

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique**  
**Université Mohamed Seddik Ben Yahia-Jijel**



**Faculté des Sciences et de la Technologie**  
**Département D'Electronique**

*Mémoire Présenté pour l'obtention du diplôme de*  
**Master en Electronique**

*Option*  
**Electronique et Systèmes de Communication**

***Application du chaos pour la génération des  
codes d'étalements***

**Proposé par : M. KEMIH Karim**

**Réalisé par : SALHI Mohamed Amine**  
**MELIT Housseem Eddine**

*Année universitaire : 2018/2019*

## *Remerciements*

*Nous sommes reconnaissants au Dieu pour la bonne santé et le bien-être qui nous a aidé à compléter ce travail.*

*Nous remercions messieurs les membres de jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer notre travail.*

*Nous tenons à exprimer notre sincère gratitude à notre encadreur Monsieur kemih Karim pour la qualité de son encadrement, son soutien, sa patience, ses conseils avisés, et ses directives précieuses pendant toute la durée de ce travail.*

*Nos sincères remerciements vont également à tous nos professeurs durant ces cinq années à l'université, pour leurs conseils, leur aide et leur soutien.*

*Enfin nous en profitons pour remercier tous nos collègues pour tout le plaisir que nous avons eu au cours des cinq dernières années.*

## *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail à tous Ma famille que je tiens à remercier.*

*J'exprime ma profonde gratitude à ma chère mère et mon cher frère de m'avoir soutenu non seulement durant ce travail mais tout au long de ma vie.*

*Salhi. M. Amine*

## *Dédicace*

*Avec un énorme plaisir et un cœur ouvert, je dédie ce modeste travail à ma très chère mère et mon très cher père à qui m'adresse au ciel les vœux les plus ardant pour la conservation de leur santé et de leur vie.*

*A mes frères, sœurs, camarades*

*A toute personne qui m'a encouragé de près ou de loin et m'aide dans mes études.*

*Melit Houssam Eddine*

## **Résumé**

Dans ce mémoire de fin d'études, nous étudions les séquences d'étalement de spectre dans un système de communication à accès multiple à répartition par les codes (Direct Sequence-code Division Multiple Access). Un nouveau code d'étalement à base du système chaotique de Lorenz est présenté. Le taux d'erreur par élément binaire du système proposé est comparé à celui obtenu sur ce même système utilisant des séquences de Hadamard et de Gold. Les résultats montrent que les séquences chaotiques permettant d'améliorer les performances du système en matière de nombre d'utilisateurs.

**Mots clés :** CDMA, séquence d'étalement, chaos, systèmes de Lorenz.

## **Abstract**

In the end dissertation, we study the spectrum spreading sequences in a multiple access communication system for code distribution (Direct Sequence-Code Division Multiple Access). A new spreading code based on the chaotic Lorenz system is presented. The error rate per binary element of the proposed system is compared with that obtained on the same system using Hadamard and Gold sequences. The results show that chaotic sequences to improve system performance in terms of number of users.

**Key words:** CDMA, spreading sequence, chaos, Lorenz systems.

## SOMMAIRE

|  |      |
|--|------|
| Table de matière.....  |      |
| Liste des abréviations.....  |      |
| Liste des figures.....   |      |
| Introduction générale.....   | (1)  |
| Chapitre 1 : Etat de l'art sur les transmissions CDMA                          |      |
| 1.1 Introduction.....  | (4)  |
| 1.2 L'accès multiple par répartition de codes CDMA.....                        | (6)  |
| 1.2.1 définition.....  | (6)  |
| 1.2.2 Principe de fonctionnement.....  | (6)  |
| 1.2.3 Les avantages du CDMA.....   | (9)  |
| 1.2.4 Inconvénients.....   | (11) |
| 1.2.5 Les caractéristiques du CDMA.....  | (12) |
| 1.2.6 Emetteur CDMA.....   | (12) |
| 1.2.7 Récepteur CDMA.....  | (13) |
| 1.3 Conclusion.....  | (16) |
| Chapitre 2 : Etat de l'art sur les codes d'étalements                          |      |
| 2.1 Introduction.....  | (19) |
| 2.2 Étalement de spectre.....  | (19) |
| 2.2.1 Définition.....  | (20) |
| 2.2.2 principes de l'étalements du spectre.....                                | (20) |
| 2.2.3 Propriétés de l'étalement de spectre.....                                | (23) |
| 2.3 Les codes d'étalement.....   | (24) |
| 2.3.1 Les caractéristiques des codes d'étalements.....                         | (25) |
| 2.3.2 Les différents codes d'étalements.....                                   | (26) |
| 2.4. Conclusion.....   | (36) |
| Chapitre 3 : Génération des codes d'étalement à Partir des systèmes chaotiques |      |
| 3.1 Introduction.....  | (40) |
| 3.2 définitions de système chaotique.....                                      | (41) |
| 3.3 Propriétés des systèmes chaotiques.....                                    | (42) |
| 3.4 Exposants de Lyapunov.....   | (43) |
| 3.5 Exemples de systèmes chaotiques.....                                       | (45) |
| 3.5.1 Exemples de systèmes à temps continu.....                                | (45) |
| 3.5.2 Exemples de systèmes à temps discret.....                                | (47) |
| 3.6 Génération des codes d'étalement à partir des systèmes chaotiques.....     | (48) |

|                                      |  |      |
|--------------------------------------|--|------|
| 3.7                                  | Exemple d'application des séquences d'étalement chaotiques pour la transmission d'un message binaire.....                              | (54) |
| 3.8                                  | Conclusion.....  | (56) |
| Chapitre 4 : résultats de simulation |  |      |
| 4.1                                  | Introduction.....  | (58) |
| 4.2                                  | Résultats de simulation et l'interprétation des performances du système DS-CDMA et comparaison entre quelque séquence d'étalement..... | (61) |
| 4.2.1                                | L'influence de rapport signal sur bruit.....   | (62) |
| 4.2.2                                | L'influence de nombre d'utilisateur.....   | (62) |
| 4.2.3                                | L'influence des conditions initiales (cas de code d'étalement chaotique) .....   | (64) |
| 4.3                                  | Conclusion.....  | (65) |
| Conclusion général.....              |  | (66) |

## **Liste des abréviations**

3G : Third generation (Troisième génération)

BER: Bit Error Rate

BPSK: Binary Phase Shift Keying

CAN : convertisseur analogique-numérique

CDMA : Code Division Multiple Access

Dsp : densité spectrale de puissance

DS-SS : direct sequence Spread Spectrum

DVB: Digital Video Broadcasting

EV-DO: Evolution-Data Optimized

FDMA: Frequency Division Multiple Access

FFH-CDMA: Fast Frequency Hopping-CDMA

FH: Frequency Hopping

GPS: Global Positioning System

GSM: Global System for Mobile communication.

LPD: Low Probability of Detection

MAI: Interferences d'accès Multiple

MC-CDMA: Multi Carrier-Code Division Multiple Access

OVSF: Orthogonal Variable Spreading Factor

PN: Pseudo-Noise

QPSK: Quadrature Phase Shift Keying

SFH CDMA: Slow Frequency Hopping-CDMA

TDMA: Time Division Multiple Access

TH-CDMA: Time Hopping CDMA

UMTS: Universal Mobile telecommunication System

## Liste des figures

### Chapitre 1

|  |      |
|--|------|
| Figure 1.1 : Répartition en temps et en fréquence des techniques TDMA, FDMA et CDMA... | (5)  |
| Figure 1.2: Le CDMA, accès multiple à répartition de codes.....                        | (6)  |
| Figure 1.3 : Principe d'utilisation des codes orthogonaux en CDMA.....                 | (7)  |
| Figure 1.4 : Différentes techniques CDMA.....  | (9)  |
| Figure 1.5 : Modèle de réception CDMA Cas du upLink.....                               | (14) |

### Chapitre 2

|   |      |
|---|------|
| Figure 2.1 : Transmission numérique classique : domaine spectral.....       | (21) |
| Figure 2.2 : Transmission numérique à spectre étalé : domaine spectral..... | (21) |
| Figure 2.3. Principe de l'étalement de spectre par séquence directe.....    | (23) |
| Figure 2.4 : Principe conceptuel de l'étalement de spectre.....             | (24) |
| Figure 2.5 : Générateur de séquences de Gold.....                           | (29) |
| Figure 2.6 : Un générateur de code de Gold à $2n=20$ étages.....            | (29) |
| Figure 2.7 : Schéma d'un générateur de code PN (7 3 0) .....                | (33) |
| Figure 2.8 : l'arbre générateur de code OVSF pour un facteur FE= 8.....     | (35) |

### Chapitre 3

|  |      |
|--|------|
| Figure 3.1 : Illustration de la propriété de sensibilité aux conditions initiales sur l'état $x_1$ ...                   | (43) |
| Figure 3.2 : Divergence de deux trajectoires dans le plan de phase.....  | (44) |
| Figure 3.3 : Attracteur de Lorenz.....   | (45) |
| Figure 3.4 : la première coordonnée $x$ .....  | (46) |
| Figure 3.5 : Attracteur de Rössler.....  | (46) |
| Figure 3.6 : la troisième coordonnée $z$ .....   | (47) |
| Figure 3.7 : Attracteur de Hénon.....  | (47) |
| Figure 3.8 : Attracteur chaotique d'Ikeda.....   | (48) |
| Figure 3.9 : réalisation sous Simulink du système chaotique Unifié.....  | (49) |
| Figure 3.10 : la réalisation de CAN au Simulink.....   | (50) |
| Figure 3.11 : résultats de la simulation du CAN cas du système de Lorenz .....   | (50) |
| Figure 3.12 : résultats de la simulation du CAN cas du système de Lu .....   | (51) |
| Figure 3.13 : résultats de la simulation du CAN cas du système de Chen .....   | (51) |
| Figure 3.14 : la représentation d'autocorrélation et d'intercorrélation des 3 états de système chaotiques de Lorenz..... | (52) |
| Figure 3.15 : présentation d'autocorrélations des 3 états du systèmes chaotiques de Lorenz...                            | (53) |



|   |      |
|---|------|
| Figure 3.16 : message à transmettre.....                                    | (54) |
| Figure 3.17 : le spectre de message à transmettre.....                      | (54) |
| Figure 3.18 : le code d'étalement chaotique.....                            | (54) |
| Figure 3.19 : le spectre de la séquence étalé.....                          | (55) |
| Figure 3.20 : message récupérer.....  | (55) |
| Chapitre 4  |      |
| Figure 4.1 : Réalisation sous Simulink de la transmission numérique.....    | (60) |
| Figure 4.2 : Générateur de code Walsh.....                                  | (60) |
| Figure 4.3 : générateur de code chaotique.....                              | (61) |
| Figure 4.4 : le taux d'erreur de transmission.....                          | (62) |
| Figure 4.5 : réalisation sous Simulink de la transmission pour $k=5$ .....  | (63) |
| Figure 4.6 : le taux d'erreur de transmission pour $K=5$ .....              | (63) |
| Figure 4.7 : le taux de transmission pour condition initial différente..... | (64) |

**Liste des Tableaux**

**Chapitre 2**

Tableau 2.1 : Exemple de 9 codes de Gold..... (29)

Tableau 2.2 : Liste des 9 codes principaux de Barker..... (36)

**Chapitre 4**

Tableau 4.1 : Les paramètres utilisés dans le système DS-CDMA..... (61)



---



# *Introduction générale*

---

Le rôle des télécommunications est de transmettre des informations entre différents utilisateurs et de leur permettre de dialoguer, depuis une dizaine d'années, les télécommunications sont en pleine expansion. Le nombre d'utilisateurs ne fait que croître et le type de données à transmettre n'arrête pas de se diversifier. Et ça nécessite donc d'augmenter toujours plus les capacités des systèmes des télécommunications, que ce soit en termes de nombre d'utilisateurs ou en débit des données, tout en minimisant les coûts. La capacité de ces systèmes est simultanément liée aux techniques d'accès multiple mises en place pour le partage des ressources entre les utilisateurs. [1]

Parmi les techniques d'accès multiple les plus utilisées on trouve : la technique d'accès multiple par répartition en fréquence (FDMA) où les utilisateurs se partagent le canal en fréquence, cette technique est marquée des plus anciennes : elle a été mise en œuvre depuis environ un siècle. Chaque utilisateur à qui on a alloué un canal de fréquence peut émettre et recevoir en continu, mais seulement dans la bande de fréquence qui lui est attribuée. À la réception, l'utilisation d'un filtre passe-bande sélectif est nécessaire pour démoduler le signal

qui correspond à un unique usager tout en évitant les interférences avec les signaux présents dans d'autres domaines fréquentiels.

