. Un rapprochement entre les deux courbes est observé en faveur du système DCSK. Ainsi, pour $E_b/N_0 > 17dB$, le système DCSK dépasse légèrement le système HE-DCSK.

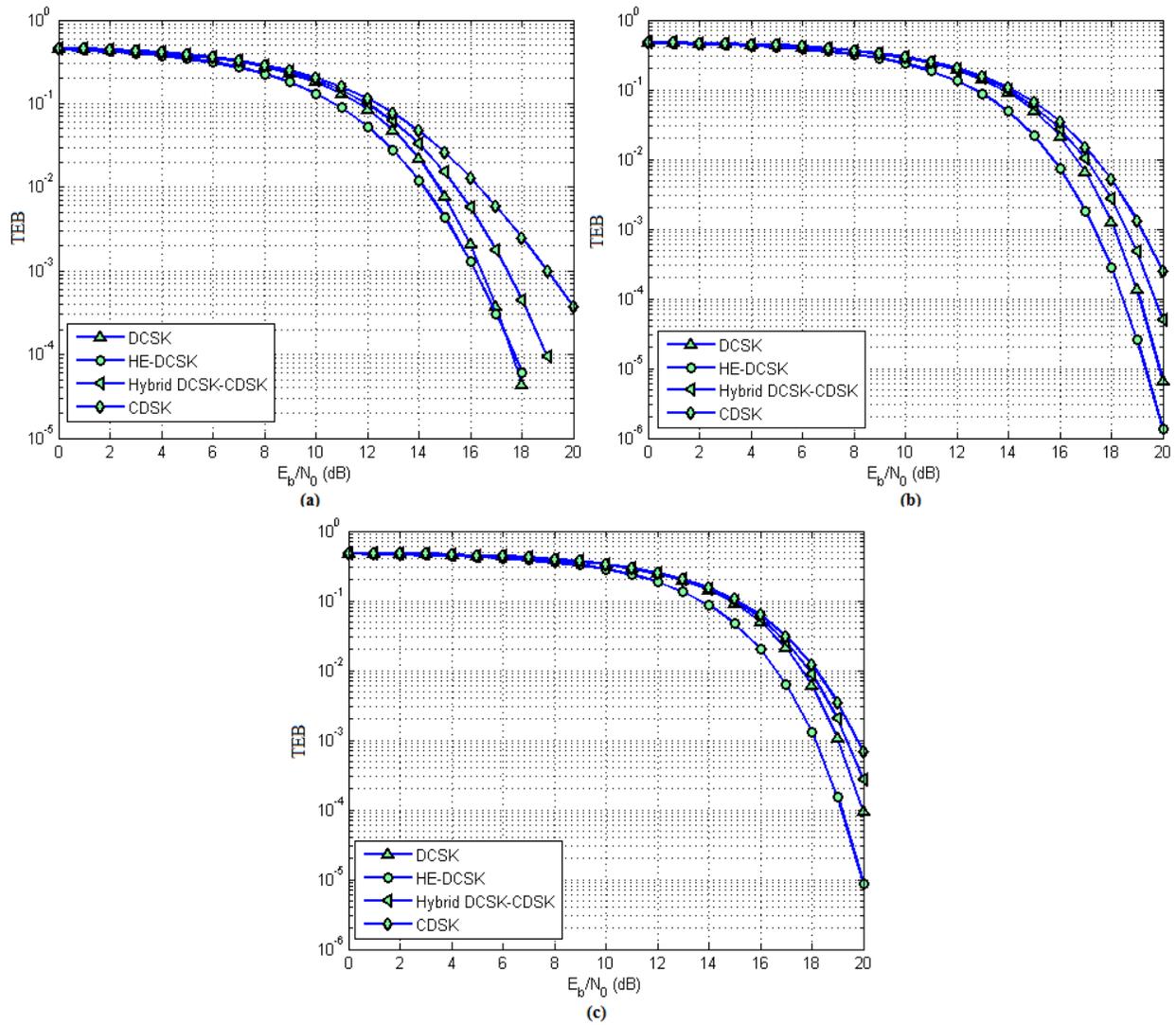


Fig 2-18: Comparaison des performances en TEB de quelques systèmes pertinents, (a) $M = 100$, (b) $M = 300$, (c) $M = 500$.

Plus nous augmentons la valeur du facteur d'étalement M , plus les performances des quatre systèmes se dégradent, ceci est causé par l'énergie du bruit et les interférences bruit-signal qui deviennent plus importantes. Aussi, plus nous augmentons M et plus nous diminuons le bruit, plus un écart entre le système HE-DCSK et DCSK se creuse, cela revient à une différence qui devient de plus en plus importante entre les interférences et les énergies du bruit des deux systèmes.

Si nous comparons les performances en terme d'efficacité spectrale, le HE-DCSK assure la meilleure efficacité spectrale puisqu'il permet de transmettre le plus grand nombre de bits en un minimum de time slots.

2.4 Conclusion

L'objectif principal de ce chapitre a été de réaliser un état de l'art des systèmes de communications chaotiques. La première partie de ce chapitre a été consacrée aux systèmes à récepteurs cohérents, la seconde fût réservée aux systèmes à récepteurs non cohérents. Rappelons qu'un système cohérent doit reproduire la séquence chaotique de référence afin de démoduler l'information transmise tandis qu'un système non cohérent peut démoduler l'information sans régénérer localement la séquence de référence.

Nous tenons tout de même à préciser que les systèmes à récepteurs cohérents sont quelque peu irréalistes, vu la difficulté de la synchronisation en présence de bruits importants. En revanche, transmettre une même séquence deux fois de suite, semble nuire à la sécurité de certains systèmes non cohérents.

Au cours de ce chapitre nous avons plus particulièrement détaillé certains systèmes de transmission chaotiques, dont les systèmes DCSK, CDSK, HE-DCSK et DCSK-CDSK hybride. Une étude comparative des performances en TEB et en débit de transmission a révélé que le système HE-DCSK surpassait le reste des systèmes dans la majorité des cas.

Tous ces systèmes de type DCSK ont été détaillés car ils nous ont servi à élaborer la proposition originale d'un nouveau système chaotique qui sera développé dans le chapitre III.

Chapitre 3

VHE-DCSK: Very High Efficiency-DCSK

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous proposons le nouveau système de communication non cohérent very high efficiency differential chaos shift keying (VHE-DCSK) [87]. Ce dernier représente une généralisation du système HE-DCSK à un nombre quelconque (N) de bits transmis par trame. L'intérêt prépondérant de ce nouveau système est qu'il permet largement d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes DCSK et HE-DCSK. L'expression du taux d'erreur binaire approximée de ce système est proposée en utilisant la méthode d'approximation gaussienne. Des simulations réalisées dans un environnement à bruit blanc additif Gaussien (BBAG) ont montré une parfaite adéquation entre les expressions analytiques et les simulations pour de grands facteurs d'étalement. Les simulations du système, pour différentes valeurs de N et pour différentes efficacités spectrales, ont clairement montré que pour un faible rapport signal sur bruit, le système proposé présente des performances en taux d'erreur binaire légèrement meilleures que celles du système DCSK, tout en assurant une bien meilleure efficacité spectrale. Il assure aussi une meilleure sécurité que le système DCSK, puisqu'une séquence chaotique n'est jamais retransmise une seconde fois.

3.2 Description du système VHE-DCSK

Dans ce nouveau systèmes, une trame de données est constituée de deux time slots de tailles similaires et de durées égales à $M \times T_e$, où M est le facteur d'étalement, T_e est la période d'échantillonnage ou la durée d'un chip (Voir la figure 3-2). Le premier time slot permet de véhiculer la séquence de référence qui sert à démoduler une partie de l'information transmise. Le second time slot permet de véhiculer N bits d'information, où chacun est modulé séparément par une séquence chaotique différente. Une de ces séquences chaotiques correspond à la séquence de référence transmise durant le premier time slot de la trame en cours, les $(N - 1)$ autres séquences chaotiques correspondent aux séquences de références transmises durant les $(N - 1)$ trames précédentes, la somme de tous ces signaux modulés sera transmise durant le second time slot. Ainsi, le temps de transmission d'un bit est divisée par N par rapport au système DCSK, ce qui permet d'assurer un débit N fois supérieur, tout en occupant une même bande spectrale. Ce système permet aussi d'assurer une sécurité comparable à celle du système proposé dans [63], sans avoir à rajouter de blocs supplémentaires.

3.2.1 Emetteur

La structure de l'émetteur se compose d'un générateur de séquences chaotiques et de N composants Delay lines, comme montré sur la figure 3-1. La complexité du système évolue proportionnellement au nombre N de bits à transmettre. Pour $N = 1$ et $N = 2$, la structure de l'émetteur correspond respectivement à celle des systèmes DCSK et HE-DCSK.

Durant tout le chapitre, les vecteurs vont être écrits en gras et les échantillons en normal. k représente dorénavant le numéro du time slot et n le numéro du chip.

Les échantillons chaotiques sont: $c_n(n = -\infty, \dots, +\infty)$.

Durant le time slot numéro k , tel que k est pair, une séquence chaotique de longueur M est transmise. Le signal chaotique transmis est représenté par un vecteur de dimension $(1 \times M)$ et correspond à:

$$\mathbf{C}_k = [c_{kM}, c_{kM+1}, \dots, c_{kM+(M-1)}], \quad (k \text{ pair}) \quad (3.1)$$

Les échantillons du signal porteur de données sont: $e_n(n = -\infty, \dots, +\infty)$.

Durant le time slot numéro k , tel que k est impair, les données sont transmises.

Le signal émis est représenté par un vecteur de dimension $(1 \times M)$ et correspond à:

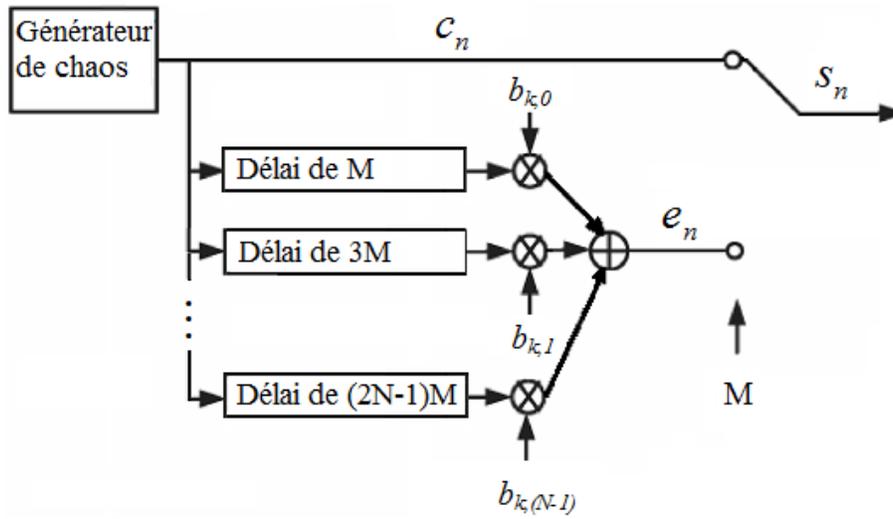


Fig 3-1: Structure de l'émetteur du système VHE-DCSK.

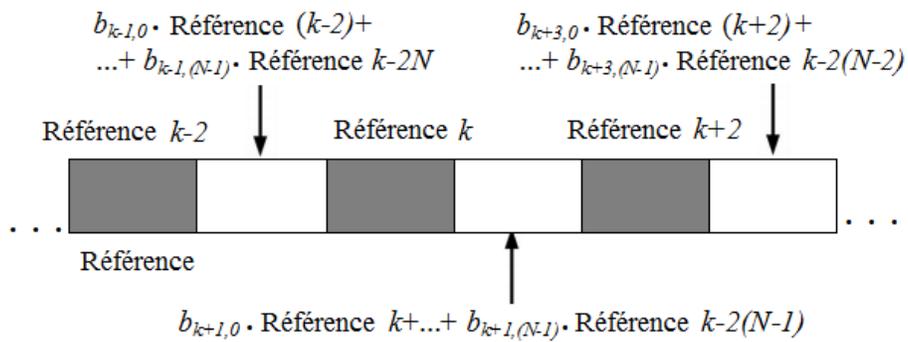


Fig 3-2: Structure des trames transmises.

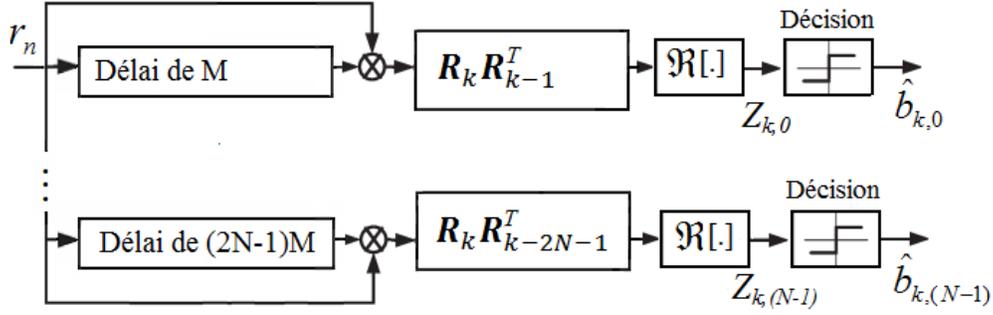


Fig 3-3: Structure du récepteur.

$$\mathbf{E}_k = [e_{kM}, e_{kM+1}, \dots, e_{kM+(M-1)}], \quad (k \text{ impair}) \quad (3.2)$$

Les données transmises durant le $k^{\text{ième}}$ time slot (k impair) sont: $b_{k,u}$ ($u = 0, \dots, N-1$), où N est le nombre de bits transmis dans des intervalles de temps impairs.

$$\mathbf{E}_k = \sum_{u=0}^{N-1} b_{k,u} \mathbf{C}_{k-2u-1} \quad (3.3)$$

où:

$$e_{kM+i} = \sum_{u=0}^{N-1} b_{k,u} c_{(k-2u-1)M+i} \quad , \quad i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (3.4)$$

Le signal transmis durant le time slot k quelconque est aussi représenté par un vecteur de dimension ($1 \times M$):

$$\mathbf{S}_k = [s_{kM}, s_{kM+1}, \dots, s_{kM+(M-1)}] = \begin{cases} \mathbf{C}_k, & (k \text{ pair}) \\ \mathbf{E}_k, & (k \text{ impair}) \end{cases} \quad (3.5)$$

3.2.2 Récepteur

Le récepteur adopté dans cette proposition est de type non cohérent. Il est basé sur la corrélation entre les différents signaux chaotiques de référence et le signal porteur d'information. La figure 3-3 montre la structure du récepteur proposé, où chaque branche permet de démoduler un bit d'information. Dans tout ce qui suit, nous supposons que le récepteur connaît parfaitement le début de chaque time slot. Ce type de synchronisation est facilement réalisé en se basant sur les

propriétés d'autocorrélation du signal reçu.

Le signal reçu à la sortie du canal BBAG est donné par:

$$r_n = gs_n + \varepsilon_n \quad (3.6)$$

où g est le gain du canal.

Dans un premier temps, nous prenons $g = 1$ pour ce type de canal.

r_n sont les échantillons reçus aux temps $n \times T_e$. ε_n est un bruit blanc additif Gaussien stationnaire, de moyenne nulle et de variance $\frac{N_0}{2}$.

Du coté du récepteur, une détection par corrélation est adoptée afin d'extraire chaque information. Le vecteur reçu \mathbf{R}_k ($1 \times M$) sera alors multiplié par la transposée du vecteur \mathbf{R}_{k-2p-1} ($1 \times M$). La sortie $Z_{k,p}$ du corrélateur, qui va permettre de retrouver le $p^{\text{ième}}$ bit du $k^{\text{ième}}$ time slot (k impair) est présentée comme la partie réelle du produit, telle que:

$$Z_{k,p} = \Re [\mathbf{R}_k \mathbf{R}_{k-2p-1}^T], \quad p = 0, 1, \dots, N-1$$

Où T est l'opérateur de transposition et $\Re[\cdot]$ est la partie réelle.

$$\begin{aligned} Z_{k,p} &= \mathbf{R}_k \mathbf{R}_{k-2p-1}^T, \quad p = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.7) \\ &= \sum_{i=0}^{M-1} (e_{kM+i} + \varepsilon_{kM+i}) \times (c_{(k-2p-1)M+i} + \varepsilon_{(k-2p-1)M+i}) \\ &= \sum_{i=0}^{M-1} \left(\sum_{u=0}^{N-1} b_{k,u} c_{(k-2u-1)M+i} + \varepsilon_{kM+i} \right) \times (c_{(k-2p-1)M+i} + \varepsilon_{(k-2p-1)M+i}) \\ &= b_{k,p} \sum_{i=0}^{M-1} c_{(k-2p-1)M+i}^2 + \gamma_{k,p}. \end{aligned}$$

où

$$\begin{aligned} \gamma_{k,p} &= \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{\substack{u=0 \\ u \neq p}}^{N-1} b_{k,u} c_{(k-2u-1)M+i} c_{(k-2p-1)M+i} + \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{u=0}^{N-1} b_{k,u} c_{(k-2u-1)M+i} \varepsilon_{(k-2p-1)M+i} \quad (3.8) \\ &+ \sum_{i=0}^{M-1} \varepsilon_{kM+i} c_{(k-2p-1)M+i} + \sum_{i=0}^{M-1} \varepsilon_{kM+i} \varepsilon_{(k-2p-1)M+i} \end{aligned}$$

Le premier terme de l'équation 3.8 correspond au terme utile, à partir duquel il est facile de

retrouver l'information. En fonction de la valeur du bit transmis, +1 ou -1, ce terme sera positif ou négatif. Les termes restants représentent du bruit et des *interférences intrasybole*. Nous avons très exactement $(N - 1)$ composantes *d'interférence intrasybole* issues de la corrélation entre des séquences chaotiques différentes, $(N + 1)$ composantes de bruit issues de la corrélation entre le bruit et les séquences chaotiques et un dernier terme représentant la corrélation du bruit avec lui-même. Le signal utile correspond à l'énergie du signal chaotique de référence, calculée durant un time slot. Connaissant les propriétés des séquences chaotiques, cette énergie peut varier d'un bit à un autre, ce qui peut être considéré comme une source de perturbations. Chacun des bits peut être décodé en utilisant le principe de l'équation suivante:

$$\hat{b}_{k,p} = \text{Si gn}(Z_{k,p}) \quad (3.9)$$

3.2.3 Implémentation de l'émetteur et du récepteur

Les figures 3-3 et 3-1 représentent respectivement les structures fonctionnelles du récepteur et de l'émetteur. Celles-ci reposent sur l'utilisation des composants delay lines, qui demeurent très compliqués à implémenter analogiquement. Dans le but de réduire au maximum cette complexité, une implémentation numérique peut être adoptée. Au niveau de l'émetteur, l'implémentation numérique requiert:

- A chaque time slot: génération de M échantillons chaotiques en utilisant l'équation 3.10.
- Stockage des M échantillons chaotiques dans une zone mémoire (au total $N \times M$ échantillons chaotiques doivent être stockés).
- Génération du signal s_n en utilisant les équations 3.2 et 3.3, où les échantillons chaotiques transmis durant les trames précédentes seront récupérés à partir de la mémoire de stockage correspondante.
- Conversion numérique/analogique (DAC) du signal s_n .