Et la technique d'accès multiple par répartition de temps (TDMA) où les utilisateurs se partagent le canal en temps. Celui-ci on le découpe en intervalles de longueur fixe. Un émetteur n'émet pas d'une façon continue, mais uniquement à son propre intervalle de temps, et ceci de manière périodique.[2]

CDMA s'appuie sur le principe d'étalement de spectre pour élargir la bande passante et transmettre le signal avec un spectre plus large. Cela peut être accompli en multipliant le signal d'information par une séquence spécifique, dit code d'étalement (ou séquence d'étalement). Avec CDMA, le problème majeur dans l'opération d'étalement est de trouver la séquence efficace qui permettra de minimiser les interférences inter-utilisateurs et de réduire la complexité de génération.

De plus les différentes séquences d'étalements ont des différents inconvénients comme la faible orthogonalité des codes, la faible sécurité et le nombre d'utilisateurs est limité par la longueur de séquence. Ces inconvénients ont conduit les chercheurs à s'intéresser à une autre famille de codes, c'est la famille chaotique. L'utilisation du chaos pour générer les séquences d'étalement est une idée née après la réussite des concepts de synchronisation chaotique. [3]

Les communications ont toujours constitué un aspect important dans l'acquisition de nouvelles connaissances et l'essor de l'humanité. Le besoin d'être en mesure d'envoyer un message de façon sécuriser est aussi ancien que les communications elles-mêmes. La mise en place de telles technologies impose certaines exigences liées à leur protection contre les exploitations malveillantes visant à manipuler ou communiquer des informations sensibles. S'ajoutant à cela que la pratique des mécanismes de sécurité est devenue indispensable afin de sécuriser l'échange d'informations à travers les canaux de transmission. Ce qui nous amène à l'étude à l'utilisation de l'étalement de spectre par l'utilisation de générateurs de séquence chaotique.

Ce travail de fin d'études se compose de quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous allons parler sur la technique d'accès multiple CDMA basée sur l'étalement de spectre, cette technique est utilisée afin de permettre à un grand nombre d'utilisateurs de partager le canal alloué dans la manière la plus efficace. En précisant dans ce chapitre le principe ainsi que les avantages et inconvénients de la technique.

En second chapitre nous commencerons par l'étalement du spectre, son principe de fonctionnement et ses propriétés. Nous allons présenter aussi les différents codes d'étalements et les caractéristiques de chacun de ces codes.

Dans le troisième chapitre, nous examinerons les systèmes chaotiques et leurs caractéristiques avec quelques exemples de tels systèmes, ensuite, nous expliquerons comment générer des codes chaotiques à partir de ces systèmes avec un exemple d'application d'une séquence d'étalement chaotique pour une transmission d'un message binaire.

Le quatrième chapitre est consacré aux résultats de simulation, nous allons présenter les Performances de la technique DS-CDMA utilisant des différents codes d'étalements et des séquences d'étalements chaotiques.

Et on termine par une conclusion générale et quelques perspectives.

**CHAPITRE**

---

**1*****Etat de l'art sur les transmissions CDMA***

---

---

**1.1 Introduction**

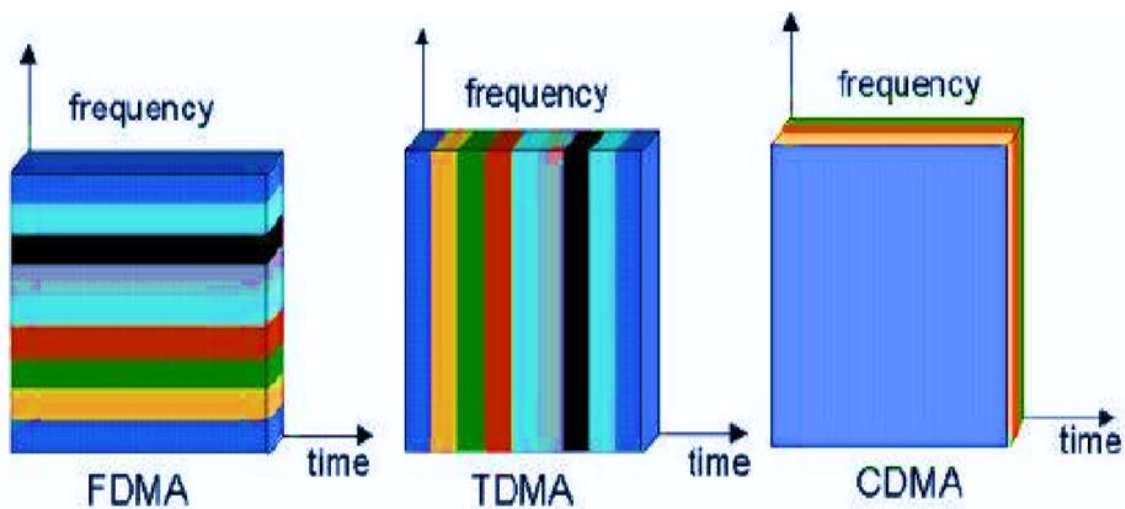
Les télécommunications font partie des technologies qui ont révolutionné notre mode de vie au vingtième siècle. Du télégraphe à l'Internet et au téléphone cellulaire, les progrès établis en la matière sont spectaculaires. Les informations transmises étaient tout d'abord codées en morse, puis des techniques de modulation et de codage analogiques ont permis de transmettre du son, puis des images. Ensuite la venue des techniques numériques a considérablement augmenté le débit et la qualité des informations à transmettre d'un point à un autre [4].

Les bases sur lesquelles repose le système CDMA seront étudiées. Comme cette technique à accès multiples n'est pas apparue soudainement, d'autres techniques à accès multiples telles que l'accès multiple par répartition en fréquence (FDMA : Frequency Division Multiple Access) et l'accès multiple par répartition en temps (TDMA : Time Division Multiple Access) ont mené à la naissance de celle-ci. Dans un premier temps, la technique FDMA, utilisée principalement dans les systèmes de première génération, alloue

à chaque utilisateur une bande de fréquence unique. Dans ces conditions, un seul utilisateur peut se servir du canal alloué pendant la période où la communication a lieu. Pour ce qui est d'un système TDMA, il s'appuie sur le principe où une même bande de fréquence est partagée par un certain nombre d'utilisateurs qui se voient attribuer un intervalle de temps unique. Dans un système TDMA plusieurs utilisateurs peuvent utiliser simultanément.

Une même bande de fréquence pendant une période donnée (par exemple, en GSM, jusqu' à 8 utilisateurs peuvent partager une même bande de fréquence de largeur 200kHz). [5-6]

En considérant ce qui a été dit ci-dessus à propos des systèmes FDMA et TDMA, on voit que leur capacité est limitée par la bande de fréquence allouée pour chacun des utilisateurs. Contrairement à ceux-ci, pour un système CDMA, c'est le niveau d'interférence dans le réseau qui limite sa capacité. Le CDMA est une technique à accès multiples qui permet à différents utilisateurs de communiquer simultanément dans une même bande de fréquence. Pour ce faire et afin de différencier les utilisateurs, un code est attribué à chacun d'entre eux et connu exclusivement de l'émetteur et du récepteur. [7]



**Figure 1.1** : Répartition en temps et en fréquence des techniques TDMA, FDMA et CDMA

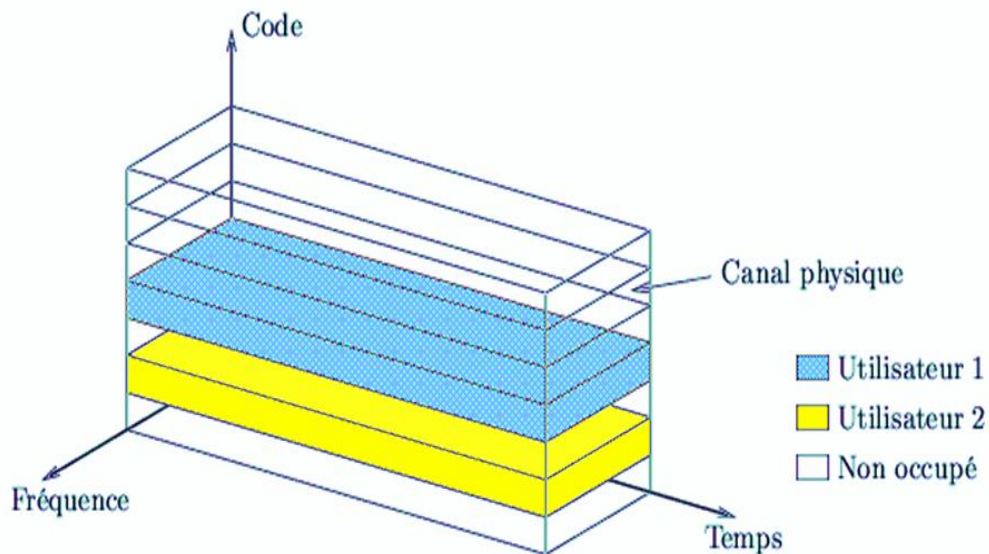
Dans ce chapitre, nous présentons, d'une façon générale, la technique d'accès multiple CDMA utilisées dans les systèmes de communications en donnant ses caractéristiques, types ainsi que ses avantages et inconvénients en référence aussi à sa émetteur et récepteur.



## I.2 L'accès multiple par répartition de codes CDMA

### I.2.1 Définition

Le CDMA est classé parmi les techniques d'accès multiple par étalement de spectre. En effet, comme nous allons le voir, chaque utilisateur peut émettre et recevoir tout le long de la bande de fréquence du canal de transmission. Le principe est le suivant : une clé (ou code) correspond à chaque utilisateur, à l'aide de cette clé son message est codé avant d'être émis [8].



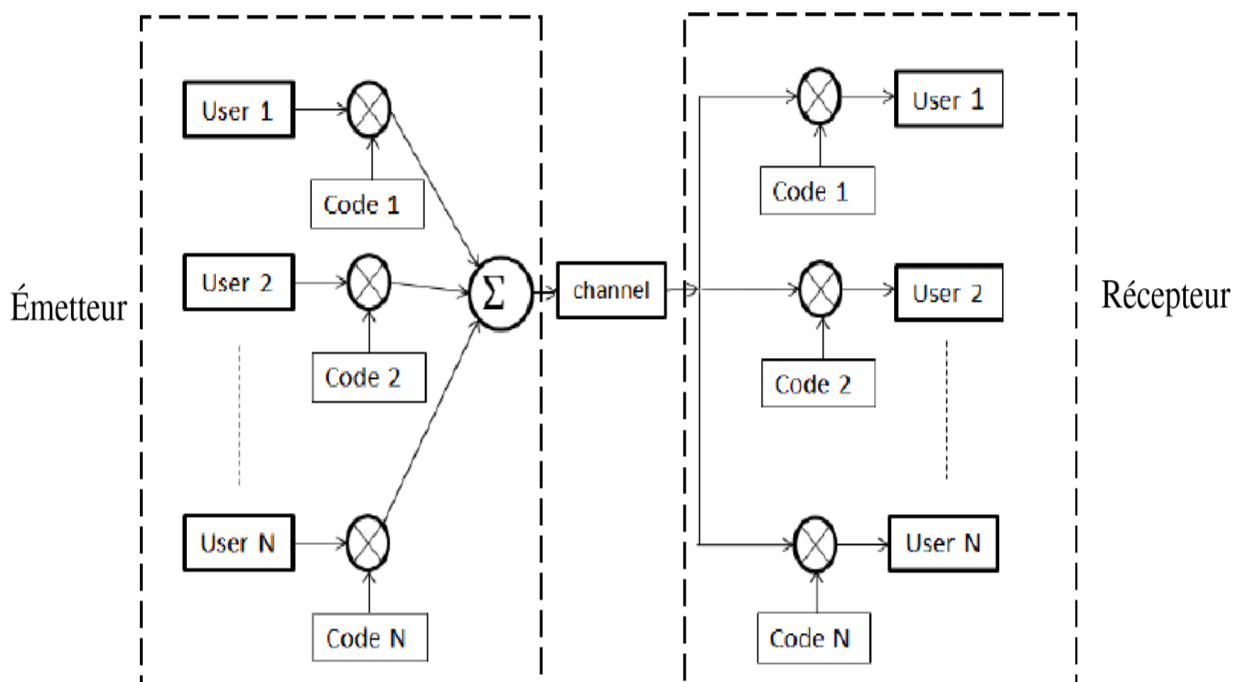
**Figure 1.2:** Le CDMA, accès multiple à répartition de codes

### I.2.2 Principe de fonctionnement

Pour une transmission numérique, c'est possible d'envisager de permettre à N voies d'effectuer la transmission de leur information d'une manière simultanée et sur la même bande passante.

Les usagers qui ont accès au système peuvent échanger de données en continu sur toute la bande de fréquence disponible. La distinction des N voies doit donc être effectuée par l'utilisation des codes orthogonaux entre eux (codes dont l'inter corrélation est nulle), on appelle les éléments de ces codes chips ou bribes.