Du côté du récepteur, le signal reçu, issu du canal de propagation, passe à travers un convertisseur analogique/numérique (ADC). Pareillement, une mémoire de taille $M \times N$ est nécessaire afin de procéder au calcul de la variable de décision $Z_{k,p}$ à l'aide de l'équation 3.7.

3.3 Analyse des performances du système VHE-DCSK dans un contexte mono-utilisateur

L'approche gaussienne étudiée dans [6][59][88] est utilisée dans cette section afin d'évaluer les performances théoriques du système proposé VHE-DCSK en terme de taux d'erreur binaire. Il est bien connu que cette approche donne de meilleurs résultats pour de grands facteurs d'étalement, ce qui est souhaitable lors d'un scénario typique de communication à étalement de spectre. Pour des facteurs d'étalement plus petits, d'autres approches, que nous n'aborderons pas ici peuvent être utilisées[59][89].

Dans le reste de ce chapitre, l'application de Chebyshev de second ordre (CPF) est choisie pour sa simplicité à générer des séquences chaotiques. Cette application est définie comme suit:

$$c_{k+1} = 1 - 2c_k^2 \quad (3.10)$$

où $-1 \leq c_k \leq +1$.

Les séquences chaotiques issues de cette application sont ensuite normalisées afin d'obtenir une séquence à moyenne nulle et de variance égale à un.

$$E[c_k] = 0, \quad \text{Var}[c_k] = E[c_k^2] = 1 \quad (3.11)$$

où $E[.]$ est l'espérance mathématique et $\text{Var}[.]$ est la variance.

Les moments d'ordre supérieur ont été calculés dans [58] et sont égaux à: $\text{Var}[c_k^2] = 0.5$.

Au niveau de l'équation 3.7, les termes de bruits et d'interférences $\gamma_{k,p}$ peuvent être considérés comme Gaussiens, si le théorème de la limite centrale peut être appliqué. Ceci peut être vérifié pour de grandes valeurs de M , puisque la corrélation entre les échantillons c_i et c_{i+k} décroît rapidement et ε_i est indépendant de ε_j ($\forall i, \forall j$). L'équation 3.7 peut s'écrire comme suit:

$$Z_{k,p} = b_{k,p}A + b_{k,p}\psi + \gamma_{k,p} \quad (3.12)$$

où

$$\psi = \sum_{i=0}^{M-1} c_{(k-2p-1)M+i}^2 - A$$

et

$$A = E \left[\sum_{i=0}^{M-1} c_{(k-2p-1)M+i}^2 \right] \quad (3.13)$$

Le système proposé permet de transmettre N bits en deux time slots consécutifs. L'énergie moyenne par bit E_b vaut alors:

$$E_b = \frac{M(N+1)}{N} E [c^2] = \frac{M(N+1)}{N} \quad (3.14)$$

D'après les équations 3.14 et 3.13, il est facile d'obtenir

$$A = ME \left[c_{(k-2p-1)M+i}^2 \right] = \frac{NE_b}{(N+1)}$$

En prenant en compte toutes les hypothèses précédentes et en nous basant sur les résultats obtenus dans [6], [9], l'intercorrélacion entre tous les termes de l'équation 3.7 vaut zéro. La variance de la variable de décision $Z_{k,p}$ peut être facilement estimée en calculant la variance de $b_{k,p}\psi + \gamma_{k,p}$, telle que

$$Var [Z_{k,p}] = Var [b_{k,p}\psi + \gamma_{k,p}] = Var [\psi] + Var [\gamma_{k,p}] \quad (3.15)$$

où

$$Var [\psi] = MVar \left[c_{(k-2p-1)M+i}^2 \right] = \frac{N^2 E_b^2}{2M(N+1)^2} \quad (3.16)$$

Sachant que le bruit a une variance de $\frac{N_0}{2}$, nous obtenons

$$Var [\gamma_{k,p}] = \frac{E_b^2 N^2 (N-1)}{M(N+1)^2} + \frac{NE_b N_0}{2} + \frac{MN_0^2}{4} \quad (3.17)$$

Les performances en TEB calculées pour tous les bits décodés sont similaires, par conséquent, le TEB du système VHE-DCSK est donnée par:

$$\begin{aligned}
TEB_{BBAG} &= P(\psi + \gamma_{k,p} > A) \\
&= 0.5\text{erfc}\left(\frac{A}{\sqrt{2\text{Var}[Z_{k,p}]}}\right) \\
&= 0.5\text{erfc}\left(\sqrt{\left(\frac{E_b}{N^2 N_0}\right)\left(\frac{E_b(2N-1)}{N^2 N_0 M} + \frac{(1+N)^2}{N^3} + \frac{MN_0(N+1)^2}{2N^4 E_b}\right)^{-1}}\right)
\end{aligned} \tag{3.18}$$

où $\text{erfc}(\cdot)$ est la fonction d'erreur complémentaire [62].

Si nous remplaçons N par 2 et 1, respectivement, nous obtenons les expressions respectives du TEB des systèmes HE-DCSK [9] et DCSK [7] de la littérature quand l'application de Chebychev est utilisée.

3.4 Analyse des performances du système VHE-DCSK dans un contexte multi-utilisateurs

Cette section permet d'étendre l'estimation du taux d'erreur binaire du système VHE-DCSK au cas multi-utilisateurs. Deux cas de figure se présentent à nous. Un premier cas serait que les utilisateurs transmettent leurs trames de manière synchrone. Ainsi, calculer le taux d'erreur binaire pour L utilisateurs transmettant N' bits chacun au niveau de chaque trame revient à calculer le taux d'erreur binaire pour un seul utilisateur qui transmet N bits de données dans chaque trame, tel que $L \times N' = N$.

Un second cas, plus réaliste que le précédent, consiste à ce que chaque utilisateur e ($e = 1..L$) commence à transmettre sa trame avec un retard différent τ_e . Les utilisateurs sont, bien sûr, organisés par ordre d'arrivée de leurs trames. Le premier utilisateur, correspondant à $e = 1$, accuse donc un retard nul. La figure 3-4 schématise cela.

Toutes les notations mathématiques restent inchangées à la différence d'un indice supplémentaire qui est rajouté pour les séquences chaotiques et les bits transmis afin d'indiquer le numéro de l'utilisateur.

En supposant que chaque utilisateur transmette N bits au niveau de chaque trame et que nous souhaitons décoder le $p^{i\text{ème}}$ bit du $k^{i\text{ème}}$ time slot de l'utilisateur 1. La variable de décision $Z_{1,k,p}$

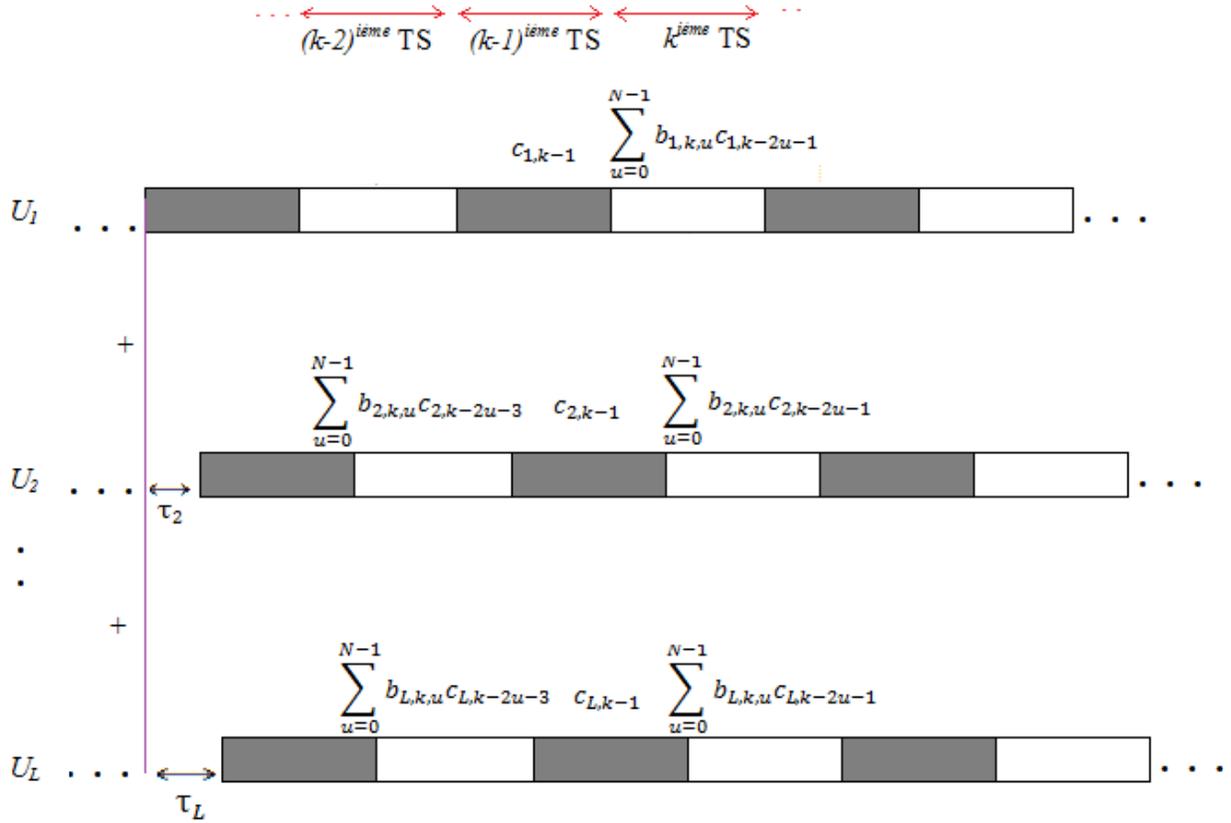


Fig 3-4: Structure des trames transmises dans le cas multi-utilisateurs.

vaut alors

$$\begin{aligned}
Z_{1,k,p} &= \mathbf{R}_k \mathbf{R}_{k-2p-1}^T, \quad p = 0, 1, N-1 \tag{3.19} \\
&= \left[\sum_{e=1}^{L-1} \left(\sum_{i=0}^{\tau_e-1} c_{e,(k-1)M+i} + \sum_{i=\tau_e}^{M-1} \sum_{u=0}^{N-1} b_{e,k,u} c_{e,(k-2u-1)M+i} \right) + \sum_{i=0}^{M-1} \varepsilon_{kM+i} \right] \\
&\quad \times \left[\sum_{e=1}^{L-1} \left(\sum_{i=0}^{\tau_e-1} \sum_{u=0}^{N-1} b_{e,k-2p-2,u} c_{e,(k-2u-2p-3)M+i} + \sum_{i=\tau_e}^{M-1} c_{e,(k-2p-1)M+i} \right) \right. \\
&\quad \left. + \sum_{i=0}^{M-1} \varepsilon_{(k-2p-1)M+i} \right]
\end{aligned}$$

Si nous developpons un peu plus cette équation afin de distinguer les cinq termes de l'équation 3.7 et sachant que le premier utilisateur accuse un retard nul, nous obtenons:

$$\begin{aligned}
Z_{1,k,p} = & \left[\sum_{i=0}^{M-1} b_{1,k,p} c_{1,(k-2p-1)M+i} + \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{\substack{u=0 \\ u \neq p}}^{N-1} b_{1,k,p} c_{1,(k-2p-1)M+i} \right. \\
& + \sum_{e=2}^{L-1} \left(\sum_{i=0}^{\tau_e-1} c_{e,k-1} + \sum_{i=\tau_e}^{M-1} \sum_{u=0}^{N-1} b_{e,k,u} c_{e,(k-2u-1)M+i} \right) + \sum_{i=0}^{M-1} \varepsilon_{kM+i} \left. \right] \\
& \times \left[\sum_{i=0}^{M-1} c_{1,(k-2p-1)M+i} + \sum_{e=2}^{L-1} \left(\sum_{i=0}^{\tau_e-1} \sum_{u=0}^{N-1} b_{e,k-2p-2,u} c_{e,(k-2u-2p-3)M+i} + \sum_{i=\tau_e}^{M-1} c_{e,(k-2p-1)M+i} \right) \right. \\
& \left. + \sum_{i=0}^{M-1} \varepsilon_{(k-2p-1)M+i} \right]
\end{aligned} \tag{3.20}$$

Dans l'équation 3.20, nous retrouvons les cinq termes de l'équation 3.8, ainsi que d'autres termes supplémentaires. Nous pouvons alors l'écrire sous la forme suivante:

$$Z_{1,k,p} = Z_{k,p} + Mu \tag{3.21}$$

Supposons maintenant que toutes les séquences chaotiques attribuées aux L utilisateurs sont indépendantes entre elles. Etant donné que l'indépendance des termes est toujours vérifiée, la variance de la nouvelle variable de décision sera alors égale à la variance calculée précédemment dans 3.15 plus la variance de tous les termes additionnels $Var [Mu]$, tel que

$$Var [Z_{1,k,p}] = Var [Z_{k,p}] + Var [Mu] \tag{3.22}$$

L'expression finale du TEB dans le cas multi-utilisateurs est

$$TEB = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{\sqrt{2(Var [Z_{k,p}] + Var [Mu])}} \right) \tag{3.23}$$

$$\text{où } A = E \left[\sum_{i=0}^{M-1} c_{1,(k-2p-1)M+i}^2 \right].$$

3.5 Résultats de simulation du système VHE-DCSK

Au cours de ce chapitre, nous allons analyser les performances de notre système dans le cas d'un canal BBAG. Le Tableau suivant permet de récapituler tous les paramètres des différentes simulations, où SNR représente le rapport signal sur bruit. IC représente la condition initiale choisie pour l'application chaotique. $Nb.chemins$, $Nb.time_slots$ et $Nb.bits$ représentent respectivement

le nombre de trajets multiples dans le canal, le nombre de time slots et le nombre de bits générés durant tout le temps de la simulation. *Fig Nb* représente quant à lui le nom de la figure sur lequel les résultats correspondants aux paramètres sont représentés.

| <i>Nb.chemins</i> | IC | <i>M</i> | <i>N</i> | <i>Nb.time_slots</i> | <i>Nb.bits</i> | <i>SNR</i> | <i>Fig Nb</i> |
|-------------------|------|----------|----------|----------------------|----------------|------------|---------------|
| 1 | 0.01 | 100 | 4 | 150000 | 300000 | variable | Figure 3-5 |
| 1 | 0.01 | variable | 4 | 150000 | 300000 | 15 | Figure 3-6 |
| 1 | 0.01 | variable | 6 | 150000 | 450000 | 15 | Figure 3-6 |
| 1 | 0.01 | variable | 8 | 150000 | 600000 | 15 | Figure 3-6 |
| 1 | 0.01 | 100 | 1 | 150000 | 75000 | variable | Figure 3-7 |
| 1 | 0.01 | 100 | 2 | 150000 | 150000 | variable | Figure 3-7 |
| 1 | 0.01 | 100 | 4 | 150000 | 300000 | variable | Figure 3-7 |
| 1 | 0.01 | 100 | 8 | 150000 | 600000 | variable | Figure 3-7 |
| 1 | 0.01 | 100 | 16 | 150000 | 1200000 | variable | Figure 3-7 |

Dans un premier temps, nous allons comparer les performances analytiques obtenues dans le cas d'un canal BBAG (équation 3.18) aux résultats des simulations. Dans ce but, les valeurs de N et M ont été fixées à 4 et 100 respectivement.

A partir de la figure 3-5, nous remarquons une très bonne adéquation entre l'expression analytique et les résultats des simulations dans le cas d'un canal BBAG. Cela contribue positivement à valider l'équation 3.18 lorsque des facteurs d'étalement suffisamment grands sont utilisés.

Notre objectif à présent est de vérifier les performances du système VHE-DCSK pour différentes valeurs du facteur d'étalement M et trois différentes valeurs de bits transmis par trame N . Les simulations sont faites dans un canal BBAG ayant un niveau de bruit constant de valeur $\frac{E_b}{N_0} = 15dB$. Les TEBs analytiques et simulés obtenus pour différents facteurs d'étalement et pour différentes valeurs de N sont représentés dans la figure 3-6.

En observant la figure 3-6, nous remarquons que pour de petits facteurs d'étalement, un écart apparaît entre les deux courbes (simulation et théorie). Plus le rapport signal sur bruit $\frac{E_b}{N_0}$ est grand, plus cet écart devient important. Cela peut s'expliquer par le fait que, l'approche Gaussienne n'est pas suffisamment précise pour mesurer les performances en TEB des systèmes à étalement de spectre, lorsque de petits facteurs d'étalement sont utilisés. Néanmoins, les petits facteurs d'étalement présentent des intérêts limités dans les communications à étalement de spectre.

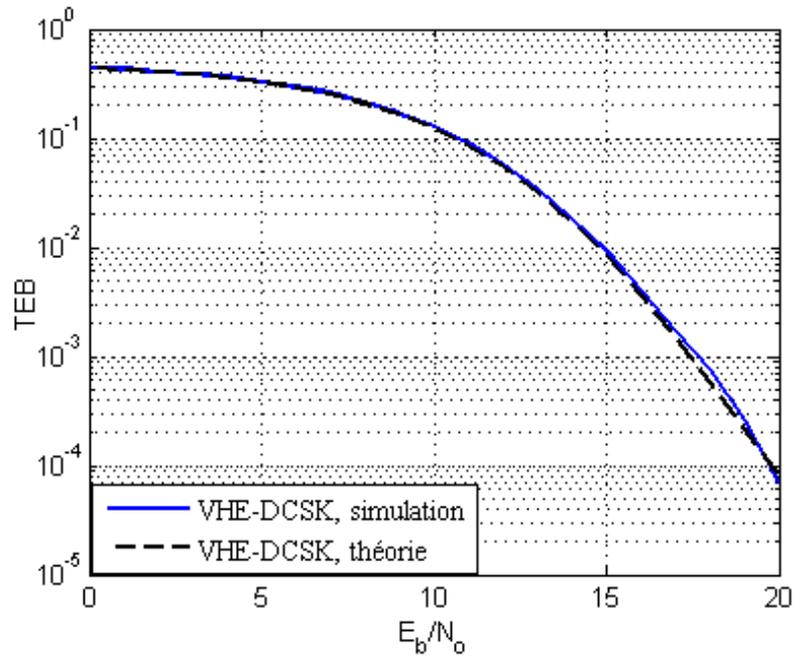


Fig 3-5: Comparaison entre TEB théorique et simulé du système VHE-DCSK pour $N = 4$ et $M = 100$.

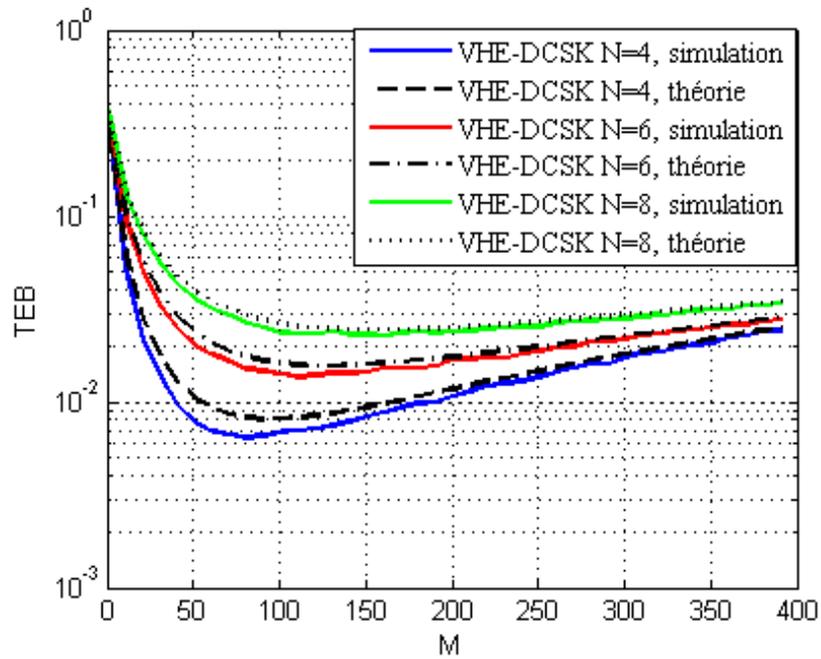


Fig 3-6: Performances en TEB du système VHE-DCSK pour différentes valeurs de M et N .

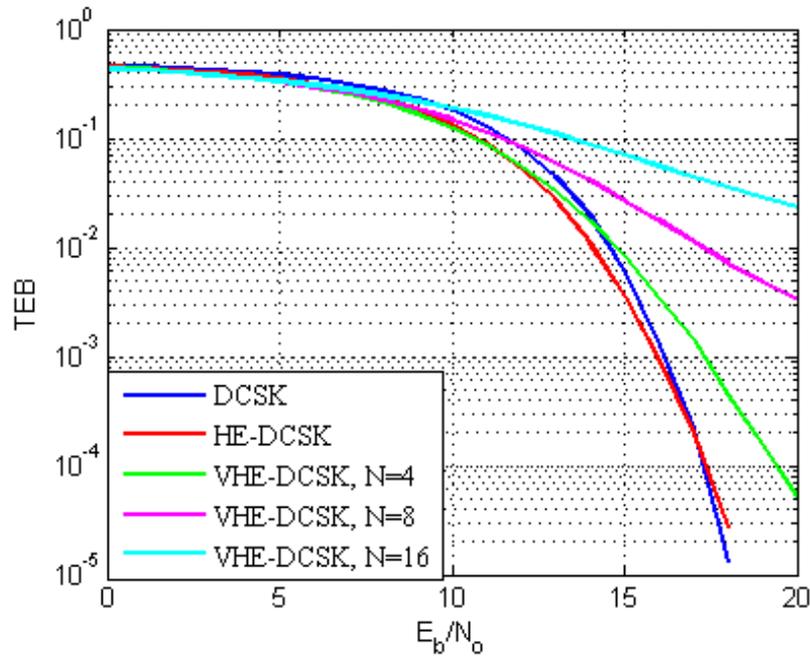


Fig 3-7: Performances en TEB du système VHE-DCSK pour différentes efficacités spectrales ($M = 100$).

Si nous observons de plus près les valeurs du TEB obtenues dans la figure 3-6, nous remarquerons que pour de très petites valeurs du facteur d'étalement M , le TEB se dégrade nettement, ceci est lié aux grandes variations de l'énergie d'un bit comparé à l'énergie moyenne par bit E_b . Pour des valeurs intermédiaires du facteur d'étalement (entre 10 et 100), les performances en TEB s'améliorent jusqu'à atteindre un minimum. Au delà de $M = 100$, les TEBs calculés et simulés sont en bonne adéquation. Pour de grandes valeurs de M , les performances se dégradent encore une fois graduellement à cause de l'énergie du bruit qui devient trop importante. En effet, le dernier terme de l'équation 3.17 augmente de valeur à mesure que M augmente. L'importante dégradation engendrée compense toute amélioration due au premier terme de cette même équation. Cette interprétation est vraie pour toutes les valeurs de N , à la différence près que le TEB se dégrade à mesure que N augmente.

Ensuite, nous allons comparer les performances en TEB du système proposé pour différentes efficacités spectrales aux performances des systèmes classiques DCSK et HE-DCSK. La figure 3-7 compare les TEB simulés en fonction du SNR des systèmes VHE-DCSK ($N = 4, 8, 16$), HE-DCSK ($N = 2$) et DCSK ($N = 1$) dans un canal BBAG avec un facteur d'étalement $M = 100$. Pour

des valeurs de $N = 1, 2$ et 4 et par conséquent pour des nombres différents de bits transmis, nous obtenons à peu près des TEBs similaires pour une même bande passante occupée. Par exemple, pour $N = 4$, nous avons une efficacité spectrale quatre fois plus importante que celle obtenue avec le système DCSK ($N = 1$), moyennant une pénalité estimée à moins de 1.5dB pour un TEB de 10^{-3} . Il est aussi observé que pour $N = 2$, le système présente de meilleures performances que celles du système DCSK pour $\frac{E_b}{N_0}$ inférieur à 17dB. Ce résultat est en parfait accord avec les résultats obtenus par Hua *et al.* dans [9].

Cependant, pour $N = 4$ et 8 , le système a de meilleures performances que celles obtenues avec le système DCSK pour un $\frac{E_b}{N_0}$ inférieur à 14 et 12dB respectivement. Plus la valeur de N est grande, plus rapide est l'apparition d'un plancher de bruit qui est dû aux interférences émergentes. Ces interférences augmentent proportionnellement à la valeur de N . Par exemple, pour $N = 16$, un plancher de bruit de 10^{-2} apparaît très rapidement. En augmentant la valeur de M , il est possible de pallier ces interférences et retarder, de ce fait, l'apparition du plancher de bruit lié à ces dernières.

3.6 Variantes du système VHE-DCSK

Dans cette section, nous proposons trois variantes du système VHE-DCSK que nous espérons efficaces contre les interférences [90][91]. La structure de la trame reste quasiment identique, un premier time slot permet de transmettre la séquence chaotique, un second time slot permet de transmettre les N bits multiplexés par une des approches suivantes:

a) *Première approche*

Une séquence chaotique quantifiée à $+1$ ou -1 est transmise durant le premier time slot. Les N codes d'étalement sont obtenus en multipliant la séquence chaotique de référence avec N codes de Walsh Hadamard orthogonaux. Cette approche reste très similaire à une transmission CDMA.

b) *Seconde approche*

Les N codes d'étalement sont obtenus de manière similaire à la première approche, excepté que la séquence chaotique de référence n'est pas quantifiée cette fois ci. Nous utilisons alors directement les valeurs réelles, ce qui nous permet de conserver les propriétés de la séquence chaotique.

c) *Troisième approche*

La séquence chaotique de référence n'est pas quantifiée et les N codes d'étalement sont obtenus en procédant à N permutations différentes de cette séquence chaotique de référence.

Au cours de ces trois approches, l'application chaotique de Chebychev du second ordre 3.10

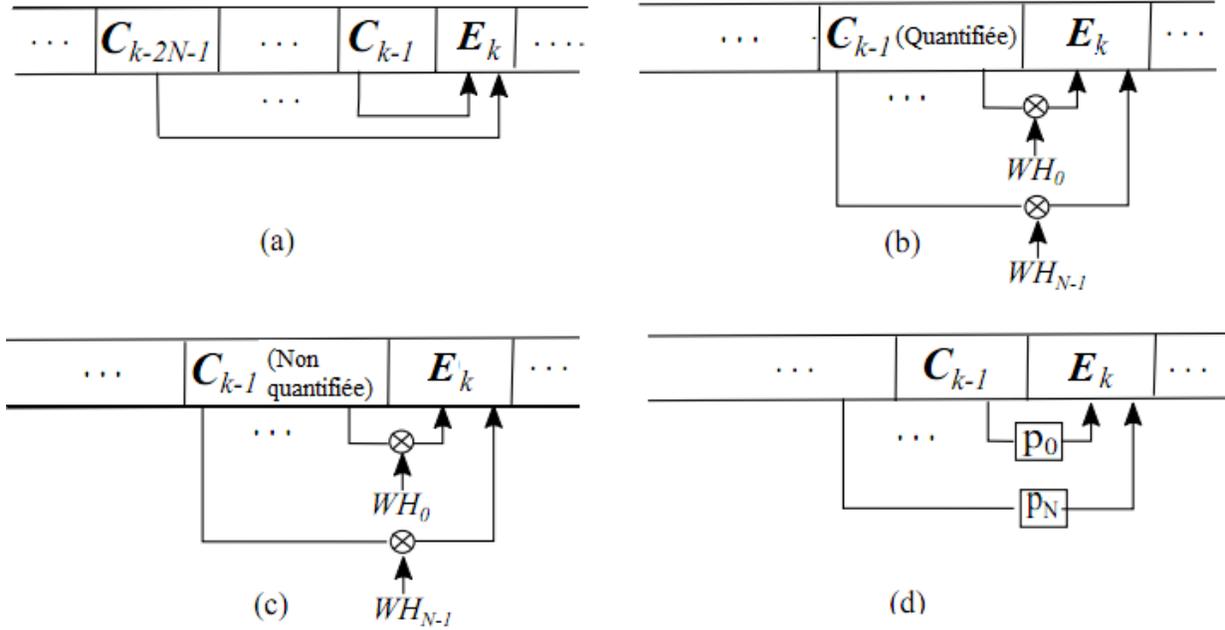


Fig 3-8: Schéma de transmission, (a) approche classique, (b) première variante, (c) deuxième variante, (d) troisième variante.

est utilisée. Si la séquence chaotique obtenue n'est pas quantifiée, les propriétés statistiques citées dans 3.11 sont bien conservées. Si au contraire, nous procédons à une quantification, les propriétés statistiques deviennent

$$E[c_k] = 0, E[c_k^2] = 1, Var[c_k] = 1, Var[c_k^2] = 0 \quad (3.24)$$

Les codes de Walsh Hadamard sont quant à eux générés suivant la méthode décrite dans la sous-section 1.4.3.

Un schéma de transmission généralisé pour l'approche de multiplexage classique du VHE-DCSK ainsi que pour les trois variantes est représenté dans la figure 3-8.

Sachant que la structure de la trame reste identique, un signal chaotique est transmis durant le time slot k , où k est pair. Ce signal correspond à un vecteur de dimension $(1 \times M)$ et s'écrit comme suit:

$$\mathbf{C}_k = [c_{kM}, c_{kM+1}, \dots, c_{kM+(M-1)}], \quad (k \text{ pair}) \quad (3.25)$$

Rappelons que les échantillons chaotiques et les échantillons du signal porteur de données sont

notés respectivement par c_n et e_n ($n = -\infty, \dots, +\infty$).

Durant le time slot numéro k , tel que k est impair, les données sont transmises.

Le signal émis est représenté par un vecteur de dimension $(1 \times M)$ et correspond à:

$$\mathbf{E}_k = [e_{kM}, e_{kM+1}, \dots, e_{kM+(M-1)}], \quad (k \text{ impair}) \quad (3.26)$$

Ces données varient en fonction de l'approche de multiplexage utilisée, telles que:

$$\mathbf{E}_k = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1} b_{k,j} \mathbf{C}_{k-1} \mathbf{WH}_j & (\text{Première et seconde approche}) \\ \sum_{j=0}^{N-1} b_{k,j} \mathbf{C}'_j & (\text{Troisième approche}) \end{cases} \quad (3.27)$$

Où \mathbf{WH}_j est un vecteur de dimension $(1 \times M)$ et correspond au $j^{\text{ième}}$ code de Walsh Hadamard assigné au bit numéro j , tel que:

$$\mathbf{WH}_j = [WH_{j,0}, WH_{j,1}, \dots, WH_{j,M-1}] \quad (3.28)$$

\mathbf{C}'_j représente la $j^{\text{ième}}$ permutation du vecteur \mathbf{C}_{k-1} et correspond à:

$$\mathbf{C}'_j = [c'_{j,0}, c'_{j,1}, \dots, c'_{j,M-1}] \quad (3.29)$$

Le signal transmis durant le time slot k quelconque est aussi représenté par un vecteur de dimension $(1 \times M)$:

$$\mathbf{S}_k = [s_{kM}, s_{kM+1}, \dots, s_{kM+(M-1)}] = \begin{cases} \mathbf{C}_k, & (k \text{ pair}) \\ \mathbf{E}_k, & (k \text{ impair}) \end{cases} \quad (3.30)$$

Le récepteur est de type non cohérent. Il est basé sur le principe de la détection par corrélation comme montré sur la figure 3-9.

Suivant l'approche adoptée, le code approprié dans la figure 3-9 correspond soit à la séquence chaotique quantifiée ou non multipliée par le code de Walsh Hadamard approprié, soit à la version permutée appropriée de la séquence chaotique de référence.

Supposons maintenant que le signal transmis est entaché uniquement d'un bruit blanc additif Gaussien, le signal reçu vaut

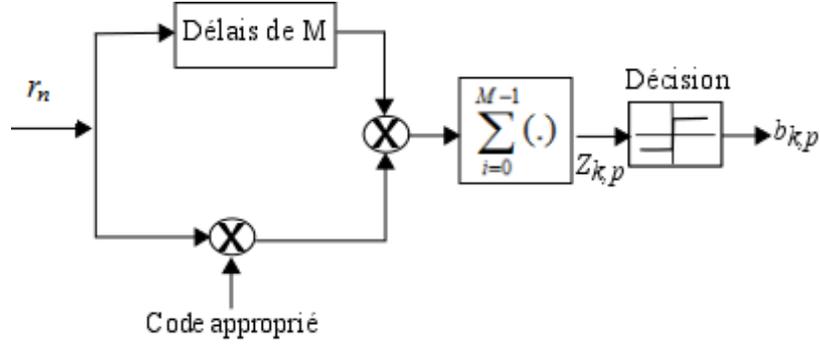


Fig 3-9: Structure généralisée du récepteur (approche 1, approche 2, approche 3).

$$r_n = s_n + \varepsilon_n \quad (3.31)$$

où r_n sont les échantillons reçus aux temps $n \times T_e$. ε_n est le bruit blanc additif Gaussien stationnaire qui est caractérisé par une moyenne nulle et une variance de $\frac{N_0}{2}$.

La variable de décision correspondant à la première et à la seconde approche est

$$\begin{aligned}
Z_{k,p} &= \mathbf{R}_k \mathbf{W} \mathbf{H}_p \mathbf{R}_{k-2p-1}^T, \quad p = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.32) \\
&= \sum_{i=0}^{M-1} \left[\left(\sum_{j=0}^{N-1} b_{k,j} c_{(k-1)M+i} W H_{j,i} + \varepsilon_{kM+i} \right) \times W H_{p,i} \times \left(c_{(k-1)M+i} + \varepsilon_{(k-1)M+i} \right) \right] \\
&= \sum_{i=0}^{M-1} b_{k,p} c_{(k-1)M+i}^2 W H_{p,i} W H_{p,i} + \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq p}}^{N-1} b_{k,j} c_{(k-1)M+i}^2 W H_{j,i} W H_{p,i} \\
&\quad + \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} b_{k,j} c_{(k-1)M+i} W H_{j,i} W H_{p,i} \varepsilon_{(k-1)M+i} + \sum_{i=0}^{M-1} \varepsilon_{kM+i} W H_{p,i} c_{(k-1)M+i} \\
&\quad + \sum_{i=0}^{M-1} \varepsilon_{kM+i} W H_{p,i} \varepsilon_{(k-1)M+i}
\end{aligned}$$

La variable de décision correspondant à la troisième approche est

$$\begin{aligned}
Z_{k,p} &= \mathbf{R}_k(\mathbf{R}_{k-2p-1}^{p^{th'}})^T, \quad p = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.33) \\
&= \sum_{i=0}^{M-1} \left[\left(\sum_{j=0}^{N-1} b_{k,j} c'_{j,i} + \varepsilon_{kM+i} \right) \times (c_{(k-1)M+i} + \varepsilon_{(k-1)M+i})^{p^{th'}} \right] \\
&= \sum_{i=0}^{M-1} \left(b_{k,p} c'_{p,i} + \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq p}}^{N-1} b_{k,j} c'_{j,i} c'_{p,i} + \sum_{j=0}^{N-1} b_{k,j} c'_{j,i} \varepsilon'_{(k-1)M+i} + \varepsilon_{kM+i} c'_{p,i} + \varepsilon_{kM+i} \varepsilon'_{(k-1)M+i} \right)
\end{aligned}$$

Pour chacun des trois cas, chaque bit peut être estimé en utilisant la formule suivante

$$\hat{b}_{k,p} = \text{Si gn}(Z_{k,p}) \quad (3.34)$$

3.7 Analyse des performances des variantes du système VHE-DCSK

Dans cette section, nous procédons à une analyse des performances de la première et troisième variante du système VHE-DCSK. Pour cela, nous dérivons les expressions du TEB dans ces deux cas. Dans ce but, nous utilisons la même approche que précédemment, à savoir l'approche Gaussienne. Cette dernière considère que la sortie du corrélateur suit une distribution Gaussienne. Ce qui laisse supposer que:

Chaque générateur chaotique est stationnaire et la corrélation entre différents échantillons chaotiques décroît rapidement quand l'écart temporel entre les deux augmente.