On obtient ainsi un multiplexage de codes par "étalement de spectre" : chaque usager émet et reçoit à l'aide d'un code qui lui est propre, le code étale les données à transmettre. Le débit du code est supérieur à celui des données.



**Figure 1.3 :** Principe d'utilisation des codes orthogonaux en CDMA.

Chaque récepteur fait l'opération de corrélérer les signaux multiplexés qu'il reçoit avec la séquence convenue. De ce fait Il reconstitue donc les données qui lui sont destinées, la corrélation de tous les autres signaux résultant du multiplexage est nulle.

Les émissions résultantes aux autres utilisateurs sont considérées étant un pseudo-bruit à large bande [9].

Il existe deux principaux types de CDMA :

### 1) CDMA pure

#### a) FH-CDMA (Frequency Hop)

Dans la CDMA à saut de fréquence, on fait de l'évasion de fréquence : Les données ne sont pas émises sur une fréquence porteuse fixe, mais sur des fréquences différentes qui changent périodiquement. Ce changement est indiqué par le code d'étalement. Un exemple de l'utilisation civile de FH-CDMA est la norme du Bluetooth [10]. Ce système est similaire à un multiplexage fréquentiel dans lequel l'attribution des fréquences varierait rapidement.

On distingue des différents types de CDMA à saut de fréquence [10] :

- Le modèle de saut de fréquence est dit « lent » (Slow Frequency Hopping-CDMA :

SFH-CDMA), lorsque plusieurs séquences de codes sont émises à la même fréquence, et le changement de fréquence ne s'effectue qu'après plusieurs bits de données transmis.

- Le modèle de saut de fréquence est dit « rapide » (Fast Frequency Hopping-CDMA : FFH-CDMA), lorsque l'émission des chips d'un même code se fait sur plusieurs fréquences.

### **b) DS-CDMA (Direct Sequence)**

C'est à ce type de CDMA qu'on fait généralement appel quand on parle d'étalement de spectre, le message à transmettre est multiplié directement par un code de nature pseudo aléatoire (pseudo-noise séquence).

L'étalement de spectre du signal codé vient du fait que la fréquence du code est largement supérieure à la fréquence d'envoi des données.

### **c) CDMA à saut de temps**

CDMA à saut de temps (Time Hopping CDMA : TH-CDMA) est le résultat de l'association du CDMA au TDMA. Elle consiste à transmettre les chips qui composent la séquence de code sur différents time slots, la transmission de la séquence ne se faisant pas de manière continue [10].

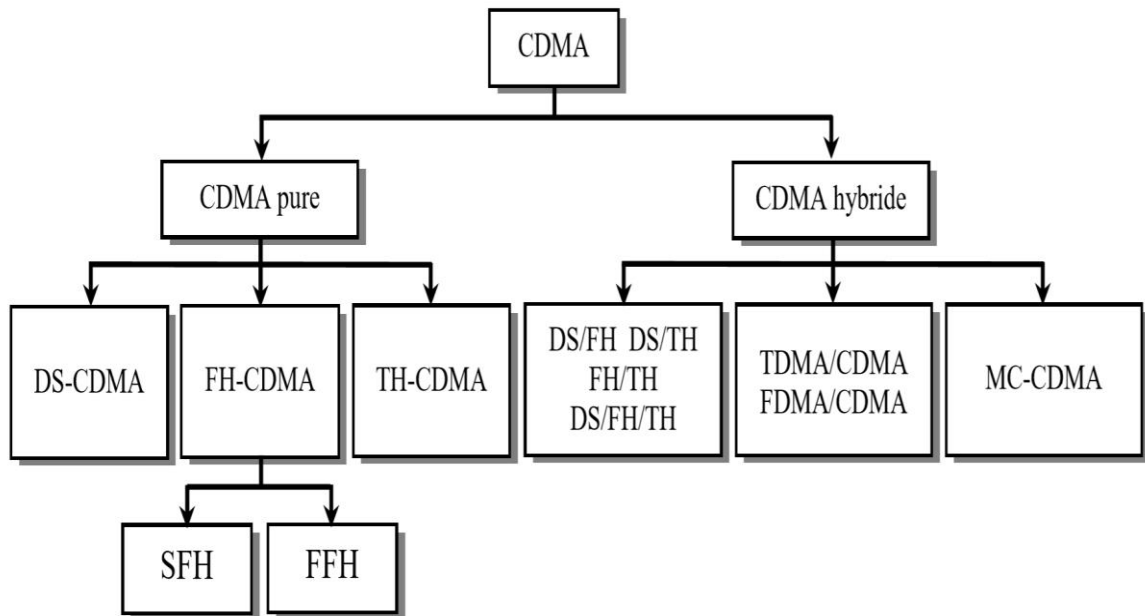
Cette technique est encore moins répandue que les deux précédentes (DS-CDMA ou FH-CDMA), parce qu'elle souffre des difficultés de sa mise en œuvre et du coût matériel associé à son émetteur.

## **2) CDMA hybride**

Il y a de nombreux types de régimes CDMA hybrides, qui peuvent être formés par diverses combinaisons de DS, FH et TH, ainsi que de la technique multi-porteuse (MC :

Multi-Carrier), comme le montre la figure 1.4. [10]. En plus on peut associer au CDMA, l'une des méthodes d'accès multiple, à savoir la TDMA ou la FDMA. Dans le cas du FDMA/CDMA, on affecte à chaque famille de codes une fréquence porteuse grâce à laquelle les utilisateurs peuvent émettre. Cette même famille de codes peut être réemployée sur toutes les fréquences porteuses disponibles. De la même manière, les systèmes TDMA/CDMA fonctionnent sur ce principe, en associant les spécificités du TDMA au CDMA.

Théoriquement, la capacité de multiplexage de ces techniques est largement supérieure à celle du CDMA classique, mais réellement, il est très difficile d'employer ces techniques à cause de la complexité des systèmes engendrés.



**Figure 1.4 :** Différentes techniques CDMA.

### I.2.3 Les avantages du CDMA

#### A) Résistance aux interférences avec Protection excellente contre le bruit et le piratage.

Historiquement, le CDMA est issu des programmes de recherche militaires qui avaient pour but de protéger les transmissions d'informations contre le brouillage, c'est littéralement une forme d'interférence volontaire.

Dans les applications civiles, la lutte contre un brouillage intentionnel n'est pas un critère déterminant dans le choix de la technologie de multiplexage. Cependant On cherche à immuniser le système de communication contre les interférences non intentionnelles : les interférences entre utilisateurs, les interférences liées à la propagation et le bruit additif. Le premier type d'interférences est bien toléré par le CDMA, par construction, puisque les codes employés sont faiblement corrélés. La résistance face au deuxième type d'interférences est également assurée.

#### B) Confidentialité (faible probabilité d'interception)

Concernant les applications militaires comme civiles, la confidentialité des informations transmises est un atout précieux dans un système de communication. Dans le cas du CDMA, le signal émis a des caractéristiques similaires à celles d'un bruit, et c'est dû à l'utilisation des codes pseudo-aléatoires.

Le spectre du signal est étalé uniformément sur une large bande : aucun pic en amplitude n'est détecté pour une fréquence donnée. Ceci permet de masquer la présence ou l'absence d'une communication. Et même en cas où l'on détecterait l'existence d'une communication, il est extrêmement difficile de l'intercepter si on n'a pas accès aux codes utilisés.

C'est l'une des raisons que cette méthode est utilisée par l'armée, ainsi que les opérateurs de téléphonie.

**C) Une flexibilité importante que les deux autres techniques (TDMA et FDMA).**

En situation d'utilisation intensive, un usager supplémentaire ne serait pas nécessairement bloqué. Mais bien sûr, son acceptation affectera la qualité de transmission des autres usagers.

**D) Meilleure gestion des ressources disponibles.**

Pour la CDMA, l'utilisation de séquences d'étalement comme codes permettant de distinguer les différents utilisateurs et donne plus d'avantage à exploiter simultanément l'ensemble de la bande de fréquence et les intervalles de temps. Les conditions posées sur l'orthogonalité des séquences de code permettent de réduire les interférences entre utilisateurs.

**E) La puissance des interférences peut être réduite en diminuant le taux de transmission de l'information vocale durant les périodes de silence.**

Cette particularité n'est pas exploitée avec les autres techniques.

**F) Multiplexage adapté aux systèmes cellulaires**

Les réseaux de téléphonie mobile actuels sont fondés sur le concept cellulaire. Une cellule correspond à une zone géographique délimitée dans laquelle les utilisateurs transitent tous par le même relais. Elle se pose deux problèmes : le premier concernant la réutilisation des fréquences et l'autre le passage d'utilisateur entre cellules. Concernant la réutilisation des fréquences, le CDMA dépasse le problème puisqu'il s'agit de codes et non plus de fréquences.

Il semblerait que le CDMA soit la méthode la plus performante parmi les méthodes d'accès multiple au niveau des zones de recouvrement des cellules. La qualité de transmission en CDMA n'est que faiblement affectée par les différences d'amplitude des signaux des différents utilisateurs. Ceci permet en pratique d'augmenter la taille des cellules. On réduit alors la fréquence de passage d'une cellule à l'autre (pour des utilisateurs en mouvement) et on réduit d'autant les risques de décrochage [8].

**K) Une faible consommation**

La technique CDMA ne consomme pas trop de puissance par rapport aux techniques concurrentes. Ce gain de puissance est présent en présence d'une communication ou non. Ceci permet l'augmentation de l'autonomie des téléphones mobiles ou bien de minimiser la taille des batteries donc des combinés [8].

**L) Capacité d'utilisation supérieure**

Le système CDMA a une capacité d'utilisation importante. On l'utilise en téléphonie mobile de troisième génération UMTS, l'internet à haut débit via la technologie EV-DO (Evolution-Data Optimized), ainsi dans les systèmes de navigation par satellites comme le GPS (Global Positioning System) [11].

**I.2.4 Inconvénients**

-L'inconvénient major du CDMA est la sensibilité à l'effet proche-lointain, Les signaux venant des utilisateurs les plus proches de la station de base et donc reçus avec un niveau de puissance plus élevé et interfèrent avec les signaux plus faibles des utilisateurs lointains.

Un mécanisme de contrôle de puissance doit être mis en œuvre pour ajuster les niveaux de puissance des utilisateurs en fonction de la distance qui les séparent de la station de base et pour qu'un utilisateur qui serait le plus proche de la base n'interfère pas abusivement avec les autres. Idéalement la puissance reçue doit être la même pour tous les utilisateurs [12].

- la CDMA est limitée par les MAI. Il a été récemment reconnu que cette interférence n'était pas une limitation intrinsèque au système CDMA : elle est plutôt due à la nature du récepteur mono-utilisateur qui ignore la présence de l'interférence causée par les autres utilisateurs. Cette simple observation a donné naissance à une grande activité de recherche qu'on évoque sous le nom de Détection Multi-Utilisateurs.

- la synchronisation temporelle des codes est difficile à assurer du fait de la courte durée d'un chip du code.

- L'efficacité spectrale de la DS-CDMA est faible : le débit utile par utilisateur est faible par rapport à la largeur de bande occupée.

-Le taux de transmission ne change pas si tous les codes utilisés dans le même système.

-La capacité cellulaire ne sera pas entièrement utilisée.

### I.2.5 Les caractéristiques du CDMA :

Les caractéristiques principales de ce type de système sont les suivants [13] :

-Utilisation élevée des fréquences : 7 à 10 fois comme l'analogique actuel et TDMA/FDMA.

-Zone de couverture plus large : rayon jusqu'à 30 Km.

-Réemploi de la fréquence universelle : utilisation en commun d'une seule bande de fréquence par tous les sites de cellule.

- Réduction des interférences : forte résistance aux bruits, transmission par paquets.

### I.2.6 Emetteur CDMA :

Comme toujours en communication, on commence par la transmission du signal.

En se place dans la situation suivante : K utilisateur souhaitent transmettre des informations via un même câble. Chaque information est modélisée par une suite de  $\pm 1$  [14]

Les données binaires envoyées par le k-ième utilisateur, soit :

$$b_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_{k,i} p_T(t - iT) \text{ Ou } b_{k,i} \in \{1, -1\} \quad (1.1)$$

Forment une séquence d'amplitude unité constituée de créneaux positifs ou négatifs T-périodiques  $p_T$ , T étant la période bau (un baud = un symbole = un bit, ici),

$$p_T(t) = 1, \text{ pour } t \in [0, T] \text{ sinon } p_T(t) = 0 \quad (1.2)$$

À chaque k-ième utilisateur est attribuée une séquence d'étalement  $a_k(t)$  périodique d'amplitude unité, constituée de créneaux positifs ou négatifs  $T_c$ -périodiques  $p_{T_c}$ , appelés chips – T étant un multiple entier de  $T_c$ , appelée période chip. Soit  $(a_j^{(k)})$  une telle séquence binaire, à valeurs dans  $\{+1, -1\}$  :

$$a_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_j^{(k)} p_{T_c}(t - jT_c) \quad (1.3)$$

Nous la supposons ici de période  $N = \frac{T}{T_c}$  et telle qu'il n'y ait qu'une seule séquence d'étalement émise  $(a_0^k, a_1^k, \dots, a_{N-1}^k)$ , par période symbole T.