L'échantillon du bruit blanc Gaussien ε_i , l'échantillon de chaos c_j , le $j^{ième}$ chip des codes de Walsh Hadamard utilisés et le $j^{ième}$ chip de toutes les versions permutées de la séquence chaotique de référence sont tous indépendants et cela quelque soit les valeurs de i et de j .

L'échantillon chaotique c'_i est statistiquement indépendant de l'échantillon c'_j quand M est grand.

Afin d'estimer l'expression analytique du TEB dans chacun des deux cas, les équations 3.32 et 3.33 peuvent s'écrire comme suit

$$Z_{k,p} = b_{k,p}A + b_{k,p}\psi + \gamma_{k,p} \quad (3.35)$$

3.7.1 Dérivation du TEB dans le cas de la première approche

Dans ce cas, ψ , A et $\gamma_{k,p}$ s'écrivent comme suit

$$\psi = \sum_{i=0}^{M-1} \left(c_{(k-1)M+i}^2 WH_{p,i} WH_{p,i} \right) - A \quad (3.36)$$

$$A = E \left[\sum_{i=0}^{M-1} \left(c_{(k-1)M+i}^2 WH_{p,i} WH_{p,i} \right) \right] = M \quad (3.37)$$

et

$$\begin{aligned} \gamma_{k,p} = & \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} b_{k,j} c_{(k-1)M+i} WH_{j,i} WH_{p,i} \varepsilon_{(k-1)M+i} + \sum_{i=0}^{M-1} \varepsilon_{kM+i} WH_{p,i} c_{(k-1)M+i} \\ & + \sum_{i=0}^{M-1} \varepsilon_{kM+i} WH_{p,i} \varepsilon_{(k-1)M+i} \end{aligned} \quad (3.38)$$

Notre système permet de multiplexer N bits de données en deux time slots de durées égales $M \times T_e$. En considérant l'équation 3.37, l'énergie moyenne par bit vaut

$$E_b = \frac{ME [c_k^2] (NE [\mathbf{WH}_p^2] + 1)}{N} = \frac{A(N+1)}{N} \quad (3.39)$$

En se basant sur toutes les suppositions précédentes, $\text{Var}[Z_{k,p}]$ est égale à

$$\text{Var}[Z_{k,p}] = M(N+1) \frac{N_0}{2} + M \frac{N_0^2}{4} = \frac{NE_b N_0}{2} + M \frac{N_0^2}{4} \quad (3.40)$$

Les performances en TEB pour décoder le $p^{\text{ième}}$ bit du $k^{\text{ième}}$ time slot sont données par:

$$\begin{aligned} TEB_{\text{première_approche}} &= \text{Pr oba} (\psi + \gamma_{k,p} > A) \\ &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\left(\frac{(N+1)^2 N_0}{NE_b} + \frac{M(N+1)^2 N_0^2}{2N^2 E_b^2} \right)^{-1}} \right) \end{aligned} \quad (3.41)$$

3.7.2 Dérivation du TEB dans le cas de la deuxième approche

Quand cette approche est utilisée, il est très difficile de trouver l'expression du TEB. Comme pour l'approche précédente, l'expression de la variable de décision correspond toujours à l'équation 3.32, sauf que nous considérons que les échantillons du chaos ne sont pas quantifiés. Le fait que les échantillons chaotiques ne soient pas constants rend le calcul de A et de $\text{Var}[Z_{k,p}]$ très complexe. Cependant, si les valeurs des échantillons chaotiques élevées au carré restent quelque peu similaires, les codes de Walsh Hadamard peuvent néanmoins assurer une quasi-orthogonalité entre les différents bits transmis.

3.7.3 Dérivation du TEB dans le cas de la troisième approche

Lorsque cette approche est utilisée, ψ , A et $\gamma_{k,p}$ s'écrivent comme suit

$$\psi = \sum_{i=0}^{M-1} (c'_{p,i})^2 - A \quad (3.42)$$

$$A = E \left[\sum_{i=0}^{M-1} (c'_{p,i})^2 \right] = M \quad (3.43)$$

$$\gamma_{k,p} = \sum_{i=0}^{M-1} \left(\sum_{\substack{j=0 \\ j \neq p}}^{N-1} b_{k,j} c'_{j,i} c'_{p,i} + \sum_{j=0}^{N-1} b_{k,j} c'_{j,i} \varepsilon'_{(k-1)M+i} + \varepsilon_{kM+i} c'_{p,i} + \varepsilon_{kM+i} \varepsilon'_{(k-1)M+i} \right) \quad (3.44)$$

Comme pour les autres approches, le système permet de transmettre N bits d'information en deux time slots de même durées $M \times T_e$. En utilisant l'équation 3.43, l'énergie moyenne par bit E_b du signal transmis est

$$E_b = \frac{ME [c_k^2] (N+1)}{N} = \frac{A(N+1)}{N} \quad (3.45)$$

En se basant sur les suppositions citées précédemment, $\text{Var}[Z_{k,p}]$ vaut

$$\begin{aligned} \text{Var}[Z_{k,p}] &= M \left(N - \frac{1}{2} \right) + M(N+1) \frac{N_0}{2} + M \frac{N_0^2}{4} \\ &= \frac{N^2 E_b^2 (N - \frac{1}{2})}{(N+1)^2 M} + \frac{N E_b N_0}{2} + M \frac{N_0^2}{4} \end{aligned} \quad (3.46)$$

Les performances en TEB pour décoder le $p^{i\grave{e}me}$ bit du $k^{i\grave{e}me}$ time slot sont données par

$$\begin{aligned}
 TEB_{troisième_approche} &= \text{Pr oba} (\psi + \gamma_{k,p} > A) \\
 &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\left(\frac{2N-1}{M} + \frac{(N+1)^2 N_0}{NE_b} + \frac{M(N+1)^2 N_0^2}{2N^2 E_b^2} \right)^{-1}} \right)
 \end{aligned} \tag{3.47}$$

3.8 Resultats de simulation des variantes du système VHE-DCSK

Le tableau suivant englobe les différents paramètres des simulations effectuées au niveau de cette section.

| Système | Nb.chemins | IC | M | N | Nb.time_slots | Nb.bits | SNR | Fig Nb |
|------------|------------|------|-----|----|---------------|---------|----------|-------------|
| Variante 1 | 1 | 0.01 | 128 | 4 | 100000 | 200000 | variable | Figure 3-10 |
| Variante 2 | 1 | 0.01 | 128 | 4 | 100000 | 200000 | variable | Figure 3-10 |
| Variante 3 | 1 | 0.01 | 128 | 4 | 100000 | 200000 | variable | Figure 3-10 |
| Variante 1 | 1 | 0.01 | 128 | 16 | 100000 | 800000 | variable | Figure 3-11 |
| Variante 2 | 1 | 0.01 | 128 | 16 | 100000 | 800000 | variable | Figure 3-11 |
| Variante 3 | 1 | 0.01 | 128 | 16 | 100000 | 800000 | variable | Figure 3-11 |
| Variante 1 | 1 | 0.01 | 64 | 4 | 100000 | 200000 | variable | Figure 3-12 |
| Variante 2 | 1 | 0.01 | 64 | 4 | 100000 | 200000 | variable | Figure 3-12 |
| Variante 3 | 1 | 0.01 | 64 | 4 | 100000 | 200000 | variable | Figure 3-12 |
| DCSK | 1 | 0.01 | 128 | 1 | 100000 | 50000 | variable | Figure 3-13 |
| HE-DCSK | 1 | 0.01 | 128 | 2 | 100000 | 100000 | variable | Figure 3-13 |
| Variante 1 | 1 | 0.01 | 128 | 2 | 100000 | 100000 | variable | Figure 3-13 |
| Variante 1 | 1 | 0.01 | 128 | 1 | 100000 | 50000 | variable | Figure 3-14 |
| Variante 1 | 1 | 0.01 | 128 | 2 | 100000 | 100000 | variable | Figure 3-14 |
| Variante 1 | 1 | 0.01 | 128 | 4 | 100000 | 200000 | variable | Figure 3-14 |
| Variante 1 | 1 | 0.01 | 128 | 8 | 100000 | 400000 | variable | Figure 3-14 |

Tout d'abord, nous allons commencer par comparer les expressions théoriques 3.41 et 3.47 aux résultats des simulations obtenues pour différentes valeurs de N , M et $\frac{E_b}{N_0}$. Rappelons que

ces deux expressions ont été calculées lorsque la première approche et la troisième approche sont adoptées respectivement. Les résultats obtenus sont montrés dans les figures 3-10, 3-11 et 3-12. Nous pouvons constater à partir de ces trois figures que nous avons une bonne adéquation entre les résultats analytiques et ceux des simulations. Ceci peut contribuer à valider les expressions théoriques 3.41 et 3.47 quand de grands facteurs d'étalement sont utilisés.

En ce qui concerne la comparaison des performances des trois approches; il est possible de voir à partir de la figure 3-10 que pour $N = 4$ et $M = 128$, il existe un petit écart entre les trois courbes obtenues. Pour de plus grandes valeurs de N ou de plus petites valeurs de M , comme il est montré dans les figures 3-11 et 3-12, l'écart devient plus important. En effet, en comparant l'expression 3.41 à l'expression 3.47, on voit que cette dernière dispose d'un terme supplémentaire qui dépend de N et de M . Plus grande est la valeur de M ou plus petite est la valeur de N , plus grande sera la valeur de ce terme, ce qui résulte en un plus grand écart entre les deux approches.

La seconde approche montre des performances en TEB moins bonnes que celles de la première approche. Ceci est dû à une perte d'orthogonalité quand les séquences chaotiques ne sont pas quantifiées à $+1$ et -1 . De ce fait nous avons un plus grand nombre d'interférences.

La première approche présente un intérêt majeur quand le rapport $\frac{2N-1}{M}$ est grand avec $N \leq M$, autrement, les trois approches sont pratiquement équivalentes.

La troisième approche présente un intérêt quand N est très grand, puisque nous pouvons générer un très grand nombre de séquences chaotiques permutées. De plus, il est impossible de décoder les bits si nous ne connaissons pas les permutations exactes, ce qui nous permet d'accroître le niveau de sécurité en comparaison aux codes de Walsh Hadamard.

Etant donné que la première variante du système VHE-DCSK reste la plus performante quelque soient les valeurs de N ou de M , nous continuerons notre étude sur cette variante que nous appellerons dorénavant VHE-DCSK-WH. Cette étude consiste à comparer les résultats des simulations du système VHE-DCSK-WH obtenues pour $N = 2$ avec les performances en TEB simulées des systèmes DCSK ($N = 1$) et HE-DCSK ($N = 2$). A partir de la figure 3-13, il est possible de constater que le système VHE-DCSK-WH est à $0.5-1dB$ meilleur que le système DCSK, cela même si nous transmettons deux fois plus de bits. Pour un même nombre de bits transmis, le système proposé outrepassa de $0.5dB$ le système HE-DCSK, quelque soit le SNR. Ceci permet de confirmer que l'usage des codes de Walsh Hadamard permet de réduire les interférences entre les différents bits grâce à leurs bonnes propriétés d'orthogonalité. Cependant la multiplication des bits par une même séquence chaotique 'séquence de référence' permet d'assurer l'étalement des données.

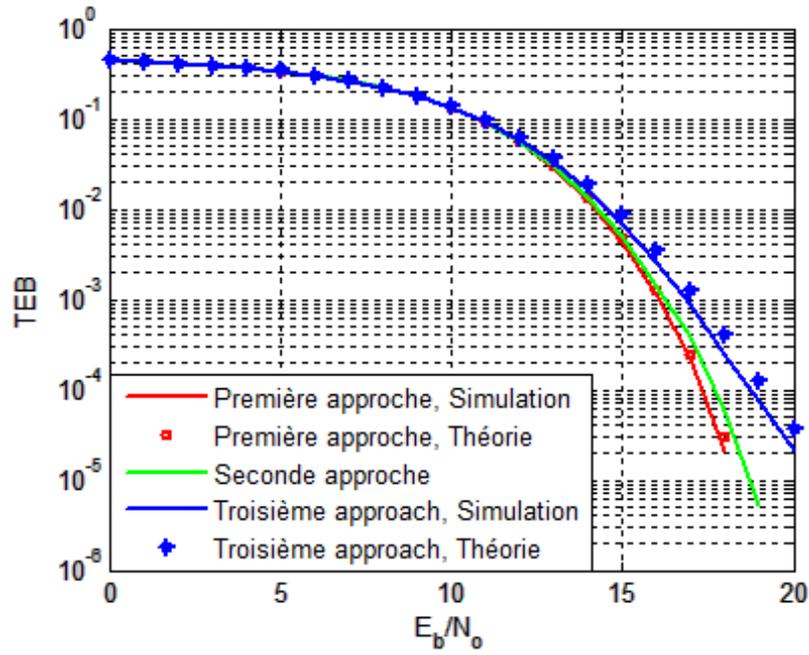


Fig 3-10: Comparaison entre les performances en TEB des trois approches pour $N = 4$ et $M = 128$.

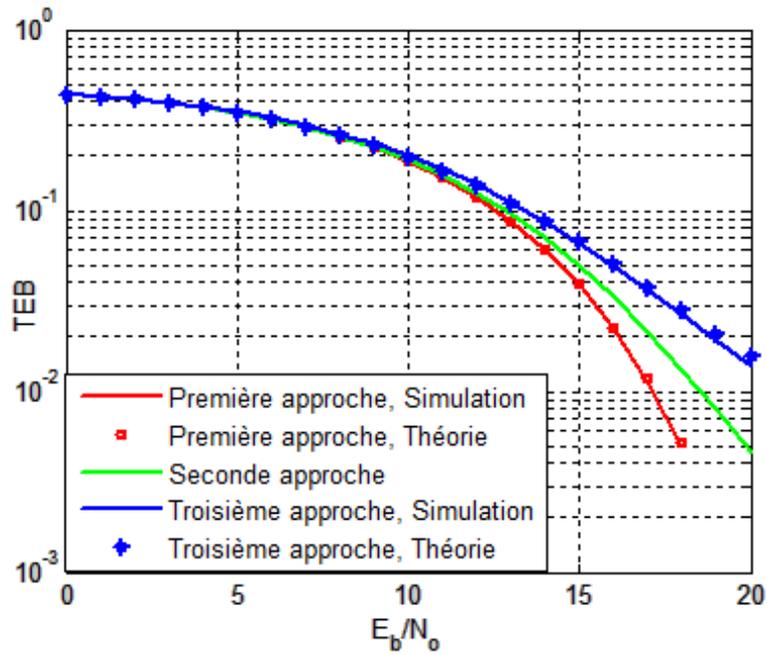


Fig 3-11: Comparaison entre les performances en TEB des trois approches pour $N = 16$ et $M = 128$.

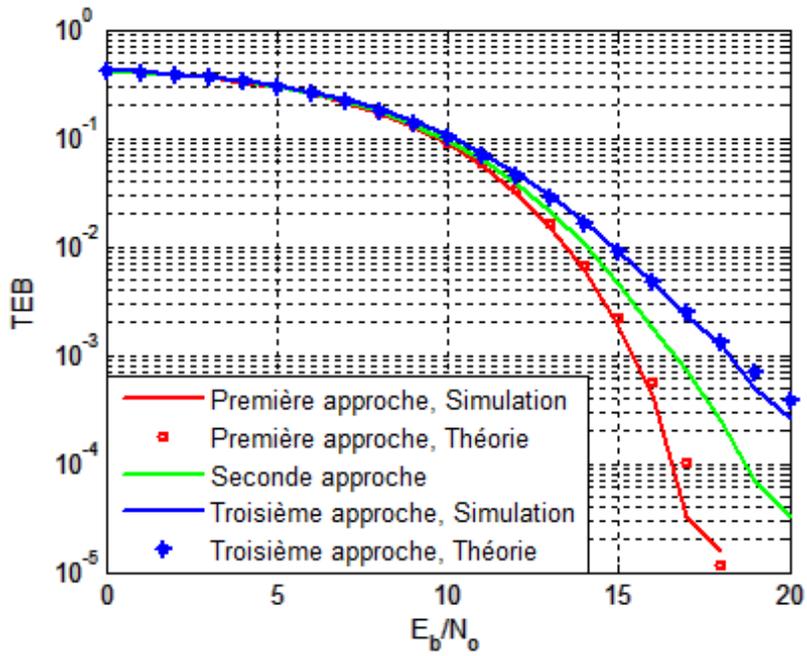


Fig 3-12: Comparaison entre les performances en TEB des trois approches pour $N = 4$ et $M = 64$.

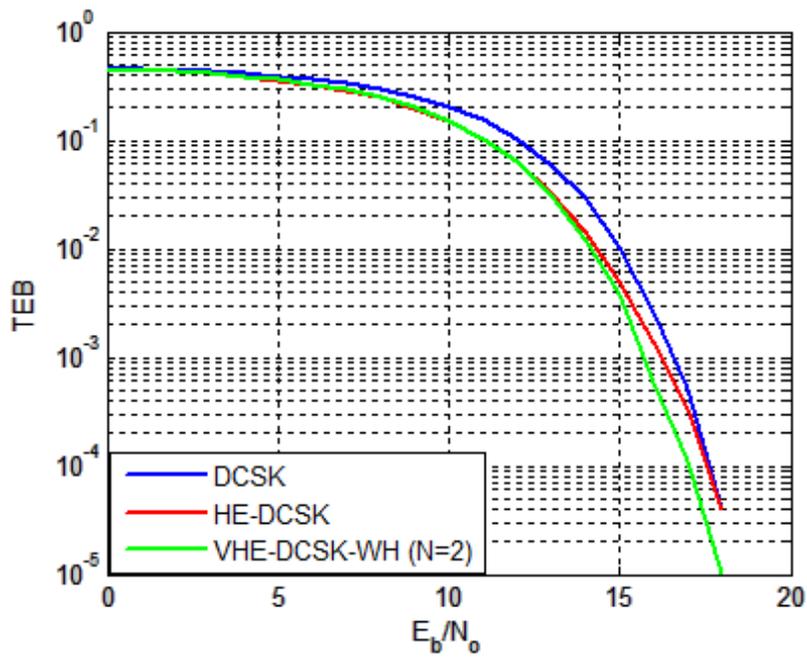


Fig 3-13: Comparaison des performances en TEB des systèmes DCSK, HE-DCSK et VHE-DCSK-WH($N = 2$) pour $M = 128$.

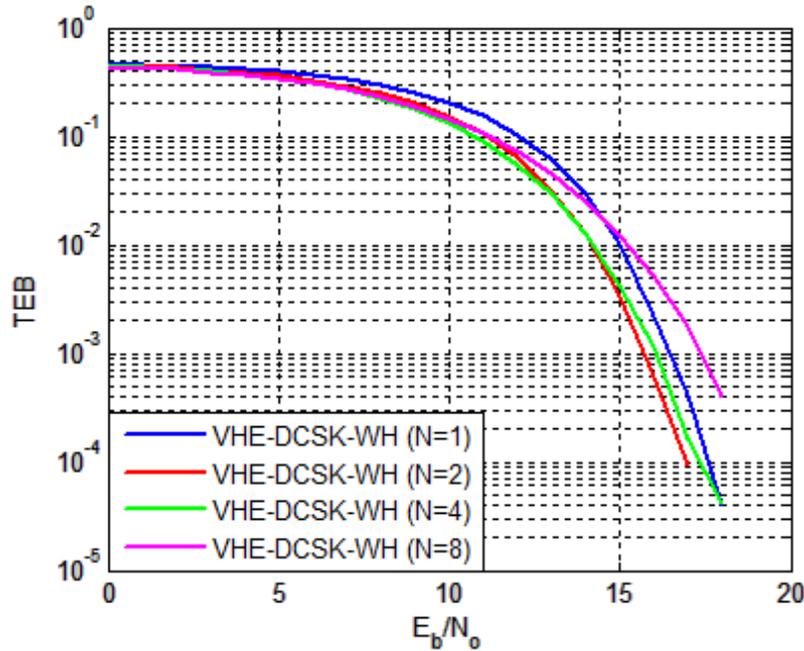


Fig 3-14: Performance en TEB de la première variante du système VHE-DCSK pour différentes valeurs de N (différentes efficacités spectrales), $M = 128$.

La figure 3-14 montre les performances en TEB du système VHE-DCSK-WH pour différents nombres de bits transmis. L'étude de ce système pour différentes efficacités spectrales montre que, pour $N = 1$, notre système a les mêmes performances que le système DCSK. La raison est que nous n'avons pas encore d'interférences entre les bits. Pour $N \geq 2$, nous remarquons que plus grande est la valeur de N , moins bonnes sont les performances en TEB du système VHE-DCSK-WH. Néanmoins, cette dégradation reste limitée, puisque les propriétés d'orthogonalités des codes de WH ont permis d'annuler les interférences entre bits. Cette pénalité en TEB provient principalement de la corrélation entre les termes de bruits, les séquences chaotiques et les codes de WH.

3.9 Conclusion

Au cours de ce chapitre, le nouveau système de modulation et de démodulation non cohérent nommé VHE-DCSK a été proposé et analysé. Ce système est une généralisation des systèmes HE-DCSK et DCSK. Il permet de transmettre N bits de données en une trame constituée de deux time slots et cela en utilisant différentes séquences chaotiques. Ce nouveau système permet d'accroître

considérablement l'efficacité spectrale des systèmes HE-DCSK et DCSK tout en limitant l'impact sur le TEB à faible et à moyen SNR. Il permet aussi une meilleure sécurité, puisqu'une même séquence chaotique n'est jamais retransmise. L'expression analytique du TEB a été calculée dans le cas d'un canal BBAG en utilisant la méthode d'approximation Gaussienne. Celle-ci a été en très bonne adéquation avec les résultats des simulations pour de grands facteurs d'étalement. De plus, les simulation dans un canal BBAG ont montré que pour de petites valeurs de N et des niveaux de bruit modérés, le système VHE-DCSK a des performances en TEB similaires à ceux du système DCSK tout en permettant une meilleure efficacité spectrale. En augmentant le nombre de bits transmis par trame (N) et par conséquent l'efficacité spectrale, la pénalité en E_b/N_0 pour un TEB de 10^{-3} reste très limitée. Cependant, les interférences s'accroissent proportionnellement à N et font apparaître des planchers de bruits pour de grandes valeurs de E_b/N_0 .

Ensuite, trois différentes variantes du système VHE-DCSK basées sur trois différentes approches de multiplexage des bits transmis ont été proposées. Celles-ci ont montré différentes performances en TEB. L'écart entre ces dernières devient plus important pour un plus grand nombre de bits transmis par trame ou pour de plus petits facteurs d'étalement. La première approche (VHE-DCSK-WH) qui est basée sur l'utilisation des codes orthogonaux de Walsh Hadamard combinés à une séquence chaotique quantifiée a montré les meilleures performances en TEB. En effet, elle permet de réduire largement les interférences entre les différents bits. Cependant, la troisième approche qui est basée sur l'utilisation des séquences chaotiques permutées a permis d'accroître la sécurité du système VHE-DCSK.

Pour un même nombre de bits transmis par trame, le système VHE-DCSK-WH est plus performant que le système HE-DCSK en terme de TEB quelque soit le SNR.

Concernant la complexité, le système VHE-DCSK nécessite des mémoire supplémentaires en comparaison au système classique DCSK. En effet, il est nécessaire de stocker les N séquences chaotiques précédentes afin de pouvoir décoder les N bits de données de la $k^{ième}$ trame. La complexité d'implémentation du système proposé reste modérée, toutefois, en comparaison de l'efficacité spectrale qu'il permet d'atteindre.

Chapitre 4

Estimation des performances du système VHE-DCSK dans un canal de Rayleigh sélectif en fréquence

4.1 Introduction

Considérer un canal BBAG pour étudier les performances du système proposé, où un simple bruit blanc additif Gaussien est ajouté au signal transmis reste très peu réaliste. En réalité, en plus d'être entaché d'un bruit blanc additif Gaussien, le signal électrique transmis par le biais d'une onde électromagnétique subit une combinaison de nombreux phénomènes liés à l'environnement de propagation dont, la réflexion, la transmission et la diffraction. Par conséquent, de multiples versions de l'onde transmise, ayant parcouru des trajets différents, arrivent en réception avec différentes amplitudes, phases et temps de propagation. La somme de tous ces trajets constitue le signal reçu. Des trajets en opposition de phases peuvent engendrer une recombinaison destructive impliquant une perte totale de l'onde transmise, ce phénomène est appelé évanouissement ou fading. Inversement, des trajets en phase mènent à une recombinaison constructive.

Dans ce chapitre, nous avons choisi d'étudier notre système dans un canal sélectif en fréquence, ceci fait l'objet de la deuxième partie de notre contribution [87]. Nous prendrons soin de familiariser d'abord le lecteur aux différentes notions concernant le canal de propagation (phénomènes, représentation mathématique, paramètres, classification...etc). Ensuite, nous entamerons l'étude proprement dite de notre système.

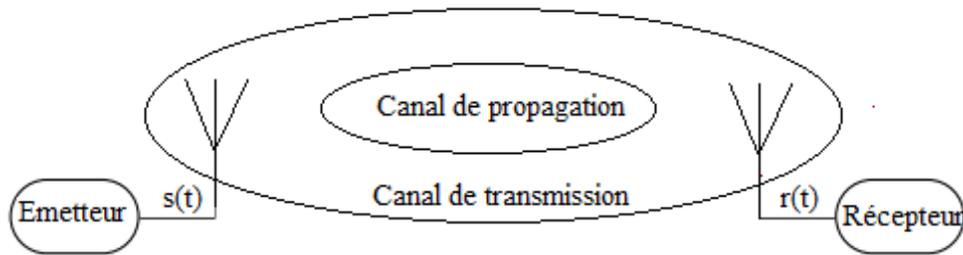


Fig 4-1: Canal de propagation et canal de transmission.

4.2 Canal de propagation

4.2.1 Définition

Comme il a été défini précédemment (Chapitre I), un canal de propagation [92][93][94] correspond au milieu dans lequel se propage l'onde transmise lors d'une transmission d'information entre un émetteur et un récepteur. Contrairement au canal de transmission, un canal de propagation tient compte uniquement des interactions de l'onde transmise avec l'environnement et exclu les effets induits par les antennes d'émission et de réception, comme montré sur la figure 4-1.

4.2.2 Propagation par trajets multiples

En pratique, un canal de propagation comprend de nombreux obstacles (bâtiments, sols, végétations, montages...). Comme mentionné précédemment, une onde électromagnétique transmise peut alors subir plusieurs phénomènes (réflexion, transmission, diffraction) avant d'arriver au récepteur, engendrant ainsi une propagation dite par trajets multiples. Ces différentes interactions [92][93][94] se résument comme montré sur la figure 4-2.

Réflexion

Ce phénomène arrive lorsque l'onde transmise se heurte à des obstacles de grandes dimensions par rapport à sa longueur d'onde. Nous distinguons deux types de réflexion. Si la surface réfléchissante est lisse (les tailles des irrégularités sont négligeables devant la longueur d'onde), nous parlons de réflexion spéculaire. Si par contre, la surface réfléchissante est rugueuse, l'onde transmise sera alors émise suivant la direction spéculaire et une partie sera émise dans diverses directions, nous parlons alors dans ce cas de réflexion diffuse ou de diffusion. Ce phénomène se produit par exemple en

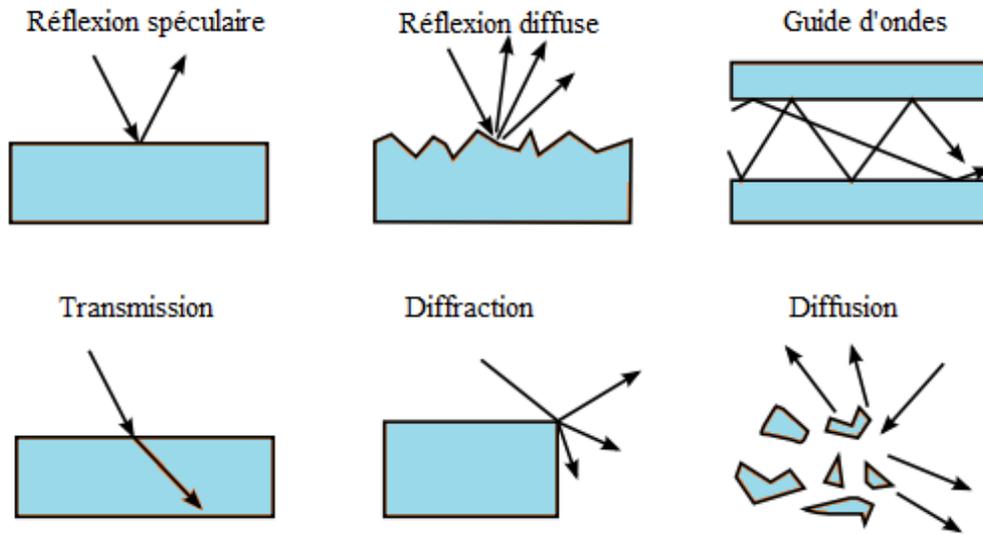


Fig 4-2: Les principaux phénomènes de propagation.

présence de végétation dans un environnement outdoor et en présence de meubles dans un environnement indoor. Dans des environnements étroits agissant comme guide d'onde, nous observons une succession de réflexions spéculaires, ce qui facilite la propagation dans le cas d'une longue distance.

Transmission

Ce phénomène joue un rôle peu important dans la propagation outdoor et prépondérant dans un environnement indoor. Il correspond à la traversée d'une matière par l'onde électromagnétique transmise. L'atténuation de l'onde engendrée par ce dernier dépend de quelques paramètres dont: les caractéristiques électromagnétiques du matériau traversé, son épaisseur ainsi que l'angle d'incidence de l'onde.

Diffraction

Lorsqu'une onde transmise rencontre le bord d'un obstacle dont la dimension est importante devant la longueur d'onde, celle-ci est diffractée.

Après avoir subi une partie ou l'ensemble de ces phénomènes, le signal reçu, correspond à la somme constructive ou destructive de tous les trajets résultants. Deux configurations possibles peuvent exister. Dans la première, l'émetteur et le récepteur ne sont pas en visibilité directe (NLOS: Non Line Of Sight). En d'autres termes, les ondes arrivent de plusieurs directions avec des

puissances voisines. Les différents trajets assurent ainsi la continuité de la liaison. Dans ce cas, l'enveloppe du signal reçu peut être caractérisée par la distribution de Rayleigh suivante

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), r \geq 0 \quad (4.1)$$

où r est l'enveloppe du signal reçu, $r = \sqrt{x^2 + y^2}$ si $r = x + iy$

et σ est l'écart type de la partie réelle ou de la partie imaginaire du signal reçu r .

Une deuxième configuration serait d'avoir une visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur (LOS: Line Of Sight). Dans ce cas préci, parmi tous les trajets se dégagerait un trajet prépondérant. L'enveloppe du signal reçu peut être caractérisée par une distribution de Rice définie comme suit

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + r_d^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rr_d}{\sigma^2}\right), r \text{ et } r_d \geq 0 \quad (4.2)$$

où r_d est l'amplitude du trajet directe

et I_0 est la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro.

4.2.3 Les variation induites par le canal de propagation

La propagation radio engendre trois types de variation de la puissance du signal reçu (figure 4-3), nous distinguons

Pathloss

Cet affaiblissement de la puissance est lié à l'augmentation de la distance entre l'émetteur et le récepteur.

Shadowing

Variation lente de la puissance produite par les différentes interaction avec les obstacles de l'environnement de propagation.

Fading multipath

Variation rapide de la puissance moyenne causée par les recombinaisons constructives ou destructives des différentes répliques du signal transmis.

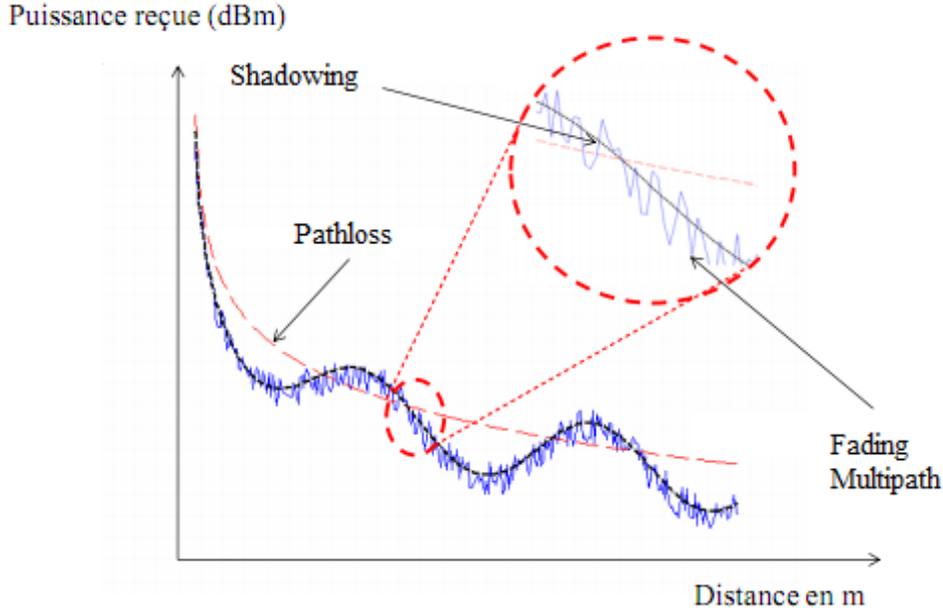


Fig 4-3: Variation de la puissance du signal reçu en fonction de la distance.

4.2.4 Modélisation mathématique du canal de propagation

Un canal de propagation variant dans le temps est caractérisé par la réponse impulsionnelle suivante

$$h(t, \tau) = \sum_{k=1}^L \alpha_k(t) e^{j(2\pi f_c \tau_k(t))} \delta(t - \tau_k(t)) \quad (4.3)$$

Si nous posons $\theta_k(t) = 2\pi f_c \tau_k(t)$, la réponse impulsionnelle peut s'écrire comme suit

$$h(t, \tau) = \sum_{k=1}^L \alpha_k(t) e^{j\theta_k(t)} \delta(t - \tau_k(t)) \quad (4.4)$$

où L correspond au nombre de trajets, $\alpha_k(t)$, $\tau_k(t)$ et $\theta_k(t)$ représentent respectivement l'amplitude, le retard et la phase du $k^{i\grave{e}me}$ trajet de l'onde transmise. δ est la fonction de Dirac et f_c est la fréquence de la porteuse.

Dans le cas où le canal est invariant dans le temps, il peut être caractérisé par la réponse impulsionnelle $h(\tau)$ indépendante de t .

Si nous observons attentivement la réponse impulsionnelle d'un canal de propagation multi trajets, il est possible de distinguer les différents trajets comme montré sur la figure 4-4.

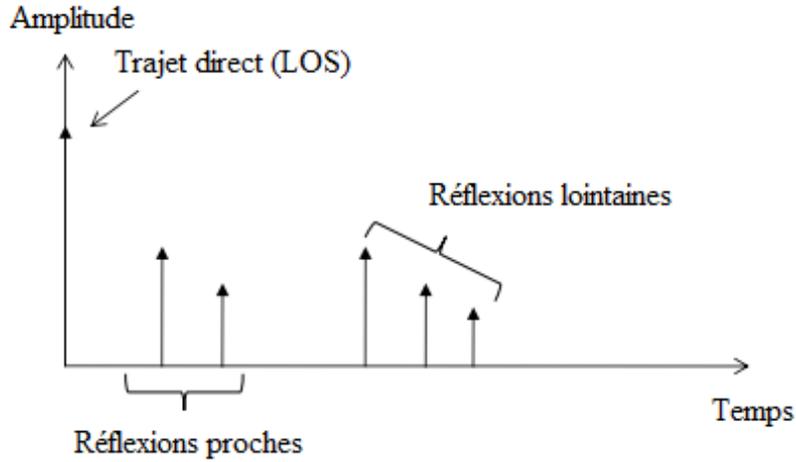


Fig 4-4: Réponse impulsionnelle d'un canal multi trajets.

4.2.5 Paramètres caractéristiques du canal de propagation

Les paramètres permettant de décrire la dispersion des multitrajets ainsi que la variabilité du canal dans le temps sont décrit dans ce qui suit

Paramètres de dispersion temporelle (Delay spread)

Rappelons que la dispersion temporelle a lieu lorsque plusieurs répliques d'un même signal arrivent au niveau du récepteur à des instants différents. Il est possible de caractériser la dispersion temporelle à l'aide de nombreuses métriques dont

Maximum delay spread τ_{\max}

Cette métrique se définit comme étant l'écart entre le retard du premier trajet arrivant au récepteur et celui du dernier trajet,

$$\tau_{\max} = \tau_{L-1} - \tau_0 \quad (4.5)$$

Lorsque de nombreuses répliques du signal transmis arrivent au niveau du récepteur avec une puissance très négligeable pour certains trajets, τ_{\max} n'est plus considérée comme une métrique raisonnable pour caractériser la dispersion temporelle. Dans ce cas, il est plus approprié d'utiliser une autre métrique qui est τ_{RMS} .