L'information  $b_k(t)$  est d'abord modulée en phase par la porteuse

$$c_k(t) = \sqrt{2P} a_k(t) \cos(\omega_c t + \phi_k) \quad (1.4)$$

Où  $P$  est la puissance émise (supposée constante pour chacune des liaisons),  $\omega_c$  la pulsation de la porteuse de phase associée  $\phi_k$ . Le signal transmis par le  $k$ -ième utilisateur devient :

$$s_k(t) = \sqrt{2P} a_k(t) b_k(t) \cos(\omega_c t + \phi_k) \quad (1.5)$$

### I.2.7 Récepteur CDMA :

Le signal total reçu s'exprime alors comme la somme de chacun des signaux précédents convolués par le canal et du bruit blanc additif gaussien  $n(t)$ [14] :

$$r(t) = n(t) = \sum_{k=1}^K S_k(t) * h_k(t) \quad (1.6)$$

Où  $h_k(t)$  est la réponse impulsionnelle du canal associé à l'utilisateur  $k$

$$h_k(t) = \sum_{l=1, l}^L g_{l,k} \delta(t - T_k(l)) \quad (1.7)$$

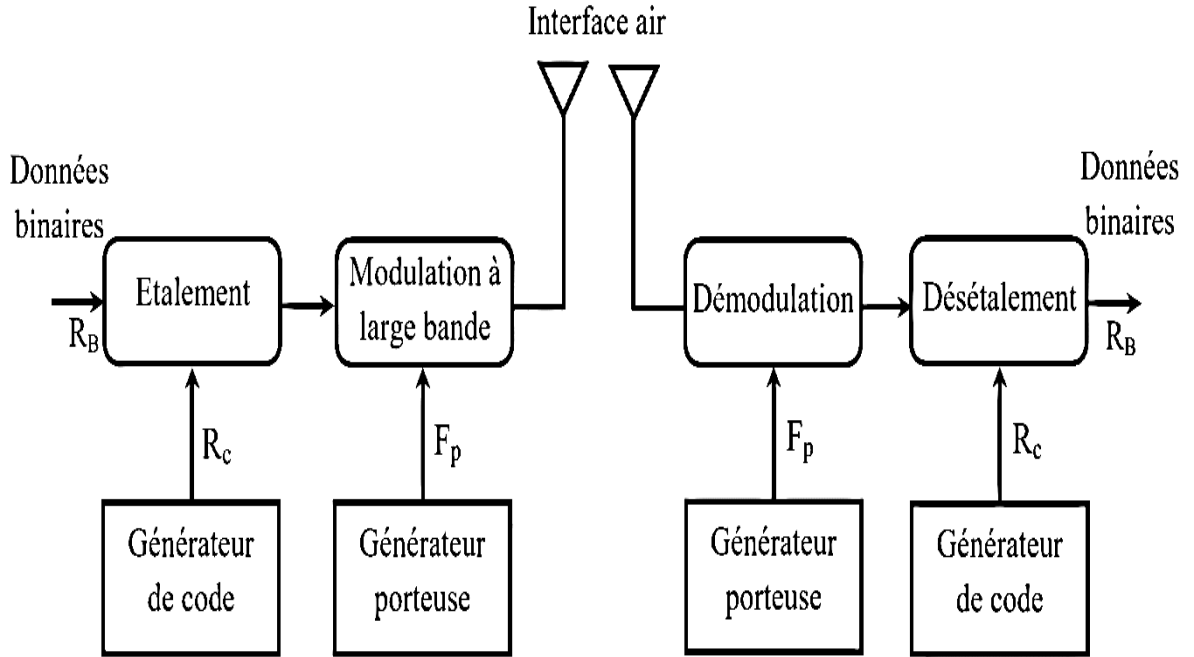
Où  $L$  est le nombre de trajets multiples (supposé égal pour toutes les liaisons),  $g_{l,k}$  les gains complexes associés au  $l$ -ième trajet et  $T_k(l)$  son retard. On suppose ici  $g_{l,k} = g_l$ .

Nous nous limitons de plus ici, pour plus de clarté dans la suite du paragraphe à une propagation via un trajet direct sans atténuation trajet multiple, soit ici  $L = 1$ ,  $g_l = 1$  et  $T_k(l) = T_k$ . Le signal total reçu s'écrit alors :

$$r(t) = n(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2P} a_k(t - T_k) b_k(t - T_k) \cos(\omega_c t + \phi_k) \quad (1.8)$$

Si les transmissions étaient complètement synchrones entre elles, alors les délais  $T_k$  seraient nuls, ce qui impliquerait dans un premier temps une référence temporelle commune pour les  $K$





**Figure 1.5 :** Modèle de réception CDMA Cas du uplink.

S'il n'y a pas de glissement de fréquence, si les horloges émission réception sont rigoureusement identiques et si la synchronisation avec les données reçues est parfaite pour chacun des utilisateurs, la sortie de corrélation  $Z_i$  associée à la séquence  $i$  est donnée par l'expression suivante (se reporter à la référence [15]) :

$$Z_i = \int_0^T r(t) a_i(t) \cos(\omega_c t) dt \quad (1.9)$$

Nous supposons que  $w_c T \ll 1$  - ce qui est le cas pratiquement et nous pouvons ainsi ignorer le terme en  $2w_c$  de  $r(t)\cos(w_c t)$  et la sortie de corrélation, au temps  $t = T$ , se réécrit :

$$Z_i = \sqrt{\frac{P}{2}} \left\{ b_{i,0} T + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^k [b_{k,-1} R_{k,i}(T_k) + b_{k,0} \hat{R}_{k,i}(T_k)] \cos(\phi_k) + \int_0^T n(t) a_i(t) \cos(\omega_c t) dt \right\} \quad (1.10)$$

Où  $R_{k,i}$  et  $\hat{R}_{k,i}$  sont des fonctions d'intercorrélation partielle définies par :

$$\begin{cases} R_{k,i}(\Gamma) = \int_0^\Gamma a_k(t - \Gamma) a_i(t) dt \\ \hat{R}_{k,i}(\Gamma) = \int_\Gamma^T a_k(t - \Gamma) a_i(t) dt \end{cases} \quad \text{Opour } 0 \leq \Gamma \leq T \quad (1.11)$$

Lorsque  $0 \leq uT_c \leq \Gamma \leq (u+1)T_c \leq T$ , peuvent se réécrire :

$$\begin{cases} R_{k,i}(\Gamma) = C_{k,i}(u - N)T_c + [C_{k,i}(u + 1 - N) - C_{k,i}(u - N)] \cdot (\Gamma - uT_c) \\ \hat{R}_{k,i}(\Gamma) = C_{k,i}(u)T_c + [C_{k,i}(u + 1) - C_{k,i}(u)](\Gamma - uT_c) \end{cases} \quad (1.12)$$

Où  $C_{k,i}$  est la fonction d'intercorrélation aperiodique des séquences  $(a^{(k)})$  et  $(a^{(i)})$  :

$$C_{k,i}(u) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-u-1} a_j^{(k)} a_{j+u}^{(i)} & , 0 \leq u \leq N - 1 \\ \sum_{j=0}^{N+u-1} a_{j-u}^{(k)} a_j^{(i)} & , 1 - N \leq u < 0 \\ 0 & , |u| \geq N \end{cases} \quad (1.13)$$

Cette dernière fonction permet alors de définir deux autres fonctions

La fonction d'intercorrélation périodique (ou paire)  $\theta_{k,i}$  est définie par [16] :

$$\theta_{k,i}(l) = \sum_{j=0}^{N-1} a_j^{(k)} a_{j+l}^{(i)} \quad (1.14)$$

Pour tout entier  $l$  On a la relation suivante :

$$\theta_{k,i}(l) = C_{k,i}(l) = C_{k,i}(l - N) \text{ Pour } 0 < l < N \quad (1.15)$$

On définit de même [15] :

$$\hat{\theta}_{k,i}(l) = C_{k,i}(l) - C_{k,i}(l - N) \quad (1.16)$$

Appelée fonction d'intercorrélation impaire par Massey et Ufran [16], à cause de la propriété suivante :

$$\hat{\theta}_{k,i}(l) = \hat{\theta}_{k,i}(N - l) \text{ Pour } 0 < l < N \quad (1.17)$$

Alors que la fonction d'intercorrélation périodique (ou paire). Satisfait la relation :

$$\theta_{k,i}(l) = \theta_{k,i}(N - l) \quad (1.18)$$

Dans l'équation (10), l'expression suivante

$$\sqrt{\frac{P}{2}} [b_{k,i} R_{k,i}(T_k) + b_{k,0} \hat{R}_{k,i}(T_k)] \cos(\phi_k) = \sqrt{\frac{P}{2}} v_{k,i}(T_k) \quad (1.19)$$

Est la contribution du k-ième signal (associée à la k-ième séquence D'étalement) sur la sortie  $Z_i$  de corrélation associée à  $s_i(t)$  et

$$Z_i = \sqrt{\frac{P}{2}} \left[ b_{i,0}T + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K v_{k,i}(T_k) \right] + \int_0^T n(t) a_i(t) \cos(\omega_c t) dt \quad (1.20)$$

.

### 1.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé la technique d'accès multiple CDMA et son principe de fonctionnement d'une façon générale :

- est une technique basée sur étalement de spectre.
- permet à différents utilisateurs de communiquer simultanément dans une même bande de fréquence.
- le principe repose sur un code qui est attribué à chaque utilisateur et connu exclusivement de l'émetteur et du récepteur.
- les codes sont orthogonaux entre eux ce qui permet la distinction des voies.

Nous avons aussi introduit ses types, caractéristiques aussi ses avantages et inconvénients, et finalement parlé de ce qui se passe au niveau de son émetteur et récepteur.

**Bibliographie**

[1] HACINI, Latifa. SCHEMAS HYBRIDES D'ACQUISITION ADAPTATIVE DE CODES PN POUR DES COMMUNICATIONS DS-CDMA DANS UN CANAL RAYLEIGH. 2012. *Thèse de doctorat*. Université de Annaba.

[2] ZINEB, ZIANI et AKILA, MELLAKHI. Etude et Simulations des performances des systèmes de communications à étalements de spectres dans les communications radio-mobiles. 2017.

[3] AKBIL, Brahim. Optimisation des performances des techniques d'accès multiple par l'utilisation des systèmes chaotiques et par regroupement des utilisateurs. 2016.

[4] TERTOIS, Sylvain. Réduction des effets des non-linéarités dans une modulation multiporteuse à l'aide de réseaux de neurones. 2003. *Thèse de doctorat*. Université Rennes 1.

[5] HANDAOUI, Mounira. Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS. 2014. *Thèse de doctorat*. Université Mohamed Khider Biskra.

[6] GIBSON, Jerry D. The communications handbook. *CRC press*, 2002.

[7] RAYMOND, Steele, LEE, Chin-Chun, et GOULD, Peter. GSM and CDMAONE and 3G Systems. *John Wiley & Sons*, 2001.

[8] LAINE, Jeremy et VIGNERON, Philippe. Télécommunications numériques le CDMA. *Cours, 2000*, vol. 2001.

[9] Arnaud Bournel, « Introduction aux systèmes de télécommunications », *polycopie de cours*, Université PARISXI, 2001-2002.

[10] CHEN, H-H. The next generation CDMA technologies. *John Wiley & Sons*, 2007.

[11] Ali Khoudja Merouane et Ben Chohra Mohamed, « Etude comparative des techniques TDMA, FDMA, CDMA : application en radio mobile », *Mémoire de Licence en Télécom*, Université Fares Yahia-Medea, 2009.

[12] Guillaume Boillet, « Analyse comparative des performances du MC-DS-CDMA dans un réseau cellulaire de troisième génération », *Mémoire de Magister*, école polytechnique de Montréal, 1999.

[13] Cour de CDMA par Raviras [www.enseeiht.fr/dea/rt/fr/cour CDMA Raviras.pdf](http://www.enseeiht.fr/dea/rt/fr/cour%20CDMA%20Raviras.pdf).