Etalement RMS (Root Mean Square delay spread)

Il est défini comme étant l'écart type des retards de tous les trajets. Ce paramètre permet de déterminer la sélectivité du canal de propagation, il est calculé par la relation suivante

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} \quad (4.6)$$

où $\bar{\tau}$ est le Délai moyen des retards (mean excess delay) et se définit comme étant le retard relatif moyen de tous les retards, il se calcule comme suit

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{k=1}^L \alpha_k^2 \tau_k}{\sum_{k=1}^L \alpha_k^2} \quad (4.7)$$

et

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{k=1}^L \alpha_k^2 \tau_k^2}{\sum_{k=1}^L \alpha_k^2}$$

Bande de cohérence B_C

L'étalement temporel peut aussi être représenté dans le domaine fréquentiel. Dans ce cas, il est désigné par le terme bande de cohérence B_C .

La bande de cohérence se définit comme la bande de fréquence sur laquelle le canal de propagation peut être considéré comme constant. Autrement dit, la plage de fréquence sur laquelle la réponse fréquentielle du canal reste invariante. La bande de cohérence est inversement proportionnelle à l'étalement des retards (Delay spread) et se calcule comme suit

$$B_C \approx \frac{1}{\text{Delay Spread}} = \frac{1}{\tau_{\max}} \quad (4.8)$$

Étalement Doppler B_D

Dans le cas où le canal varie également dans le temps, deux paramètres entrent en jeu: l'étalement Doppler B_D et le temps de cohérence T_C .

Le décalage Doppler correspond à un changement de fréquence d'une onde reçue par un observateur lorsque la source, l'observateur ou un objet environnants sont en mouvement l'un par rapport à l'autre. La valeur de ce décalage se calcule comme suit

$$f_d = f_c \frac{v}{c} \cos(\theta) \quad (4.9)$$

où v représente la vitesse du mobile, c est la célérité ou la vitesse de la lumière et θ est l'angle formé entre le vecteur vitesse du mobile et le vecteur de propagation de l'onde transmise.

Le décalage Doppler f_d peut prendre une des valeurs de la bande de fréquence suivante

$$[f - f_{d\max}, f + f_{d\max}] \text{ où } f_{d\max} = f_c \frac{v}{c}$$

La nouvelle fréquence du trajet reçu par le récepteur est

$$f_r = f_c + f_d = f_c + f_c \frac{v}{c} \cos(\theta)$$

Si le mobile se déplace en direction du récepteur, θ est comprise entre 0 et $\pi/2$, la fréquence du trajet reçu sera alors supérieure à la fréquence porteuse f_c .

Si au contraire le mobile se déplace dans le sens opposé du récepteur, θ est comprise entre π et $\pi/2$, la fréquence du trajet reçu sera alors inférieure à la fréquence porteuse f_c .

L'étalement Doppler B_D est égale à deux fois la fréquence Doppler maximale $f_{d\max}$, il se calcule comme suit

$$B_D = 2f_{d\max}$$

Temps de cohérence T_C

Le temps de cohérence représente le temps pendant lequel le canal peut être considéré comme étant invariant, il est inversement proportionnel à l'étalement Doppler et se calcule comme suit

$$T_C \approx \frac{1}{B_D} = \frac{1}{2f_{d\max}} \quad (4.10)$$

4.2.6 Classification des canaux de propagation

Soit B_s la bande de fréquence du signal modulé, T_s la durée des symboles et τ_{\max} le retard maximal.

La classification des canaux de propagation se fait à l'aide des paramètres T_C et B_C .

Si $B_C > B_s$, le canal est non sélectif en fréquence (Flat fading), cela revient à dire qu'il existe de faibles différences de temps de propagation entre les différents trajets par rapport à la durée des impulsions du signal transmis. Dans ce cas il n'existe pas d'interférence entre symboles (ISI). L'inconvénient majeur de ce type de canal est qu'il peut engendrer des trous de réception dont

la durée dépend de la vitesse de déplacement du mobile, entraînant ainsi une perte de plusieurs symboles successifs. Afin de contrecarrer les effets indésirables du canal flat fading, plusieurs méthodes existent [95] dont, la diversité (spatiale, temporelle, fréquentielle et de polarité), l'étalement spectral (par séquence directe ou par saut de fréquence).

Si au contraire, $B_C \leq B_s$, le canal est dit sélectif en fréquence (Frequency selective) et donc la différence entre les temps de propagation des différents trajets est importante devant la durée des symboles. Dans ce cas, les différents trajets présentent des interférence inter symboles (ISI). Le canal sélectif se comporte comme un filtre puisqu'il n'affecte pas toutes les fréquences de la bande du signal de la même façon.

Si nous rajoutons l'effet Doppler à l'effet de sélectivité nous obtenons la classification suivante:

Si $B_C \leq B_s$ et $T_C < T_s$, le canal est dit sélectif en fréquence à évanouissement rapide (Frequency selective fast fading).

Si $B_C \leq B_s$ et $T_C > T_s$, le canal est dit sélectif en fréquence à évanouissement lent (Frequency selective slow fading).

Si $B_C > B_s$ et $T_C < T_s$, le canal est dit non sélectif en fréquence à évanouissement rapide (Flat fast fading).

Si $B_C > B_s$ et $T_C > T_s$, le canal est dit non sélectif en fréquence à évanouissement lent (Flat slow fading).

4.2.7 Description du canal utilisé

Au cours de ce chapitre, nous avons choisi d'étudier le système proposé VHE-DCSK dans le canal très largement utilisé *two-ray Rayleigh fading*. La figure 4-5 schématise ce canal.

Dans ce canal la transmission se fait suivant deux trajets, ayant chacun un gain complexe g_k , dont le module (amplitude) suit une distribution de Rayleigh et dont la phase est uniformément distribuée entre $[0, 2\pi]$. Sans perte de généralité, on considèrera que le second trajet présente un retard multiple de la période chip T_e du signal transmis par rapport au premier trajet, tel que:

$$\text{Retard} = \tau \times T_e (\tau \text{ est un entier}) \quad (4.11)$$

Ce canal est invariant dans le temps, ce qui revient à dire que nous ne prenons en considération aucun effet Doppler. L'étalement spectral du signal transmis est tel que le canal sera considéré comme étant sélectif en fréquence. En effet, étant donnée que $\tau_{\max} > T_e$, nous avons $B_C \leq B_s$. De

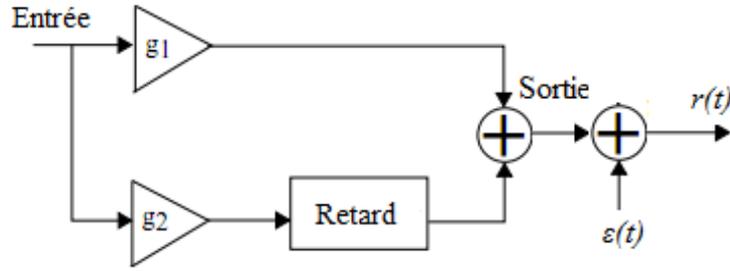


Fig 4-5: Modèle du canal two-ray Rayleigh fading.

plus, l'amplitude des gains de ce canal suit une loi de Rayleigh, ce qui laisse comprendre que nous n'avons pas de ligne directe (LOS) entre l'émetteur et le récepteur.

La réponse impulsionnelle de ce canal est

$$h(\tau) = \alpha_1 e^{j\theta_1} \delta(t) + \alpha_2 e^{j\theta_2} \delta(t - \tau T_e) \quad (4.12)$$

Le signal en sortie de ce canal est

$$\text{Sortie} = \alpha_1 e^{j\theta_1} \delta(t) * s(t) + \alpha_2 e^{j\theta_2} \delta(t - \tau T_e) * s(t) \quad (4.13)$$

$$= \alpha_1 e^{j\theta_1} s(t) + \alpha_2 e^{j\theta_2} s(t - \tau T_e) \quad (4.14)$$

où $*$ désigne le produit de convolution.

En posant $g_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1}$ et $g_2 = \alpha_2 e^{j\theta_2}$ et en considérant comme dans le chapitre précédent une notation discrète du signal en sortie du canal, nous obtenons

$$r_n = g_1 s_n + g_2 s_{n-\tau} + \varepsilon_n \quad (4.15)$$

où ε_n est un bruit blanc additif Gaussien, complexe et circulaire, de variance $\frac{N_0}{2}$ pour sa partie réelle et imaginaire.

4.3 Analyse des performances du système VHE-DCSK dans un canal de Rayleigh sélectif en fréquence

Comme montré sur la figure 3-9, du coté du récepteur, une détection par corrélation est adoptée afin d'extraire chaque bit d'information. Nous obtenons ainsi le $p^{ième}$ bit du $k^{ième}$ time slot (k impair) en multipliant le signal reçu $\mathbf{R}_k(1 \times M)$ par le conjugué transposé de sa version retardée $\mathbf{R}_{k-2p-1}(1 \times M)$.

La variable de décision $Z_{k,p}$ correspond à la partie réelle de la sortie du corrélateur et vaut:

$$\begin{aligned}
Z_{k,p} &= \Re \left[\mathbf{R}_k \mathbf{R}_{k-2p-1}^H \right], \quad p = 0, 1, \dots, N-1 \\
&= \Re \left[\sum_{i=0}^{\tau-1} \left(\sum_{u=0}^{N-1} g_1 b_{k,u} c_{(k-2u-1)M+i} + g_2 c_{kM-\tau+i} + \varepsilon_{kM+i} \right) \right. \\
&\quad \times \left. \left(g_1^* c_{(k-2p-1)M+i} + \sum_{u=0}^{N-1} g_2^* b_{k-2p-2,u} c_{(k-2p-1)M-\tau+i} + \varepsilon_{(k-2p-1)M+i}^* \right) \right] \\
&\quad + \Re \left[\sum_{i=\tau}^{M-1} \left(\sum_{u=0}^{N-1} g_1 b_{k,u} c_{(k-2u-1)M+i} + \sum_{u=0}^{N-1} g_2 b_{k,u} c_{(k-2u-1)M-\tau+i} + \varepsilon_{kM+i} \right) \right. \\
&\quad \times \left. \left(g_1^* c_{(k-2p-1)M+i} + g_2^* c_{(k-2p-1)M-\tau+i} + \varepsilon_{(k-2p-1)M+i}^* \right) \right] \quad (4.16)
\end{aligned}$$

Dans ce qui suit, nous considérerons que le retard τ entre les deux trajets est très petit comparé à la durée d'un symbole $0 < \tau \ll 2M$. Par conséquent, la première partie de l'équation 4.16 peut être négligée par rapport à la seconde. En utilisant la même approximation qui a été utilisée dans [96]. L'équation 4.16 peut être approximée comme suit

$$\begin{aligned}
Z_{k,p} &\approx \Re \left[\sum_{i=0}^{M-1} \left(\sum_{u=0}^{N-1} g_1 b_{k,u} c_{(k-2u-1)M+i} + \sum_{u=0}^{N-1} g_2 b_{k,u} c_{(k-2u-1)M-\tau+i} + \varepsilon_{kM+i} \right) \right. \\
&\quad \times \left. \left(g_1^* c_{(k-2p-1)M+i} + g_2^* c_{(k-2p-1)M-\tau+i} + \varepsilon_{(k-2p-1)M+i}^* \right) \right] \\
&\approx \Re \left[\sum_{i=0}^{M-1} \left(g_1 g_1^* b_{k,p} c_{(k-2p-1)M+i}^2 + g_2 g_2^* b_{k,p} c_{(k-2p-1)M-\tau+i}^2 \right) \right] + \gamma_{k,p} \quad (4.17)
\end{aligned}$$

où

$$\begin{aligned}
\gamma_{k,p} = \Re & \left[\sum_{i=0}^{M-1} \sum_{\substack{u=0 \\ u \neq p}}^{N-1} g_1 g_1^* b_{k,u} c^{C(k-2u-1)M+i} c^{C(k-2p-1)M+i} \right. \\
& + \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{u=0}^{N-1} g_1 g_2^* b_{k,u} c^{C(k-2u-1)M+i} c_{(k-2p-1)M-\tau+i}^* \\
& + \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{u=0}^{N-1} g_1 b_{k,u} c^{C(k-2u-1)M+i} \varepsilon^{C(k-2p-1)M+i} + \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{u=0}^{N-1} g_2 g_1^* b_{k,u} c^{C(k-2u-1)M-\tau+i} c^{C(k-2p-1)M+i} \\
& + \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{\substack{u=0 \\ u \neq p}}^{N-1} g_2 g_2^* b_{k,u} c^{C(k-2u-1)M-\tau+i} c^{C(k-2p-1)M-\tau+i} \\
& + \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{u=0}^{N-1} g_2 b_{k,u} c^{C(k-2u-1)M-\tau+i} \varepsilon_{(k-2p-1)M+i}^* + \sum_{i=0}^{M-1} g_1^* c_{(k-2p-1)M+i} \varepsilon_{kM+i} \\
& \left. + \sum_{i=0}^{M-1} g_2^* c_{(k-2p-1)M-\tau+i} \varepsilon_{kM+i} + \sum_{i=0}^{M-1} \varepsilon_{(k-2p-1)M+i}^* \varepsilon_{kM+i} \right] \quad (4.18)
\end{aligned}$$

En observant la variable de décision correspondant aux équations 4.17 et 4.18, nous remarquons que seuls les deux premiers termes correspondent au signal utile, tous les termes restants, représentent des interférences qui résultent de multiples produits entre différentes séquences de référence et différents bruits blancs additif Gaussien.

Comme dans le cas d'un canal BBAG, les bits peuvent être décodés en utilisant l'équation 3.9.

Comme cité précédemment, les sorties de tous les corrélateurs peuvent être considérées de distribution Gaussienne. Ces dernières peuvent aisément être caractérisées par leurs variances et leurs valeurs moyennes.

Dans le but de simplifier l'analyse, l'équation 4.17 peut être écrite comme suit

$$Z_{k,p} = b_{k,p}A + b_{k,p}\psi + \gamma_{k,p} \quad (4.19)$$

où

$$\psi = \sum_{i=0}^{M-1} \left(|g_1|^2 c_{(k-2p-1)M+i}^2 + |g_2|^2 c_{(k-2p-1)M-\tau+i}^2 \right) - A$$

et

$$\begin{aligned}
A &= E \left[\sum_{i=0}^{M-1} \left(|g_1|^2 c_{(k-2p-1)M+i}^2 + |g_2|^2 c_{(k-2p-1)M-\tau+i}^2 \right) \right] \\
&= M \left(|g_1|^2 + |g_2|^2 \right) E [c_k^2] = \frac{NE_b \left(|g_1|^2 + |g_2|^2 \right)}{(N+1)}
\end{aligned} \tag{4.20}$$

Comme dans 3.15, la variance de $Z_{k,p}$ peut être estimée en évaluant la variance de $b_{k,p}\psi + \gamma_{k,p}$, où

$$Var [\psi] = M \left(|g_1|^4 + |g_2|^4 \right) Var [c_k^2] = \frac{N^2 E_b^2 \left(|g_1|^4 + |g_2|^4 \right)}{2M(N+1)^2} \tag{4.21}$$

Si $g_1 = a + jb$ et $g_2 = c + jd$ et sachant que le bruit a une variance de $\frac{N_0}{2}$ pour sa partie imaginaire et réelle, nous obtenons

$$Var [\gamma_{k,p}] = \frac{E_b^2 N^2 \left((N-1) \left(|g_1|^4 + |g_2|^4 \right) + 2N(ac + bd)^2 \right)}{(N+1)^2 M} + \frac{NN_0 E_b \left(|g_1|^2 + |g_2|^2 \right)}{2} + \frac{MN_0^2}{2} \tag{4.22}$$

$$\begin{aligned}
TEB_{2-Ray} (g_1, g_2) &= P(\psi + \gamma_{k,p} > A) \\
&= 0.5 \operatorname{erfc} \left[\left(\frac{(2N-1) \left(|g_1|^4 + |g_2|^4 \right) + 4N(ac + bd)^2}{M \left(|g_1|^2 + |g_2|^2 \right)^2} + \frac{N_0 (N+1)^2}{NE_b \left(|g_1|^2 + |g_2|^2 \right)} + \frac{MN_0^2 (N+1)^2}{N^2 E_b^2 \left(|g_1|^2 + |g_2|^2 \right)^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \right]
\end{aligned} \tag{4.23}$$

L'équation 4.23 donne le TEB instantané du système VHE-DCSK dans le cas d'un canal *two-ray Rayleigh fading* pour des gains donnés g_1 et g_2 .

Le premier terme de 4.23 peut être écrit comme suit

$$\begin{aligned}
\frac{(2N-1)\left(|g_1|^4 + |g_2|^4\right) + 4N(ac+bd)^2}{M\left(|g_1|^2 + |g_2|^2\right)^2} &= \frac{(2N-1)\left(|g_1|^2 + |g_2|^2\right)^2}{M\left(|g_1|^2 + |g_2|^2\right)^2} + \frac{2(a^2 + b^2)(c^2 + d^2)}{M\left(|g_1|^2 + |g_2|^2\right)^2} \\
&\quad - \frac{4N(ad-bc)^2}{M\left(|g_1|^2 + |g_2|^2\right)^2} \\
&\approx \frac{2N-1}{M}
\end{aligned} \tag{4.24}$$

Etant donné que les valeurs de M sont grandes, le second et le dernier terme de 4.24 peuvent être négligés. Après simplification, nous obtenons

$$\begin{aligned}
TEB_{2-Ray}(g_1, g_2) &= 0.5\text{erfc} \left[\left(\frac{2N-1}{M} + \frac{N_0(N+1)^2}{NE_b\left(|g_1|^2 + |g_2|^2\right)} + \frac{MN_0^2(N+1)^2}{N^2E_b^2\left(|g_1|^2 + |g_2|^2\right)^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \right] \\
&= 0.5\text{erfc} \left[\left(\frac{2N-1}{M} + \frac{(N+1)^2}{N\lambda_b} + \frac{M(N+1)^2}{N^2\lambda_b^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \right] \\
&= TEB(\lambda_b)
\end{aligned} \tag{4.25}$$

$$\text{où } \lambda_b = \frac{E_b(|g_1|^2 + |g_2|^2)}{N_0} = \lambda_1 + \lambda_2, \lambda_1 = \frac{Eb|g_1|^2}{N_0} \text{ et } \lambda_2 = \frac{Eb|g_2|^2}{N_0}.$$

λ_b suit une loi du χ^2 (Chi-square random variable) à deux degrés de liberté. Conformément à [96], la fonction de densité de probabilité de λ_b est

$$f(\lambda_b) = \begin{cases} \frac{\lambda_b}{\lambda_1} e^{-\lambda_b/\lambda_1}, & E\left[|g_1|^2\right] = E\left[|g_2|^2\right] \\ \frac{1}{\lambda_1 - \lambda_2} \left(e^{-\lambda_b/\lambda_1} - e^{-\lambda_b/\lambda_2} \right), & E\left[|g_1|^2\right] \neq E\left[|g_2|^2\right] \end{cases} \tag{4.26}$$

Le TEB moyen est égal à la moyenne de 4.25 calculée pour toutes les valeurs possibles de λ_b

$$\overline{TEB}_{2-Ray} = \int_0^\infty TEB(\lambda_b) f(\lambda_b) d\lambda_b \tag{4.27}$$

L'intégration analytique de l'équation 4.27 est difficile, nous utiliserons donc une intégration numérique de 4.27 dans la suite du chapitre.