[14] Jeremy LAINE & Philippe VIGNERON, 'Généralité sur les télécommunications », support de cours <http://www.jerryweb.org/public/files/modex-CDMA.pdf>

[15] PURSLEY, M. Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple-access communication-Part I: System analysis. *IEEE Transactions on communications*, 1977, vol. 25, no 8, p. 795-799

[16]. J.L. Massey et J.J. Uhran, "Sub-baud coding", *Proceedings of the Thirteenth Annual Allerton Conference on Circuit and System Theory*, pp. 539-547, Octobre 1977



**CHAPITRE**

---

**2*****Etat de l'art sur les codes d'étalements***

---

---

**2.1 Introduction**

Les systèmes de téléphonie mobile de la troisième génération (3G) utilisent la technique d'accès multiples CDMA basée sur l'étalement de spectre. Cette technique offre une solution plus flexible, par rapport à celles des deux techniques TDMA et FDMA, et surtout un débit utilisateur beaucoup plus important, due à la largeur de bande allouée au signal émis, permettant ainsi des services multimédias très attractifs. En plus, l'étalement du spectre possède des qualités très avantageuses, telles que la résistance au brouillage intentionnel et surtout une parfaite protection contre l'interception de la communication par des intrus. C'est pour toutes ces raisons que l'usage initial de cette technique fut très attractif dans le domaine militaire.

**2.2 Étalement de spectre**

Toutes les méthodes de modulation se réfèrent au même principe : une certaine bande passante (ou canal) la plus étroite possible est affectée à une voie de communication. Les interférences entre canaux sont empêchées en évitant les superpositions de bandes passantes. Une transmission par étalement de spectre abandonne ce schéma : les bandes passantes se superposent. En d'autres termes, c'est par dizaines ou centaines que des voies de communication partagent les mêmes gammes de fréquences.

### 2.2.1. Définition

L'étalement de spectre (en anglais Spread Spectrum) est une technique par laquelle plusieurs utilisateurs peuvent être présents simultanément sur une même bande de fréquence. L'étalement de spectre peut être défini de la façon suivante : « L'étalement de spectre est une technique qui permet de transmettre un signal d'information sur une largeur de bande plusieurs fois supérieure à la largeur de bande minimale que le signal demande ». Pour cette raison, il est aussi considéré comme une forme de modulation. Dans un système à étalement de spectre, le signal transmis est « étalé » à partir d'un code indépendant du message d'information. Après s'être synchronisé avec l'émetteur, le récepteur doit utiliser ce même code pour « désétaler » le signal et pouvoir par la suite récupérer l'information.

Les techniques d'étalement de spectre sont des méthodes par lesquelles l'énergie générée en une ou plusieurs harmoniques est délibérément étalée ou distribuée dans le domaine des fréquences ou le domaine du temps.

Cette technique diminue le risque d'interférences avec d'autres signaux reçus tout en garantissant une certaine confidentialité. Elle utilise une séquence pseudo aléatoire pour étaler le signal de bande étroite en un signal de relative large bande. Le récepteur régénère le signal original en le corrélant avec une réplique de cette séquence.

Par ailleurs, l'étalement de spectre facilite les transmissions numériques dans les cas d'interférences par trajets multiples. Il est utilisé à titre d'exemple par les systèmes de positionnement par satellites (GPS, GLONASS), les liaisons cryptées militaires, les communications avec les navettes spatiales, et plus récemment dans les liaisons sans fil 3G UMTS (W-CDMA) et le Wifi (IEEE 802.11b) et Bluetooth [17].

### 2.2.2 Principes de l'étalement du spectre

Le principe de l'étalement du spectre, quelle que soit la méthode utilisée, repose sur le codage de l'information à transmettre avec une séquence pseudo aléatoire (Pseudo-Noise, PN), connue uniquement par l'émetteur et le récepteur. La conséquence directe de ce codage est l'étalement de la densité spectrale de puissance (dsp) sur une plus grande largeur de bande, comme illustré sur les figures 2.1 et 2.2 où :  $F_s$  est la fréquence symbole,  $N_0/2$  la densité spectrale de puissance du bruit,  $L_c$  le facteur d'étalement (longueur de la séquence utilisée),  $F_c$  la fréquence chip (fréquence d'un élément de la séquence d'étalement). Le spectre du signal informatif en bande de base de largeur  $F_s$  est ainsi élargi au spectre du signal étalé de largeur  $F_c = L_c F_s$ .



Le signal transmis se comporte alors comme du bruit vis-à-vis des autres utilisateurs qui travaillent en bande étroite ou de ceux qui ne possèdent pas le code.

Il existe deux techniques de base de la modulation à étalement du spectre [18] : l'étalement par sauts de fréquence FH (Frequency Hopping) [19] et l'étalement par séquence directe (DS : direct sequence). Notons que cette dernière est la plus utilisée dans les transmissions de type CDMA.

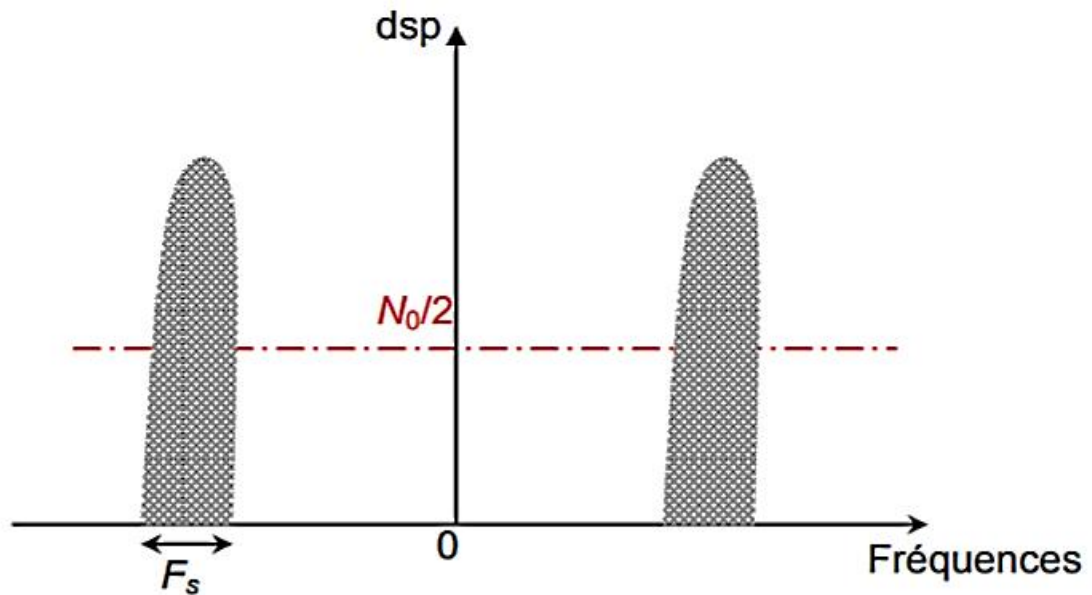


Figure 2.1 : Transmission numérique classique domaine spectral.

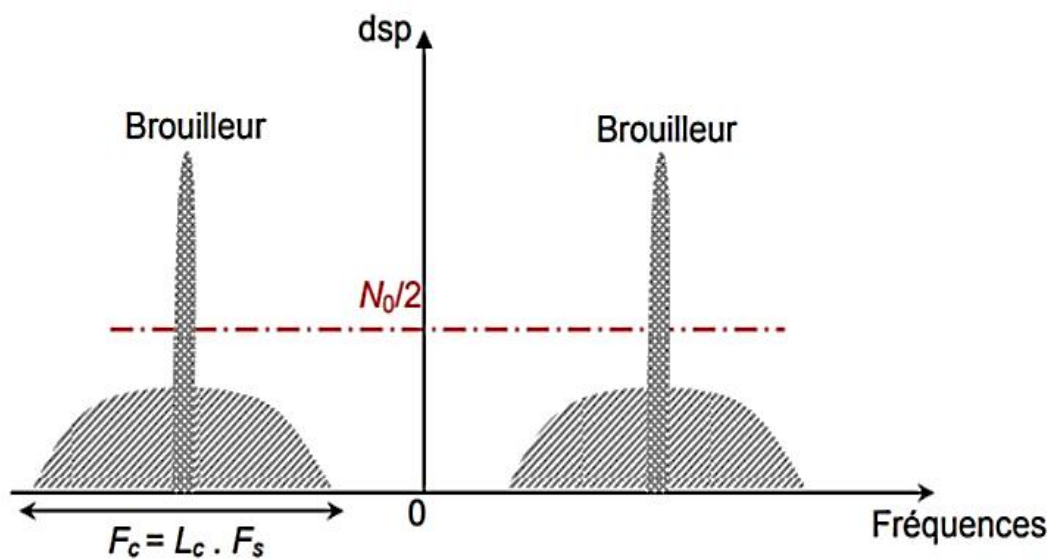


Figure 2.2 : Transmission numérique à spectre étalé : domaine spectral.

Les modulations les plus couramment employées pour les transmissions DS/SS sont les modulations de phase BPSK (Binary Phase Shift Keying) et QPSK (Quadrature Phase Shift Keying).

Dans la CDMA à séquence directe (DS-SS), les données associées à un utilisateur sont modulées en phase, en fréquence ou en amplitude. Le signal résultant est ensuite codé en utilisant une séquence de code, par exemple une séquence pseudo aléatoire, puis superposé aux autres signaux traités de la même manière [20].

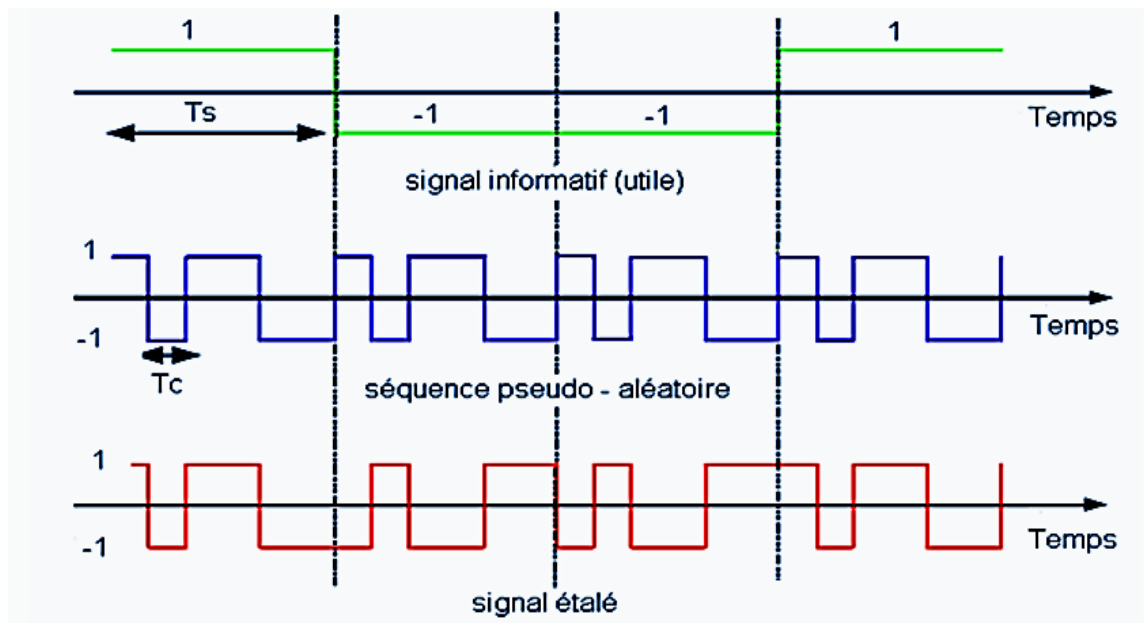
Considérons un système DS-SS avec  $N_u$  utilisateurs. Le symbole du  $m$ -ième utilisateur est indiqué par  $a_m(k)$ , dont la période est égale à  $T$ . Ces symboles sont étalés en utilisant une séquence qui est propre à chaque usager  $c_m(n)$ , où chaque chip possède une durée  $T_c$ .

Le signal étalé est donné par [21] :

$$x_m(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_m\left(\left\lfloor \frac{n}{N} \right\rfloor\right) c_m(t) \delta(t - nt_c) \quad (2.1)$$

Grâce aux propriétés des séquences PN utilisées, la technique DS-SS est plus souvent utilisée et est de plus en plus étendue à des domaines divers et variés. La figure 2.3 résume le principe. Cela consiste à multiplier chaque symbole informatif de période symbole  $T_s$  par une séquence pseudo-aléatoire entière, dont les éléments ou chips ont une période  $T_c$  (période chip) beaucoup plus faible que  $T_s$ . La longueur  $L_c$  de la séquence PN et la période chip  $T_c$  sont deux caractéristiques importantes des transmissions DS-SS.

Dans la figure 2.3, la durée de la séquence est égale à la période symbole. Cependant, il existe des systèmes de transmission où la durée totale de la séquence PN est plus grande que  $T_s$  [22]. Toutefois, nous nous limitons aux cas où la durée de la séquence PN est égale à la période symbole. Dans le cas où les symboles et les séquences sont bipolaires ( $\in \{-1, +1\}$ ), étaler le signal informatif par séquence directe revient à remplacer chaque symbole par la séquence PN ou son complément à 1 selon le signe du symbole à transmettre.