4.4 Résultats de simulation du système VHE-DCSK dans un canal de Rayleigh sélectif en fréquence

Notre objectif maintenant est d'analyser les performances du système proposé dans le cas d'un canal *two-ray Rayleigh fading*. Le tableau suivant permet de regrouper tous les paramètres variables des simulations. *Nb.chemins*, *IC*, *Nb.time_slots*, *Nb.bits*, *SNR* et *Fig Nb* ont toujours la même définition (voir section 3.5). Afin d'avoir un meilleur rendu et étant donné que certains paramètres restent inchangés durant toutes les simulations, nous avons préféré les ôter du tableau. Ces paramètres sont: $M = 100$, $IC = 0.01$ et $\tau = 2$.

| <i>Nb.chemins</i> | $E[g_1 ^2]$ | $E[g_2 ^2]$ | <i>N</i> | <i>Nb.time_slots</i> | <i>Nb.bits</i> | <i>SNR</i> | <i>Fig Nb</i> |
|-------------------|--------------|--------------|----------|----------------------|----------------|------------|---------------|
| 2 | 1/2 | 1/2 | 4 | 150000 | 300000 | variable | Figure 4-6 |
| 2 | 10/11 | 1/11 | 4 | 150000 | 300000 | variable | Figure 4-6 |
| 1 | 1 | 0 | 4 | 150000 | 300000 | variable | Figure 4-6 |
| 2 | 1/2 | 1/2 | 1 | 150000 | 75000 | variable | Figure 4-7 |
| 2 | 1/2 | 1/2 | 2 | 150000 | 150000 | variable | Figure 4-7 |
| 2 | 1/2 | 1/2 | 4 | 150000 | 300000 | variable | Figure 4-7 |
| 2 | 1/2 | 1/2 | 8 | 150000 | 600000 | variable | Figure 4-7 |
| 2 | 1/2 | 1/2 | 16 | 150000 | 1200000 | variable | Figure 4-7 |

Comme montré sur le tableau précédent, les simulations dont les résultats sont représentés sur la figure 4-6 sont réalisées pour différents gains associés aux deux trajets. Nous distinguons les cas suivants

- Cas I: La puissance moyenne du gain associé au premier trajet est égale à la puissance moyenne du gain associé au second trajet $E[|g_1|^2] = E[|g_2|^2] = \frac{1}{2}$.

- Cas II: La puissance moyenne du gain associé au premier trajet est 10dB au dessus de la puissance moyenne du gain associé au second trajet $E[|g_1|^2] = \frac{10}{11} E[|g_2|^2] = \frac{1}{11}$.

- Cas III: $E[|g_1|^2] = 1 E[|g_2|^2] = 0$.

La figure 4-6 représente les performances en TEB théoriques (équation 4.27 intégrés numériquement) et simulées (simulation de Monte Carlo) en fonction du SNR. Pour les résultats analytiques, une intégration numérique est faite après estimation de l'histogramme de la fonction de densité de probabilité de la variable λ_b . Premièrement, il est possible de constater à partir de la figure 4-6

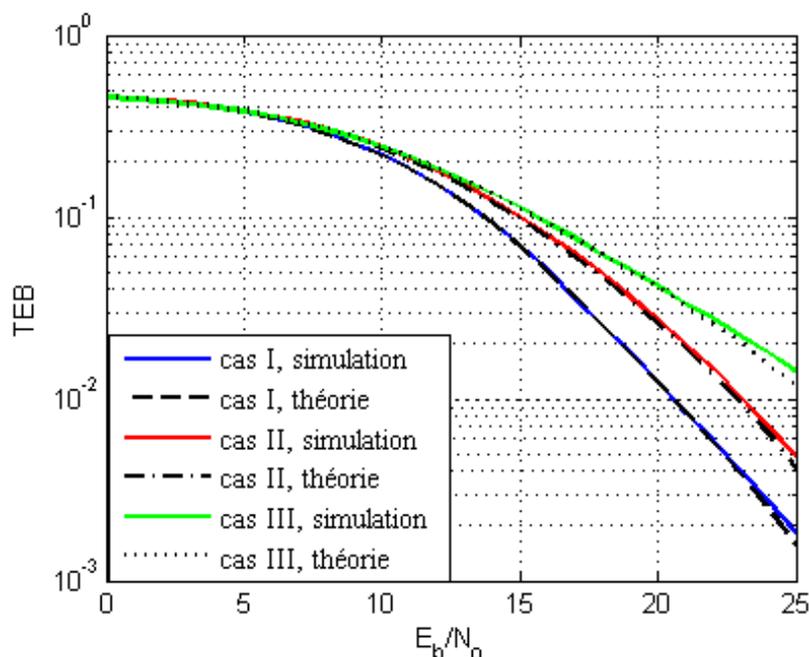


Fig 4-6: Performances en TEB du système VHE-DCSK ($N = 4$) dans un canal *two-ray Rayleigh fading* ($M = 100$, $\tau = 2$)

que l'expression analytique est en bonne adéquation avec les résultats des simulations. Celle-ci est valable pour de petites valeurs de τ . En effet, si τ est très petit comparé à la période symbole $2M$, le premier terme de l'équation 4.16, représentant les interférences intersymboles (ISI), peut être négligé et l'équation 4.17 peut être utilisée.

La pente du TEB varie d'un cas à l'autre. Pour le cas III, nous avons une pente de un ($TEB \approx 1/SNR^1$), celle-ci correspond à une décroissance typique du TEB dans un canal de Rayleigh. La probabilité d'erreur décroît de 10^{-1} pour une augmentation de 10dB en E_b/N_0 (à 25dB, le TEB est de 2×10^{-2} et à 15dB, le TEB est de 2×10^{-1} approximativement). Dans ce cas la diversité est d'ordre 1.

Pour le cas I, le récepteur reçoit deux versions d'un même signal avec une même puissance moyenne. Par conséquent, chaque trajet contribue significativement à la décision. Dans ce cas, nous avons une diversité d'ordre 2 ($TEB \approx 1/SNR^2$). Cela peut être aisément observé au niveau de la figure 4-6, où la probabilité d'erreur décroît de 10^{-2} pour une augmentation de 10dB en E_b/N_0 (à 25dB, nous avons un TEB de 2×10^{-3} et à 15dB, nous avons un TEB de 7×10^{-2}). Pour le cas II, où nous avons un trajet prédominant, les performances en TEB sont intermédiaire entre celles

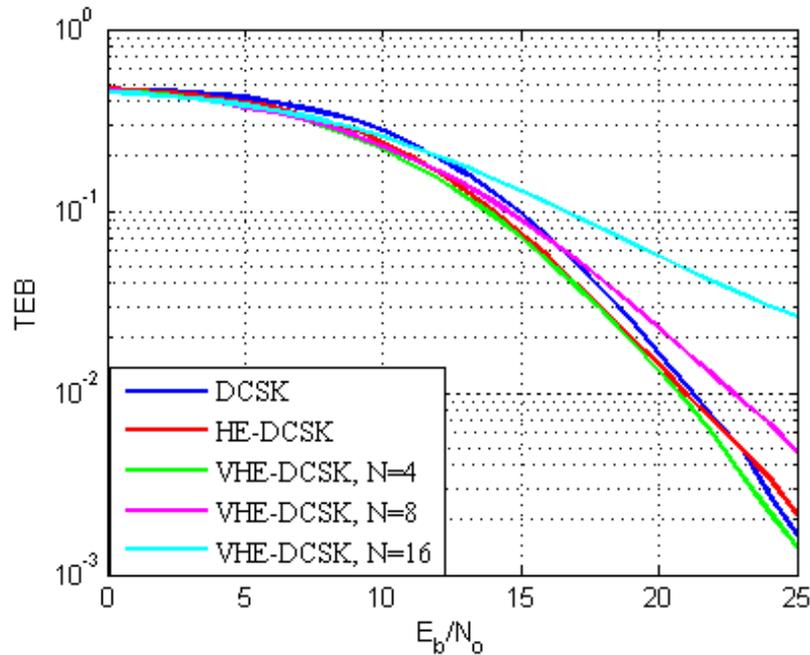


Fig 4-7: Performances en TEB du système VHE-DCSK pour différentes valeurs de N dans un canal *two-ray Rayleigh fading* à puissances moyennes similaires ($M = 100$, $\tau = 2$).

obtenues pour le cas I et le cas III. A partir des résultats obtenus, nous pouvons dire que le fait d'augmenter la diversité permet de combattre les effets du canal multi trajets à évanouissement de Rayleigh comme montré dans [76] et [77] pour le système DCSK.

La figure 4-7, présente les performances en TEB simulées du système VHE-DCSK obtenues pour différentes efficacités spectrales ($N = 1, 2, 4, 8, 16$) dans le cas du canal *two-ray Rayleigh fading*. Pour ces simulations, nous avons associé aux deux trajets des gains à puissance moyenne égales (Cas1) et un retard de $2 \times T_e$ entre les deux trajets. Rappelons que dans le cas d'un canal BBAG (Figure 3-7), augmenter la valeur de N impliquait une importante pénalité en TEB (pour $N = 8$ et pour un TEB de 10^{-2} , le système VHE-DCSK montrait une dégradation de 4dB en SNR par rapport au système DCSK). Dans le cas du canal *two-ray Rayleigh fading*, si nous observons attentivement toutes les courbes obtenues (figure 4-7) pour $N = 1, 2, 4, 8$, nous remarquons que les performances en TEB sont très rapprochées (un écart maximum de 2dB existe entre les courbes pour un TEB de 10^{-2}). Cela peut être expliqué par le fait que le canal de Rayleigh réduit les écarts en TEB observés dans un canal BBAG. De plus, nous pouvons observer, d'après les différentes courbes de TEB, que la pente est de $1/SNR^2$ puisque nous sommes dans le cas d'une diversité

d'ordre 2.

4.5 Conclusion

Après une introduction sur les concepts de base des canaux de propagation radio-mobiles, nous avons étudié les performances de notre système dans le cas du canal très largement étudié *two ray Rayleigh fading*. L'expression analytique a été calculée dans un tel canal en utilisant la méthode d'approximation Gaussienne. Les performances en TEB, analytiques et simulées, sont en très bonne adéquation. Les simulations ont aussi révélé qu'accroître la diversité, en l'occurrence le nombre de trajets, permettait d'améliorer le taux d'erreur binaire et de contrer les effets de ce type de canal de propagation. Aussi, lors des simulations pour différentes efficacités spectrales, nous avons pu constater qu'avec ce type de canal, l'écart en TEB observé dans le cas d'un canal BBAG pour différentes valeurs de N était sensiblement réduit.

Conclusion générale et perspectives

Dans ce travail, nous nous sommes focalisé sur l'étude des systèmes de transmission basés sur le chaos. Notre contribution dans ce domaine se résume aux points suivants:

- Proposition du nouveau système de modulation et de démodulation basé sur le chaos Very High Efficiency Differential Chaos Shift Keying (VHE-DCSK) et analyse de ses performances en taux d'erreur binaire dans un canal à bruit blanc additif Gaussien (BBAG) et dans le canal de Rayleigh sélectif en fréquence Two ray Rayleigh fading channel.

- Proposition de trois variantes au système VHE-DCSK.

Avant d'évoquer les résultats les plus pertinents de ces contributions, qui ont fait l'objet du chapitre III et IV, rappelons tout d'abord les points les plus importants des deux premiers chapitres.

Le premier chapitre était consacré principalement à l'introduction des principes de l'étalement de spectre. Nous avons accordé toute notre attention à la technique d'étalement par séquence directe. L'étude des propriétés d'autocorrélation et de densité spectrale de puissance d'une séquence NRZ purement aléatoire, d'une séquence NRZ pseudo-aléatoire et d'une séquence NRZ-chaos, nous a permis de constater que, mis à part le caractère déterministe, la séquence NRZ-chaos présentait toutes les propriétés d'une séquence purement aléatoire, dont l'apparence du bruit, une autocorrélation nulle pour des décalages non nuls et surtout l'apériodicité qui constitue l'un des principaux atouts par rapport à une séquences NRZ pseudo-aléatoire. De plus, une étude du taux d'erreur binaire nous a permis de constater que, l'utilisation d'une séquence NRZ-chaos pour l'étalement de spectre dans un système à étalement de spectre par séquence directe DS-SS classique ne réduisait en rien ses performances.

Dans le chapitre II, nous avons décrit brièvement ou évoqué tous les systèmes de transmission basés sur le chaos qu'il nous a été donné de comprendre ou d'étudier d'une manière plus approfondie durant tout notre travail. Nous les avons classé en deux catégories: systèmes de transmission à récepteurs cohérents et systèmes de transmission à récepteurs non cohérents. Nous avons également

mis en lumière les avantages, les inconvénients et l'apport de chaque système par rapport aux autres. Les expressions des taux d'erreur binaire pour certains systèmes très largement étudiés actuellement ont été rappelés. Une comparaison des performances de quelques systèmes, que nous avons jugé pertinents, nous a permis de constater que le système High Efficiency Differential Chaos Shift Keying (HE-DCSK) était le plus performant. En nous basant sur ce résultat, nous avons proposé par la suite le système que nous avons nommé VHE-DCSK. Celui-ci est considéré comme une généralisation du système HE-DCSK et par conséquent du système DCSK à un nombre quelconque (N) de bits transmis par trame. Ceci nous a permis d'accroître considérablement l'efficacité spectrale par rapport à celle obtenue par les systèmes HE-DCSK et DCSK, au prix d'une légère dégradation du taux d'erreur binaire. La description détaillée de cette nouvelle contribution ainsi que le calcul du taux d'erreur binaire dans un canal BBAG a fait l'objet de la première partie du chapitre III. Le tracé des courbes pour différentes valeurs de N , nous a permis de constater que plus grande est la valeur de N , plus importantes sont les interférences. Dans la seconde partie du chapitre III, nous avons proposé trois variantes au système VHE-DCSK dans le but de réduire les interférences et de le rendre plus robuste face à un canal à évanouissement rapide. Pour chaque variante, nous avons adopté une méthode différente de multiplexage des bits transmis sur un même time slot. Il nous a été donné de constater que la première variante, nommée VHE-DCSK-WH, qui se basait sur l'utilisation de N codes de Walsh Hadamard combinés à une séquence chaotique quantifiée était la plus performante de toutes en terme de taux d'erreur binaire, elle permettait donc de réduire au mieux les interférences. Cependant, la troisième approche ou variante qui était basée sur l'utilisation de N séquences chaotiques permutées a permis d'accroître la sécurité du système VHE-DCSK.

Dans le quatrième chapitre, nous avons étudié les performances de notre système dans le cas du canal de Rayleigh sélectif en fréquence 'Two ray Rayleigh fading channel'. Ainsi, augmenter le nombre de trajets du canal, et par conséquent sa diversité, permettait d'améliorer le taux d'erreur binaire du système proposé.

En conclusion, nous pouvons dire que le nouveau système proposé permet d'augmenter l'efficacité spectrale des systèmes HE-DCSK et DCSK et d'accroître leur sécurité. En effet, une séquence chaotique n'est jamais retransmise une seconde fois.

Quelques perspectives à l'issue de ces travaux peuvent être envisagées:

- Comparaison des performances en taux d'erreur binaire des systèmes VHE-DCSK et VHE-DCSK-WH dans le cas d'un canal à évanouissement rapide (prise en compte du Doppler).

- Analyse des performances en taux d'erreur binaire du système VHE-DCSK sur des canaux autres que le canal BBAG et Rayleigh, tels que: Rice, Nakagami...etc.
- Associer le système VHE-DCSK au système OFDM afin de palier les effets d'un canal multi-trajets.
- Etudier les avantages et les inconvénients du système VHE-DCSK par rapport à d'autres systèmes comparables en terme d'efficacité spectrale (HCS-DCSK1, HCS-DCSK2,...etc).

Contributions

Journaux avec comité de lecture et indexés par Thomson et scopus:

F. Taleb, F.T. Bendimerad, D. Roviras, "Very high efficiency differential chaos shift keying system," *IET Communications*, vol. 10 no. 17, pp. 2300-2307, July. 2016.

DOI: 10.1049/iet-com.2016.0411. (Impact Factor: 0.624).

Print ISSN 1751-8628, Online ISSN 1751-8636.

Conférence Internationale avec comité de lecture :

1- F. Taleb, D. Roviras, F.T. Bendimerad, "Very High Efficiency Differential Chaos Shift Keying System with Walsh Hadamard codes," 5th International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS 2016), Marrakech, Marocco, September 2016.

2- F. Taleb, D. Roviras, F.T. Bendimerad, "Performances comparison of spreading sequences for very high efficiency DCSK system," IEEE International Symposium on Circuits & Systems (ISCAS 2017), Baltimore, USA, May 2017. (Soumis)

3- F. Taleb, "A New Chaos Based Image Encryption Scheme Using Chaotic Logistic Maps ," 4th International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS 2016), Marrakech, Marocco, April 2014, pp. 1222-1228.

DOI: 10.1109/ICMCS.2014.6911165.