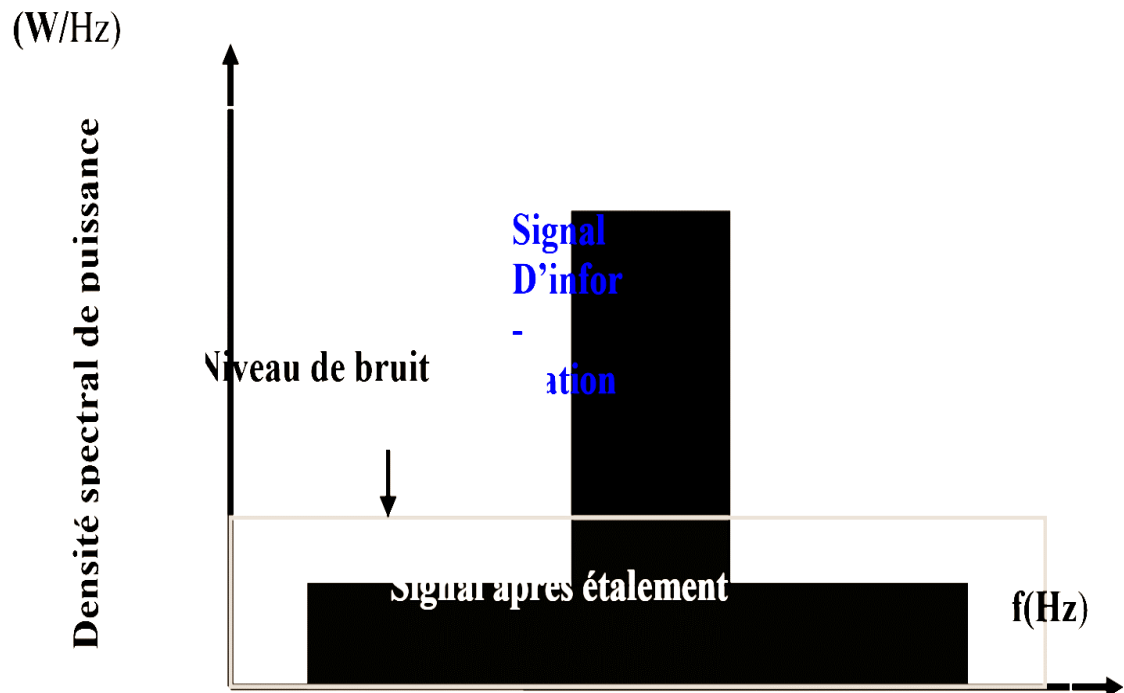


**Figure 2.3 :** Principe de l'étalement de spectre par séquence directe.

### 2.2.3 Propriétés de l'étalement de spectre

Dans la figure 2.4, on a volontairement inclus un signal de bruit présent sur une bande de fréquence assez large. Ce signal de bruit représente toutes les sources d'interférence y compris le bruit thermique. On observe sur la figure 2.4 que le signal étalé peut se retrouver noyé dans l'interférence au point qu'il donne l'illusion d'en faire partie. Un facteur essentiel qui explique le succès de l'étalement de spectre dans le domaine militaire est que sans la connaissance du code d'étalement, il est quasiment impossible de détecter le signal transmis et de récupérer le message d'information convoité.

Cette propriété est appelée « faible probabilité de détection » (LPD, Low Probability of Detection). Cet étalement du signal lui permet de résister fort bien aux interférences de largeur spectrale plus étroite et présente une robustesse. Cette robustesse provient tout simplement du fait que l'information est étalée sur une bande de fréquence assez importante et profite d'une certaine forme de diversité en fréquence. Il faut préciser que l'on parle ici d'une source ponctuelle d'interférence qui ne serait présente que sur une bande étroite : seule une partie du spectre du signal utile étalé est perturbée. De plus dans ce système, la propriété de traiter des trajets multiples augmente le gain de traitement. En effet, dans un canal à trajets multiples, plusieurs copies du signal transmis arrivent au récepteur à des instants différents. Un système à étalement de spectre présente une robustesse naturelle vis-à-vis des effets négatifs causés par les trajets multiples sur le signal.



**Figure 2.4 :** Principe conceptuel de l'étalement de spectre

L'étalement de spectre en apparence procure en réalité plusieurs avantages [23] :

- Il offre une immunité contre différents types de bruits et contre distorsion due à la propagation multi trajet. Les premières applications de l'étalement de spectre étaient militaires et assuraient une protection contre le brouillage (jamming).
- Il peut servir à dissimuler et à chiffrer des signaux. Seul un récepteur qui connaît le code d'étalement peut récupérer les informations codées.
- Plusieurs utilisateurs peuvent exploiter simultanément la même bande passante ainsi étalée en n'interférant que très peu mutuellement. Cette propriété est employée dans les applications de téléphonie cellulaire à l'aide de la technique de multiplexage par répartition en code CDM (Code Division Multiplexing), ou CDMA (Code Division Multiple Access).

### 2.3. Les codes d'étalement

Les communications qui nous intéressent sont des communications radio mobiles. Le canal affecté de trajets multiples est multiutilisateur. Suivant les caractéristiques de la communication, un choix sur les codes doit être fait. Ce choix résulte d'un compromis entre la suppression des interférences d'accès multiple, obtenu avec des codes orthogonaux, et le traitement de la diversité, facilité par l'usage de codes ayant de bonnes propriétés d'autocorrélation [24].

En communication synchrone, la séparation des utilisateurs peut être faite en employant des codes orthogonaux les codes de Walsh-Hadamard sont dans ce cas les codes les plus utilisés.

### 2.3.1. Les caractéristiques des codes d'étalement

Le code d'étalement permet de diviser en sous-intervalles le bit à transmettre. Pour ce faire, il suffit de multiplier, au sens booléen du terme (Ou Exclusif) la donnée à émettre et le code d'étalement  $C(t)$ . Les codes d'étalement  $C(t)$  ont des propriétés mathématiques particulières. Tout d'abord, afin de ne pas modifier les propriétés statistiques du signal transmis (et par conséquent son spectre), elles doivent être le plus faiblement auto-corrélées [25].

$$R_c(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} C(t)C(t-\tau)dt = 0 \text{ Pour } \tau \neq 0 \quad (2.2)$$

Où  $R_c(\tau)$  représente la fonction d'autocorrélation de  $C(t)$ . Afin d'assurer la sécurité et d'éviter le brouillage des sources entre-elles, les séquences doivent être le plus faiblement inters corrélés [25]

$$R_{C_i C_j}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} C_i(t) C_j(t-\tau)dt = 0 \quad (2.3)$$

Où  $C_i$  et  $C_j$  représente deux séquences différentes.

Enfin, pour permettre la synchronisation, elles doivent posséder un pic d'autocorrélation le plus étroit possible [25]

$$R_c(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} c(t)c(t)dt = 1 \quad (II.4)$$

Comme ces propriétés sont celles d'un processus stochastique proche du bruit, elles sont nommées séquences pseudo-aléatoire (Pseudo-Noise séquences).

Au vu de ces propriétés mathématiques, il semble important que la synchronisation, entre le code à la réception et le code à l'émission, se fasse correctement. Dans le cas d'un écart temporel entre les deux codes, seul le bruit étalé pourra être récupéré à la réception.

### 2.3.2 Les différents codes d'étalement :

Il existe différents types de code :

#### 2.3.2.1 Les codes de Walsh Hadamard

Le premier critère de sélection de séquences, comme signatures pour le codage dans les systèmes CDMA, est leurs propriétés d'auto et d'intercorrélation. Définissons, en premier lieu, les fonctions de corrélation et les critères d'orthogonalité. Soient  $x$  et  $y$  deux séquences distinctes, les fonctions d'auto et d'intercorrélation, et, sont, respectivement, définies par :

$$\begin{cases} AC_x(\tau) = \int_0^T x(t)x(t-\tau)dt \\ cC_{x,y}(\tau) = \int_0^T x(t)y(t-\tau)dt \end{cases} \quad (2.5)$$

$T$  étant la durée d'un symbole transmis.

Afin d'obtenir une orthogonalité stricte des séquences de code bipolaires, celles-ci doivent vérifier la condition donnée par :

$$\int_0^T x(t)y(t)dt = 0 \quad (2.6)$$

Les codes de Walsh-Hadamard sont générés à partir de la matrice de transformation de Sylvester-Hadamard. Plus exactement, ils correspondent ou aux colonnes orthogonales de cette matrice composée de  $\pm 1$ . La matrice de transformation de Sylvester-Hadamard de taille  $2n \times 2n$  satisfait la condition suivante :

$$H_m H_m^T = ml_m \quad (2.7)$$

Où  $H_m^T$  est la matrice transposée de la matrice de Sylvester-Hadamard de taille  $m \times m$  et  $Im$  est la matrice identité de taille  $m \times m$ . Ainsi, d'après cette définition, les lignes ou les colonnes sont mutuellement orthogonales. Le fait d'inter changer des lignes ou les colonnes n'affecte donc en rien les propriétés d'une telle matrice.

La matrice de transformation de Sylvester-Hadamard de taille  $Lc \times Lc$  peut être construite récursivement de la manière suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} H_1 = 1 \\ H_{lc} = \begin{bmatrix} H_{lc/2} & H_{lc/2} \\ H_{lc/2} & -H_{lc/2} \end{bmatrix} \end{array} \right.$$

Exemple : pour  $Lc = 4$

$$H_1 = 1$$

$$H_2 = \begin{bmatrix} H_1 & H_1 \\ H_1 & -H_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$H_4 = \begin{bmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & -H_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

### 2.3.2.2 Les codes de Gold :

Les codes de Gold (1967) sont construits par la combinaison de deux m-séquences de période  $N = 2^n - 1$  appartenant à un "Maximal Connected Set".

Il est souhaitable d'obtenir un ensemble plus important de séquences, de longueur

$N = 2^n - 1$ , et dont les niveaux d'intercorrélation ne dépassent pas  $t(n) = 1 + 2^{[(n+2)/2]}$

$\theta_c = \theta_a$  Ou  $\theta_a = \max\{|\theta_{x,x}(l)|; 1 \leq l \leq N - 1\}$ , l'amplitude de l'intercorrélation périodique maximale. Ou  $[\alpha]$  désigne la partie entière du réel  $\alpha$ .

Les codes de Gold sont une catégorie importante de séquence générant un ensemble de codes ayant de bonnes propriétés d'intercorrélation.

Les séquences de Gold sont une famille de code qui découlent des séquences PN. Elles sont particulièrement employées dans les structures CDMA dites "non-orthogonales" compte tenu de leur propriété de corrélation.

Soit  $t(n) = 1 + 2^{[(n+2)/2]}$ , avec  $[\alpha]$  indiquant la partie entière du réel  $\alpha$ . Si  $n \neq 0 \pmod{4}$ , il existe des paires de m-séquences qui ne possèdent que trois pics d'intercorrélation de valeur  $-1, -t(n)$  et  $t(n)-2$  [26].

Les paires de m-séquences vérifiant ce critère sont dites "m-séquences préférées".

Un ensemble de séquences de Gold de période  $N = 2^n - 1$  consiste en  $N+2$

Séquences dont les corrélations AC et CC sont égales à  $t(n)$ . Cet ensemble peut être construit à partir de  $m$ -séquences dites "préférées".

Soit  $u = \{U_i\}$  et  $V = \{V_i\}$  deux  $m$ -séquences préférées de longueur  $N = 2^n - 1$ , L'ensemble des codes de Gold issues de ces deux séquences est alors :

$$G(u, v) = (u, v, u \oplus v, u \oplus Tv, v \oplus T^2v, \dots, u \oplus T^{N-1}v) \quad (2.8)$$

Où  $T$  est un opérateur de décalage tel que :

$$u = (a_0, a_1, a_2, \dots, a_{N-1}), T_u = (a_1, a_2, \dots, a_{N-1}, a_0), T^2u = (a_2, \dots, a_{N-1}, a_0, a_1), G(u, v)$$

Contient  $N+2 = 2^{n+1}$  séquences de période  $N$ .

Une séquence de l'ensemble de Gold est formée en exécutant l'opération "ou exclusif" entre la sortie des deux registres à décalage binaire qui construisent les  $m$ -séquences.

L'ensemble des séquences est formé en répétant cette opération pour les  $N$  décalages ("phases") possibles d'une des deux  $m$ -séquences.

Soit  $f(x) = h(x)h'(x)$  où  $h(x)$  et  $h'(x)$  n'ont aucun facteur en commun et où le plus grand commun diviseur (PGCD) vaut 1.

L'ensemble des séquences générées par  $f(x)$  est de forme  $a \oplus b$  où  $a$  est une séquence générée par  $h(x)$  et  $b$  une séquence générée par  $h'(x)$

Dans le cas où  $a$  et  $b$  sont des  $m$ -séquences "préférées", alors la séquence générée par  $f(x)$  est une séquence de Gold satisfaisant l'équation (II-8).

Les codes de Gold  $G(u, v)$  peuvent aussi être générés en additionnant modulo 2, terme à terme, les sorties des registres à décalage correspondant à  $h(x)$  et  $h'(x)$ .

L'exemple qui suit montre comment un ensemble de séquences de Gold est généré [26] :

$$\begin{cases} h(x) = x^3 + x + 1 \\ h'(x) = x^3 + x^2 + 1 \end{cases} \quad (2.9)$$

Avec des états initiaux 100 et 111, les séquences  $h(x)$  et  $h'(x)$  génèrent, respectivement, les  $m$ -séquences "préférées" :

$$\begin{cases} u = 0011101 \\ v = 1110010 \end{cases} \quad (2.10)$$



En configurant le générateur de séquences de Gold, comme le montre la Figure 2.5, il en résulte les séquences données par le Tableau II-1.

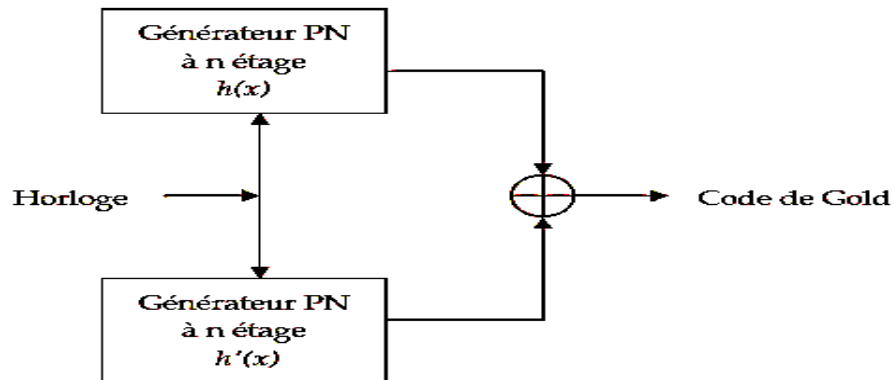


Figure 2.5 : Générateur de séquences de Gold.

|            |            |
|------------|------------|
| G1=0011101 | G2=1110010 |
| G3=1101111 | G4=0100100 |
| G5=1000001 | G6=0110011 |
| G7=0001011 | G8=1010110 |
| G9=1111000 |            |

Tableau 2.1 : Exemple de 9 codes de Gold.

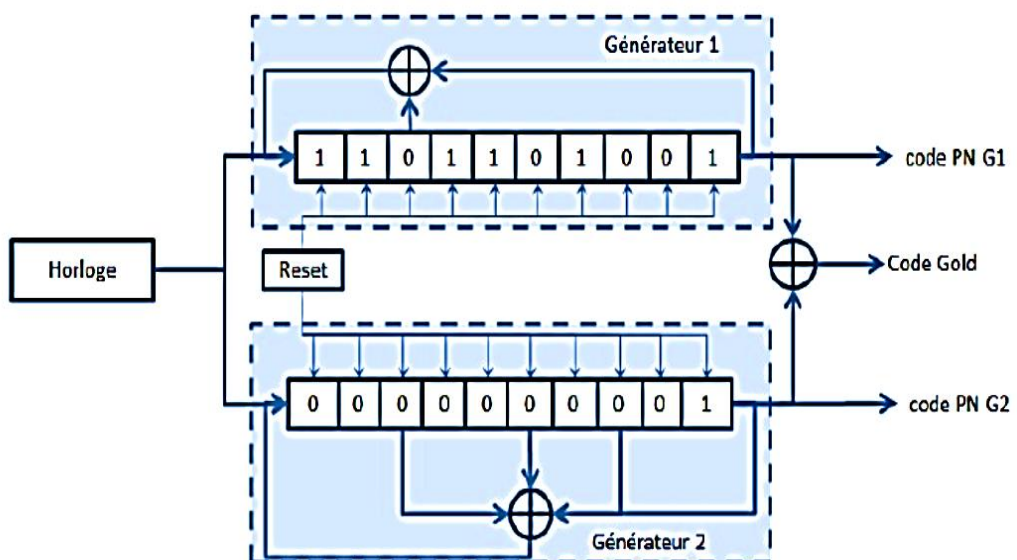


Figure 2.6 : Un générateur de code de Gold à  $2n=20$  étages.

La figure 2.6, est un exemple de générateur de codes de Gold constitué de 2 registres à 10 étages modélisés par une paire préférée de polynômes :

$$h_1(x) = x^{10} + x^7 + 1 \text{ Et } h_2(x) = x^{10} + x^8 + x^5 + x^3 + 1$$

### 2.3.2.3 Les codes de Kasami :

Il existe deux types d'ensemble des codes de Kasami :

- ensemble de code restreint ou Small set.
- ensemble de code élargi ou large set.

Les codes appartenant à l'ensemble des codes limités possèdent de bonne propriété de corrélation que ceux de l'ensemble élargi. Par contre l'ensemble des codes élargis à l'avantage de fournir un grand nombre de codes, ce qui donne la possibilité de choisir des codes ayant des bonnes propriétés de corrélation. [27]

Si  $h_1(x)$  est un polynôme primitif de degré  $n$ , et  $h_2(x)$  un polynôme primitif bien choisi ([28], [29]) de degré  $n/2$ , alors le produit  $h(x) = h_1(x)h_2(x)$  permet de générer un ensemble de  $2^{n/2}$  séquences de période  $N=2n-1$  avec une corrélation périodique  $\theta_k(n) = 1 + 2^{n/2}$

Nous référons à un tel ensemble de séquences par la classe Small Kasami [30], puisqu'il y a également plusieurs classes des séquences qui ont été découvertes par Kasami (voient [31] pour plus de résultat de Kasami).

Par exemple, pour  $n=8$ , on peut multiplier le polynôme

$h_1(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$  et le polynôme  $h_2(x) = x^4 + x + 1$  pour obtenir le polynôme  $h(x) = x^{12} + x^9 + x^7 + x^6 + x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$ . Un registre à décalage linéaire de 12 étages correspondant à ce polynôme produit un ensemble de 16 séquences de période 255 avec une limite de corrélation périodique de 17.

Si on pose  $n$  un nombre pair et  $u$  une séquence PN de période  $N=2^n-1$  générée par  $h(x)$ , alors on peut considérer la séquence  $w = u[s(n)] = u[2^{\frac{n}{2}} + 1]$ .

D'après les relations de Kasami, toutes les séquences ont une forme de  $(T^i u, T^j w, T^i u \oplus T^j w, 0 \leq i \leq 2^n - 1, 0 \leq j \leq 2^{n/2} - 1)$  et donc chaque séquence  $y$  de période  $2^n - 1$  générée par  $h(x)$  appartient à  $K_s(u)$  défini par :

$$K_s(u) = \{u, u \oplus w, u \oplus T w, \dots, u \oplus T^{2^{n/2}-2} w\} \quad (2.11)$$

représente l'addition modulo 2 du vecteur  $u$  et une version décalée de  $w$ . Cette formule indique que le nombre des séquences du Small-Kasami est certainement très limité dû à la répétition du vecteur  $u$  et  $w$ . Le maximum de l'inter-corrélation de ce type de code est compris entre les trois valeurs [32]

de l'équation II.12, cette propriété se comporte comme une caractéristique pour des codes optimisés.

$$\theta_{c_1 c_2}(t) = \begin{cases} -1 \\ 2^{n/2} - 1 \\ -2^{n/2} - 1 \end{cases} \quad (2.12)$$

L'implémentation des codes de Small set Kasami est plus compliquée puisque le processus de la génération utilise la décimation d'une séquence par lui-même ce qui exige des horloges plus rapides. La solution pour réduire cette complexité est de produire une nouvelle classe des codes de Kasami qui s'appelle Kasami Large set, cette dernière est générée à la base des codes de gold

$$C = u \oplus T^i v \oplus T^i w \quad (2.13)$$

Avec  $u$  et  $v$  étant une paire préférée des  $m$ -ordres et  $w$  étant la version décimée d'un des deux  $m$ -séquences. La fonction d'intercorrélations de ce type de codes comporte cinq valeurs :

$$\theta_{c_1 c_2}(t) = \begin{cases} -1 \\ \pm 2^{n/2} - 1 \\ \pm 2^{(n+2)/2} - 1 \end{cases} \quad (2.14)$$

Où  $n$  est le nombre de prises de rétroaction du registre et  $C_1, C_2$  indiquent les deux codes qui produisent la séquence de Large Kasami.

Les séquences de Kasami du grand ensemble ("large set") contiennent :

$$\frac{n}{2}(2^n + 1) - 1 \text{ Séquences possédant un } \theta_{max} = \max\{\theta_c, \theta_a\} = t(n)$$

Les séquences du grand ensemble de Kasami sont construites comme suit. Supposons  $h(x)$ , un polynôme binaire primitif de degré  $n$  qui génère la  $m$ -séquence  $u$  ;  $w$ , la  $m$ -séquence de période  $N=2^{n/2}-1$  générée par le polynôme binaire primitif  $h'(x)$  et, un autre polynôme binaire primitif de degré  $n$  qui génère la  $m$ -séquence  $v$  de période  $N = 2^n - 1$ . Alors, l'ensemble des séquences de période  $N$  générée par  $h(x) h'(x) \hat{h}(x)$  est appelé "le grand ensemble de Kasami"  $KL(u)$ . Dans cette famille, il existe  $2^{n/2} 2^{n+1} - 1$  séquences prenant des valeurs d'intercorrélations  $(\theta_a, \theta_c)$  de l'ensemble  $\{-1, -t(n) - 2, -s(n) - 2\}$ . Nous avons formé notre ensemble de séquences  $KL(u)$  en construisant le registre à décalages binaires correspondant au polynôme binaire  $h(x) h'(x) \hat{h}(x)$  et en trouvant  $N$  valeurs initiales du registre qui nous donnent un  $\theta_a$ , avec des valeurs de l'ensemble ci-haut. Seulement l'intercorrélations a été testée dans la sélection des séquences pour réduire le temps d'ordinateur.

#### 2.3.2.4 Les séquences pseudo aléatoires PN

Les codes PN sont une classe de séquence binaire pseudo aléatoires avec de bonnes propriétés de la corrélation périodiques et d'orthogonalité que doivent valider les codes Utilisables dans les systèmes CDMA.

Ces séquences sont appelées aussi les codes à longueur maximale ( $m$ -séquences). Les propriétés des  $m$ -séquences sont récapitulées dans l'articles [29].

Des registres à décalage linéaire binaire (LFSR) [33] de  $n$  étages sont décrits par des polynômes d'ordre  $n$ , produisent une séquence binaire périodique de période  $N$ , qui correspond aux polynômes primitifs caractéristique, où  $N = 2^n - 1$ . La représentation binaire pour le registre qui correspond au polynôme (polynôme générateur de degré  $n$ ) :

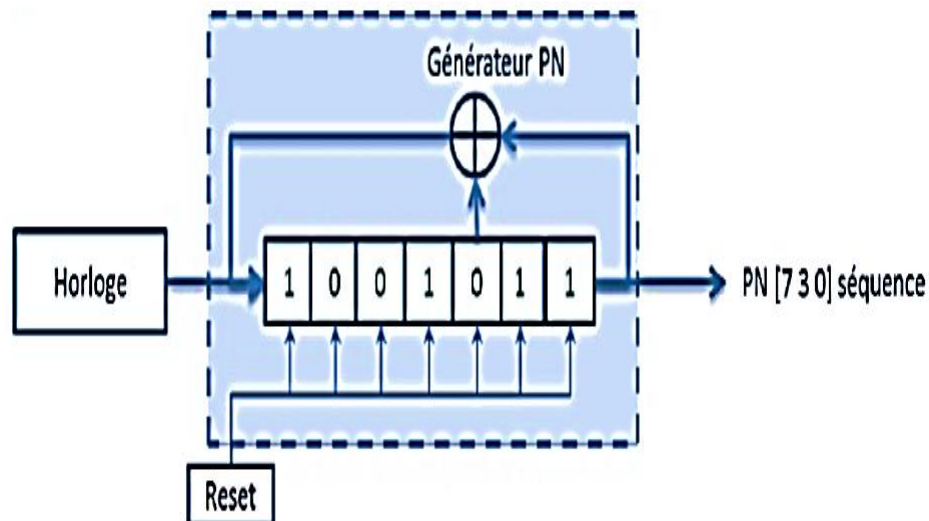
$$h(x) = h_0 x^n + h_1 x^{n-1} + h_2 x^{n-2} + \dots + h_{n-1} x + h_n \quad (2.15)$$

Le vecteur binaire  $h = (h_0, h_1, h_2, \dots, h_n)$  avec une taille de  $n+1$ , ou  $h_0 = h_n = 1$  qui représente les deux prises de connexion qui correspondent au rebouclage du  $n$ -ème étage et 1 er étage. Pour  $1 < i < n$ , s'il y a une prise de connexion vers l'additionneur modulo 2 alors  $h_i = 1$ , si non  $h_i = 0$ . La séquence de la sortie satisfait la relation de récurrence pour chaque  $j \geq 0$  :

$$\alpha_{j+n} = h_1 \alpha_{j+n-1} \oplus h_2 \alpha_{j+n-2} \oplus \dots \oplus h_{n-1} \alpha_{j+1} \oplus h_n \alpha_j \quad (2.16)$$

Ou  $\oplus$  c'est l'addition modulo 2. Le chargement initial de registre est spécifié par le mot binaire  $\infty_0$ .