Bibliographie

- [1] G. Mazzini and R. Rovatti, "Interference in DS-CDMA systems with exponentially vanishing autocorrelations: chaos-based spreading is optimal," *Electronics Letters*, vol 34, no. 20, pp. 1911-1913, Oct. 1998.
- [2] G. Mazzini and R. Rovatti, G. Setti, "Interference minimisation by autocorrelation shaping in asynchronous DS-CDMA systems: chaos-based spreading is nearly optimal," *Electronics Letters*, vol. 35, no. 13, pp. 1054-1055, Jun. 1999.
- [3] U. Parlitz, L. O. chua, L. Kocarev, K. S. Halle, and A. Shang, "Transmission of digital signals by chaotic synchronisation," *International Journal of Bifurcation and Chaos*, vol. 2, no. 4, pp. 973-977, Nov. 1992.
- [4] H. Dedieu, M. P. Kennedy, and M. Hasler, "Chaos shift keying: modulation and demodulation of a chaotic carrier using self-synchronisation chua's circuit," *IEEE Trans. Circuit and Systems*, vol.40, no. 10, pp. 634-642, Oct. 1993.
- [5] G. Kolumbán, M.P. Kenedy, and L.O. Chua, "The role of synchronisation in digital communication using chaos-part II: Chaotic modulation and chaotic synchronisation," *IEEE Transaction on Circuits and systems*, vol. 45, no. 11, pp. 1129-1140, Nov. 1998.
- [6] M. Sushchik, L. S. Tsimring, and A.R. Volkovskii, "Performance Analysis of Correlation-Based Communication Schemes Utilizing Chaos," *IEEE Transaction on Circuits and System. I, Fundam. Theory Appl.*, vol. 47, no. 12, pp. 1684-1691, Dec. 2000.
- [7] G. Kolumbán, G. K. Vizvari, W. Schwarz, and A. Abel, " Differential chaos shift keying: A robust coding for chaos communication," In proceedings International Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems, Seville, Spain, 1996, pp. 92-97.

- [8] G. Kolumbán, M.P. Kenedy, and G. Kis, "Performance improvement of chaotic communication system," Proc. European Conf. Circuit Theory Design, Budapest, Hungary, 1997, pp. 191-196.
- [9] H. Yang and G.P. Jiang, "High-efficiency differential chaos shift keying scheme for chaos-based noncoherent communication," *IEEE Trans. Circuits Syst. II: Express Briefs*, vol. 59, no. 5, pp. 312-316, May. 2012.
- [10] M.B. Luca, Apports du chaos et des estimateurs d'états pour la transmission sécurisée de l'information (ph.D. dissertation), Université de Bretagne Occidentale, Brest, FRANCE, 2006.
- [11] Y. Gagou, Cours de Traitement de Signal, Université de Picardie Jules Verne, Master II, 2008-2009.
- [12] C. Jutten, Théorie du signal, Université Joseph Fourier - Polytech' Grenoble, Novembre 2009.
- [13] Iryna Andriyanova, Introduction aux Communication Numériques, Université de Cergy-Pontoise, Mars 2012.
- [14] Mathuranathan Viswanathan, Simulation-of-digital-communication-systems-using-matlab, 2nd ed., Mathuranathan Viswanathan at Gaussianwaves, 2013.
- [15] M. Joindot, A. Glavieux, Introduction aux communications numériques cours et exercices corrigés, Dunod, Paris, 2007.
- [16] B. W. Pennebarker and J.L. Mitchell, JPEG still image data compression standard, Eighth Edition, Kluwer Academic Publishers, 1993.
- [17] P. K. Cahier, Techniques de compression video des standards MPEG (Travail d'Etude), Université Sophia Antipolis, 2003-2004.
- [18] T.A. Welch, "High speed data compression and decompression apparatus and method," Google Patents. N.p., n.d. Web. 27 Oct. 2015.
- [19] T.A. Welch, "A Technique for High-Performance Data Compression," *Computer*, vol. 17, no. 6, pp. 8-19, June 1984.
- [20] D.A. Huffman, Proceedings of the I.R.E., September 1952, pp. 1098-1102.
- [21] R.M. Fano, The transmission of information, Technical Report No. 65, Cambridge (Mass.), USA, Research Laboratory of Electronics at MIT, 1949.

- [22] R. A. Scholtz, "The origins of spread-spectrum communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 30, no. 5, pp. 822-854, May. 1982.
- [23] R. L. Pickholtz, D. L. Schilling, and L. B. Milstein, "Theory of spread-spectrum communications: A tutorial," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 30, no. 5, pp. 855-884, May. 1982.
- [24] A. J. Viterbi, "Spread spectrum communications: Myths and realities," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 17, no. 3, pp.11-18, May. 1979.
- [25] J. S. Lee and L. E. Miller, CDMA systems engineering handbook. Artech House, 1998.
- [26] L. Dubreuil, Amélioration de l'étalement de spectre par l'utilisation de codes correcteurs d'erreurs, Université de Limoges, 11 octobre 2005.
- [27] B. Geller, A High Performance Radiosystem Against Indoor Multipath: Spread Spectrum Using a Saw Matched Filter, LERISS Laboratoire d'Études et Recherche en Instrumentation Signaux et Systèmes, vol. 12, no. 4, 1995.
- [28] M.V. Droogenbroeck, Analyse et conception des systèmes de télécommunications ELEN017-0, Université de Liège, Octobre 2008.
- [29] D. Roviras, Bases de traitement de signal ELE103 (Partie II), CNAM, 2012-2013.
- [30] M. Lamquin, Transmission numérique en bande de base, Faculté Polytechnique de Mons, Electromagnétisme et Télécommunication, 2007-2008.
- [31] D. Torrieri, Principles of spread spectrum communication systems, 3rd ed., Springer, 2005.
- [32] J.Y. Chouinard, Notes de cours Modulation numérique, Université LAVAL, 2011.
- [33] P. Stavroulakis, Chaos applications in telecommunications, Taylor and Francis Group, 2006.
- [34] D. Kaplan, L. Glass, Understanding nonlinear dynamics, Springer-Verlag New York, 1995.
- [35] F. Taleb, Générateur de nombres pseudo-aléatoires: Application à la cryptologie (Magister dissertation), Université Aboubakr Belkaïd Tlemcen, Juillet 2009.
- [36] V. Patidar, N. K. Pareek, and K. K. Sud, "Modified substitution–diffusion image cipher using chaotic standard and logistic maps," *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 15, no. 10, pp. 2755–2765, 2010.

- [37] V. Patidar, N. K. Pareek, and K. K. Sud, "A new substitution–diffusion based image cipher using chaotic standard and logistic maps," *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 14, no. 7, pp. 3056–3075, 2009.
- [38] A. Kumar and M. K. Ghose, "Extended substitution–diffusion based image cipher using chaotic standard map," *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 16, no. 1, pp. 372–382, 2010.
- [39] F. Taleb, "A New Chaos Based Image Encryption Scheme Using Chaotic Logistic Maps", IEEE 4th International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMSC'14), Marrakech, Morocco, Apr. 2014, pp. 1222-1228.
- [40] G. Heidari-Bateni and C.D. McGillem, "A chaotic direct-sequence spread spectrum communication system," *IEEE Transaction on Communication system*, vol. 42, no. 234, pp. 1524-1527, Apr. 1994.
- [41] V. Milanovic, K.M. Syed, and M. E. Zaghoul, "Combating noise and other channel distortions in chaotic communications," *International journal on Bifurcation and Chaos*, vol. 7, no. 1, pp. 215-225, Jan. 1997.
- [42] Kaddoum, G. : 'Wireless chaos-based communication systems: a comprehensive survey', *IEEE Access*, vol. 4, pp. 2621–2648, Jun. 2016.
- [43] G. Burel and C. Boudier, "Blind estimation of the pseudo-random sequence of a direct-sequence spread spectrum signal," IEEE 21st Century Military Communications Conference (IEEE-MILCOM'2000), Los Angeles, USA, Oct.2000, pp. 967-970.
- [44] M.K. Tsatsanis and G.B. Proakis, "Blind estimation of direct sequence spread spectrum signals in multipath," *IEEE Transaction on Signal Processing*, vol.45, no. 5, pp. 1241-1252, May. 1997.
- [45] N. Rahnama and S. Talebi, Performances comparison of chaotic sequences generated by two different classes of chaotic systems in chaos based direct sequence code division multiple access system. Communication, *IET Communications*, vol. 7, no. 10, pp. 1024-1031, Mar. 2013.
- [46] G.Setti, R. Rovatti, and G. Mazzini, "Performance of chaos based asynchronous DS-CDMA with different pulse shapes," *IEEE Communications Letters*, vol. 8, no. 7, pp. 416-418, July. 2004.

- [47] R. Rovatti, G. Mazzini, and G. Setti, "Interference bounds for DS-CDMA systems based on chaotic piecewise-affine Markov maps," *Circuits and systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 6, pp. 885-896, June. 2000.
- [48] S. Azou, C. Pistre, and G. Burel, "A chaotic direct sequence spread spectrum system for underwater communication," In Proc. IEEE-Oceans, Biloxi, USA, 2002, pp. 2409-2415.
- [49] S. Julier, J.Uhlmann, and H.F. Durrant-Whyte, "A new method for the nonlinear transformation of means and covariances in filters and estimator," *IEEE Transaction Automat. Contr*, vol.45, no. 3, pp. 477-482, March. 2000.
- [50] Y. Bar-Shalom and X.R. Li, Estimation and tracking principles Techniques and software, Artech house, 1993.
- [51] A.V. Oppenheim, G.W. Wornell, S.H. Isabelle, and K.M. Cuomo, "Signal processing in the context of chaotic signals," Proc. IEEE ICASSP-92, San Francisco, USA, 1992, pp. 117-120.
- [52] 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 Transaction on Circuits and Systems*, vol.40, no. 10, pp. 634-642, Oct. 1993.
- [53] J. Liu and Y. Zhang, "The application of chaotic masking and chaotic switching in communication," Machanic Automation and Control Engineering (MACE), Beijing, China, 2011, pp. 7781-7784.
- [54] Q. Ding and J. Pan, "The research of optimization parameter based on Lorenz chaotic masking secure communication," Prevasive Computing Signal Processing and Application (PCSPA), Habin, China, 2010, pp. 1136-1139.
- [55] G. Aromataris and V. Annovazzi-Lodi, "Enhancing privacy of chaotic communication by double masking," *IEEE journal of Quantum Electronics*, vol. 49, no. 11, pp. 955-959, Nov. 2013.
- [56] L. M. Pecora and T. L. Carroll, "Synchronisation in chaotic systems," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 64, no. 8, pp. 821-823, Feb. 1990.
- [57] L. M. Pecora, T. L. Carroll, G. A. Johnson, D. J. Mar, and J. F. Heagy, "Fundamentals of synchronisation in chaotic systems, concepts, and application," *Chaos*, vol. 7, no.4, pp. 520-543, Sep. 1997.

- [58] F.C.M. Lau and C.K. Tse, "Chaos-based digital communication systems," Germany: Springer Verlag, 2003.
- [59] G. Kaddoum, F. Gagnon, P. Chargé, and D. Roviras, "A generalized BER prediction method for differential chaos shift keying system through different communication channels," *Wireless Pers Commun*, vol. 64, no. 2, pp. 425-437, Dec. 2010.
- [60] Z. Zhou, J. Wang, and T. Zhou, "Performance of multiple-access communication over multipath channel with delay spread," *Circuits, Systems & Signal Processing*, vol. 27, no. 4, pp. 507-518, Aug. 2008.
- [61] G. Kaddoum, P. Chargé, D. Roviras, and D. Fournier Prunaret, "A methodology for bit error rate prediction in chaos-based communication systems," *Circuits, Systems and Signal Processing*, vol. 28, no. 6, pp. 925-944, Aug. 2009.
- [62] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1988.
- [63] F.C.M. Lau, K.Y. Cheong, and C.K. Tse, "Permutation-based DCSK and multiple-access DCSK systems," *IEEE Trans. Circuits Syst. I: Fundamental Theory and Application*, vol. 50, no. 6, pp. 733-742, June. 2003.
- [64] G. Zbigniew and M. G. Mario, "Quadrature chaos-shift keying: theory and performance analysis," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl. (1993-2003)*, vol. 48, no. 12, pp. 1510-1519, Dec. 2001.
- [65] G. Kaddoum, E. Soujeri, C. Arcila, and K. Eshteiwi, "I-DCSK: an improved noncoherent communication system architecture," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 62, no. 9, pp. 901-905, Sep. 2015.
- [66] H. Yang, G. P. Jiang, and J. Duan, "Phase-separated DCSK: a simple delay-component-free solution for chaotic communications," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 61, no. 12, pp. 967-971, 2014.
- [67] W. K. Xu and L. Wang, "A novel differential chaos shift keying modulation scheme," *Int. J. Bifurcation Chaos*, vol. 21, no. 3, pp. 799-814, Mar. 2011.

- [68] G. Kaddoum and F. Gagnon, "Design of a high-data-rate differential chaos shift keying system," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 59, no. 7, pp.448-452, Jul. 2012.
- [69] G. Cai, L. Wang, and T. Huang, "Channel capacity of M-ary differential chaos shift keying modulation over AWGN channel," ISCIT, Samui Island, Thailand, 2013, pp. 91-95.
- [70] P. Chen, L. Wang, and G. Chen, "DDCSK-Walsh coding: A reliable chaotic modulation-based transmission technique," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 59, no. 2, pp. 128-132, Feb. 2012.
- [71] N.N. Albassam, "A new hybrid DCSK-CDSK scheme for chaos based communication," 5th IEEE International Conference on Information and Communication Systems (ICICS'2014), Irbid, Jordan, April 2014, pp. 1-5.
- [72] G. Kaddoum, F. Gagnon, and F. D. Richardson, "Design of a secure multi-carrier DCSK system," ISWCS, Paris, France, 2012, pp. 964-968.
- [73] J. Nakad, "Allocation de ressources radio dans un réseau local sans fil (WLAN) de type OFDM," Université Libanaise et université Saint-Joseph, 2003.
- [74] G. Kaddoum, F. D. Richardson, and F. Gagnon, "Design and analysis of a multi-carrier differential chaos shift keying communication system," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 8, pp. 3281-3291, Aug. 2013.
- [75] Z. Zhou, J. Wang, and Y. Ye, " Exact BER analysis of differential chaos shift keying communication system in fading channel," *Wireless Personal Communications*, vol. 53, no. 2, pp. 299-310, Apr. 2010.
- [76] G. Kaddoum, M. Vu, and F. Gagnon, "Performance analysis of differential chaotic shift keying communications in MIMO systems," ISCAS, Rio de Janeiro, Brazil, 2011, pp.1580-1583.
- [77] N. You, B. Yi, and S. Wang, "Theoretical noise performance of SIMO-DCSK communication schemes," ISWTA, Kuching, Malaysia, 2013, pp. 134-137.
- [78] W. Xu, L. Wang, and G. Chen, "Performanc of DCSK cooperative communication system over multipath fading channels," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 58, no. 1, pp. 196-204, Jan. 2011.

- [79] S. Kim, J. Bok, and H-G. Ryu, "Performance evaluation of DCSK system with chaotic maps," ICOIN, Bangkok, Thailand, 2013, pp. 556-559.
- [80] C. H. Jin and H. G. Ryu, "Design of chaotic CDSK modulation system using different chaotic maps," ICACT, Rajampet, Andhra Pradesh, India, 2013, pp.222-226.
- [81] G. Kolumbán, M.P. Keneddy, G. Kis, and Z. Jako, "FM-DCSK: A novel method for chaotic communications," IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'98), Monterey, C A, pp.477-480, 1998.
- [82] L. Ning and X. Junyang , " Noise performance of a new FM-DCSK communication system," Signal Processing, Communication and Computing ICSPCC'2013, KunMing, China, pp. 1-6, Aug 2013.
- [83] M.P. Keneddy, G. Kolumbán, G. Kis, and Z. Jako, " Performance evaluation of FM-DCSK modulation in multipath environments," *IEEE Transactions and Systems*, vol. 47, no. 12, pp. 1702-1711, Dec. 2000.
- [84] Y. Xia, C.K. Tse, F.C.M Lau, and G. Kolumbán, "Performance of frequency-modulated differential chaos-shift-keying communication system over multipath fading channels with delay spread," *International Journal of Bifurcation and Chaos*, vol.15, no. 12, pp.4027-4033, Dec. 2005.
- [85] Q.Ding and J.N. Wang, "Design of frequency-modulated correlation delay shift keying chaotic communication system," *IET Communications*, vol. 5, no. 7, pp. 901-905, July. 2010.
- [86] H. Yang and G.P. Jiang, "Reference-modulated DCSK: a novel chaotic communication scheme," *IEEE Trans. Circuits Syst. II: Express Briefs*, vol. 60, no. 4, pp. 232-236, April. 2013.
- [87] F. Taleb, F.T. Bendimerad, and D. Roviras, "Very high efficiency differential chaos shift keying system," *IET Communications*, vol. 10, no. 17, pp. 2300-2307, July. 2016.
- [88] W. M. Tam, F. C. M. Lau, and C. K. Tse, "Generalized correlation-delay-shift-keying scheme for noncoherent chaos-based communication systems," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 53, no. 3, pp. 712-721, Mar. 2006.

- [89] G. Kaddoum, P. Chargé, D. Roviras, and D.F. Prunaret, "Performance analysis of differential chaos shift keying over an AWGN channel," ACTEA, Zouk Mosbeh, Lebanon, 2009, pp. 255-258.
- [90] F. Taleb, D. Roviras, and F.T. Bendimerad, "Very High Efficiency Differential Chaos Shift Keying System with Walsh Hadamard codes," 5th International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS'16), Marrakech, Marocco, Sep. 2016.
- [91] F. Taleb, D. Roviras, and F.T. Bendimerad, "Performances comparison of spreading sequences in the very high efficiency DCSK system," IEEE International Symposium on Circuits & Systems (ISCAS 2017), Baltimore, USA, May 2017. (Soumis)
- [92] G. Tesserault, Modélisation multi-fréquences du canal de propagation (ph.D. dissertation), Université de Poitiers, Faculté des sciences fondamentales et appliquées, FRA, 2008.
- [93] A. Choumane, Synthèse d'un canal de propagation par système multi-antennes pour la caractérisation de terminaux mobiles à diversité (ph.D. dissertation), Université de Limoges, Faculté des sciences et techniques, FRA, 2011.
- [94] A. Belhouji, Etudes théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions MIMO-OFDM: Mesures actives en environnements réels et maîtrisés dans un contexte WiMAX (ph.D. dissertation), Université de Limoges, Faculté des sciences et techniques, FRA, 2009.
- [95] Jean-Marie Gorce, Wireless Communications (WCO), Département de Télécommunication services et usages, INSA, Lyon, 2011.
- [96] Y. Xia, C.K. Tse, and F.C.M. Lau, "Performance of differential chaos-shift-keying digital communication systems over multipath fading channel with delay spread," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol.51, no.12, pp. 680-684, Dec. 2004