La figure suivante présente un schéma d'un générateur de code PN à l'aide d'un registre LFSR de 7 étages.



**Figure 2.7 :** Schéma d'un générateur de code PN (7 3 0).

La Figure 2.7 montre un générateur de SBPA avec trois prises de sélection de rétroaction. N'importe quel générateur de ce type est décrit par un polynôme primitif qui dépend de ces raccordements. Le nombre de m-séquence qui existe pour une longueur de registre donnée se développe très rapidement, mais c'est extrêmement difficile de trouver les séquences optimales.

### 2.3.2.5 Les codes OVFSF

Sont des codes orthogonaux a facteur d'étalement variable (OVFSF : Orthogonal Variable Spreading Factor). Ils sont utilisés pour séparer les différents canaux physiques d'un utilisateur. L'utilisation de ces codes OVFSF permet de modifier le facteur d'étalement, même si ces derniers sont de longueurs différentes. Les codes OVFSF ont les propriétés suivantes :

- Les séquences sont rigoureusement orthogonales (c'est-à-dire que l'intercorrélation entre deux séquences de code est nulle).

- Les séquences ne sont pas toutes de même longueur, ce qui diffère gain de traitement, en fonction du débit des données à transmettre.

La transmission multiple à spectre étalé comporte deux opérations. La première est une opération de synchronisation (canalisation), qui transforme chaque symbole de données en un certain nombre de morceaux (chip). Le nombre des chips par symbole de données est appelé le facteur de l'étalement. Les codes Orthogonal Variable Spreading Factor sont utilisés comme codes de synchronisation pour assurer l'orthogonalité entre les différents canaux de liaison montante et descendante (séparer les différents canaux physiques d'un utilisateur).

La deuxième est une opération de brouillage, où un code de brouillage est appliqué à un signal d'étalement. Les codes de Gold ou les séquences pseudo aléatoires avec une inter-corrélation limitée sont utilisés en tant que codes de brouillage pour préserver l'aspect aléatoire entre deux utilisateurs différents.

Dans les systèmes CDMA, la génération des codes OVSF [34] ce fait par des assembleurs qui contiennent des circuits numériques à base de bascules et de portes logiques est un codeur de plusieurs coefficients qui sont produits par la matrice suivante :

$$G_i = \begin{bmatrix} C_2^{(1,0,\dots,0)}(j_{i-1}) \\ C_2^{(0,1,\dots,0)}(j_{i-2}) \\ \vdots \\ C_2^{(1,0,\dots,0)}(j_0) \end{bmatrix}$$

C : Représente l'étiquette du code et qui est codé par la table de Gray (Tableau 1).

J : L'ordre du code dans les différents niveaux de l'arbre générateur.

L'arbre générateur des codes entiers d'OVSF est produit en stockant les  $G_i$  où  $n$  est l'index le plus grand de  $i$  pour chaque niveau qui est défini par son facteur d'étalement FE tel que  $FE=2^i$  est la nouvelle taille de la séquence fille. L'arbre des codes d'OVSF qui préservent l'orthogonalité [35] entre les différentes séquences filles est montrée dans la Figure.2.8.

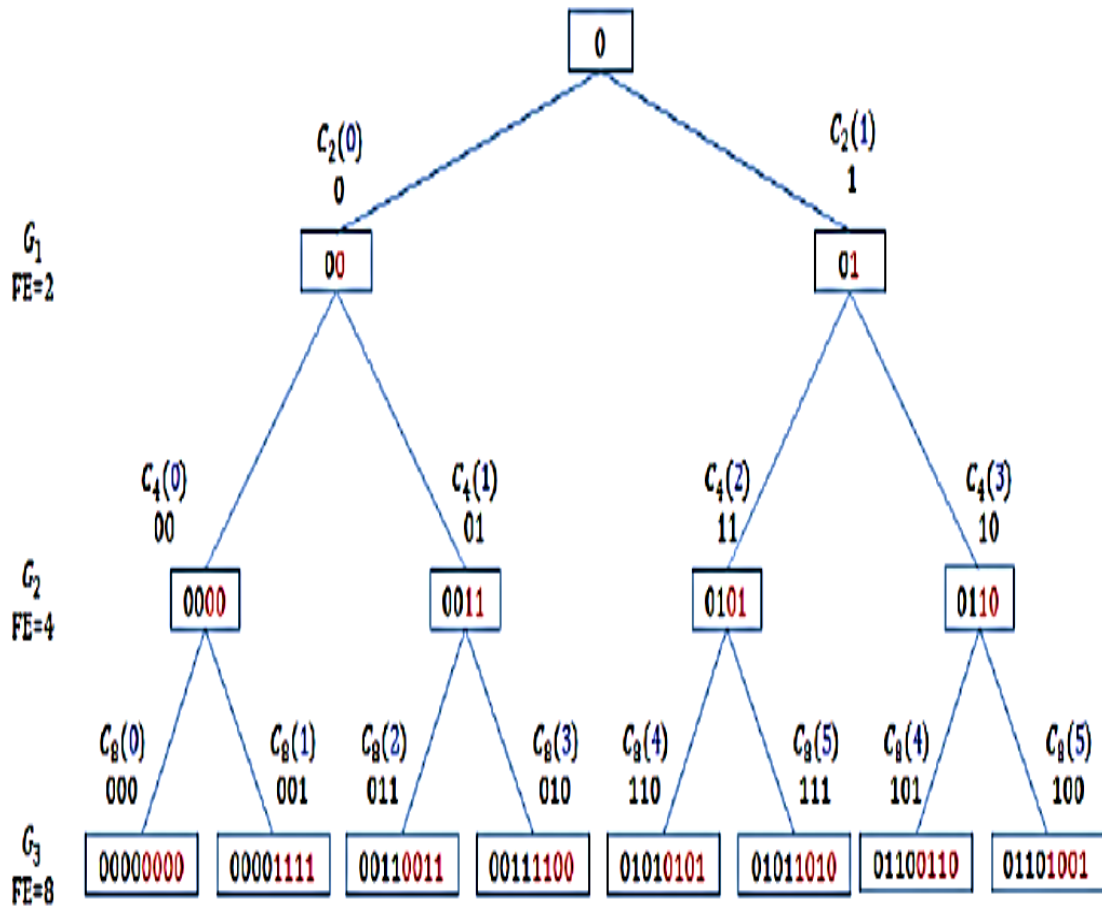


Figure 2.8 : l'arbre générateur de code OVSF pour un facteur FE= 8.

### 2.3.2.6 Les codes de Barker

Les codes de Barker sont des séquences pour le codage de la phase [36], utilisés dans les systèmes radar [37] pour détecter et identifier la phase du signal. Les codes de Barker sont un ensemble de 9 séquences représentées dans la table suivante :

| Index | La séquence                     |
|-------|---------------------------------|
| 2     | [1 1]                           |
| 2     | [-1 1]                          |
| 3     | [1 1 -1]                        |
| 4     | [1 1 -1 1]                      |
| 4     | [1 1 1 -1]                      |
| 5     | [1 1 1 -1 1]                    |
| 7     | [1 1 1 -1 -1 1 -1]              |
| 11    | [1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1]   |
| 13    | [1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1] |

**Tableau 2.2 :** Liste des 9 codes principaux de Barker

Les codes de Barker ont des FACs avec des lobes latéraux identiques : ce sont les seuls codes pour lesquels les lobes latéraux de la FAC à 0 Doppler ont le niveau de  $N=$  (longueur de code). Malheureusement, ils sont trop courts pour quelques applications.

La plus grande réduction du lobe latéral, pour  $N = 13$ , est de -22.3dB.

## 2.4. Conclusion

Les codes sont des éléments fondamentaux dans n'importe quel système CDMA, réellement un grand nombre de codes sont appliqués pour des différentes applications basées sur cette technique. Dans ce chapitre, on a essayé de définir quelque code d'étalement et leurs caractéristiques, parmi lesquelles :

- l'autocorrélation qui permet de ne pas modifier les propriétés statistiques du signal transmis



- L'intercorrélation permet d'assurer la sécurité et d'éviter le brouillage des sources entre-elles

Et avant cela nous avons fait une étude simple d'étalements du spectre et ses propriétés, permis lesquelles :

- La faible probabilité de détection grâce à la dissimulation et le chiffrement des signaux

- La robustesse et Résistance aux interférences et bruits

- traitement des trajets multiples

**Bibliographie**

- [17] HANDAOUI, Mounira. Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. *Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS*. 2014. *Thèse de doctorat*. Université Mohamed Khider Biskra.
- [18] PAHLAVAN, Kaveh et LEVESQUE, Allen H. *Wireless information networks*. John Wiley & Sons, 2005.
- [19] BERDER, Olivier, BOUDER, Céline, et BUREL, Gilles. Identification of frequency hopping communications. *Problems in Modern Applied Mathematics*, 2000, p. 259-264.
- [20] ZINEB, ZIANI et AKILA, MELLAKHI. Etude et Simulations des performances des systèmes de communications à étalements de spectres dans les communications radio-mobiles. 2017.
- [21] PANAZIO, Cristiano Magalhães. Étude fréquentielle de l'étalement de spectre et impact sur la conception d'un récepteur de radiocommunications universel. 2005. *Thèse de doctorat*. Paris, CNAM.
- [22] PICKHOLTZ, Raymond, SCHILLING, Donald, et MILSTEIN, Laurence. Theory of spread-spectrum communications-a tutorial. *IEEE transactions on Communications*, 1982, vol. 30, no 5, p. 855-884.
- [23] STALLING, William. *Wireless communication and networks*. Fourth Edition, Pearson Publication Limited, 2004, p. 39-118.
- [24] KRIM, Khadidja. Etude comparative des performances accrues de schémas de transmission CDMA et OFDM pour des communications par satellite. *Thèse de doctorat*.
- [25] HACINI, Latifa. Schemas hybrides d'acquisition adaptative de codes pn pour des communications ds-cdma dans un canal rayleigh. 2012. *Thèse de doctorat*. Université de Annaba.
- [26] GALLION, Philippe. Basics of digital optical communications. In: *Undersea Fiber Communication Systems*. Academic Press, New York 2002. p. 51-93.
- [27] : R. Lahatra. Performances et génération des codes pseudo aléatoire dans le système CDMA. 2006. *Mémoire d'Ingéniorat*, Ecole supérieure polytechnique.

[28] BAUMERT, Leonard D. et MCELIECE, Robert J. Weights of irreducible cyclic codes. *Information and control*, 1972, vol. 20, no 2, p. 158-175.

[29] SARWATE, Dilip V. et PURSLEY, Michael B. Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences. *Proceedings of the IEEE*, 1980, vol. 68, no 5, p. 593-619.

[30] KASAMI, T. Weight distribution of Bose-Chaudhuri-Hocquenghem codes, *Combinatorial Mathematics and Its Applications*. 1969.

[31] FREDRICSSON, Staffan. Pseudo-randomness properties of binary shift register sequences (Corresp.). *IEEE Transactions on Information Theory*, 1975, vol. 21, no 1, p. 115-120.

[32] GODFREY, K. R. Three-level m sequences. *Electronics Letters*, 1966, vol. 2, no 7, p. 241-243.

[33] MACWILLIAMS, F. Jessie et SLOANE, Neil JA. Pseudo-random sequences and arrays. *Proceedings of the IEEE*, 1976, vol. 64, no 12, p. 1715-1729.

[34] OKAWA, Koichi et ADACHI, Fumiyuki. Orthogonal forward link using orthogonal multi-spreading factor codes for coherent DS-CDMA mobile radio. *IEICE Transactions on Communications*, 1998, vol. 81, no 4, p. 777-784.

[35] MINN, Thit et SIU, Kai-Yeung. Dynamic assignment of orthogonal variable-spreading-factor codes in W-CDMA. *IEEE Journal on Selected Areas in communications*, 2000, vol. 18, no 8, p. 1429-1440.

[36] CHANG, Ning et GOLOMB, Solomon W... On n-phase Barker sequences. *IEEE Transactions on Information theory*, 1994, vol. 40, no 4, p. 1251-1253.

[37] WANG, Xiaodong et POOR, H. Vincent. Blind multiuser detection: A subspace approach. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1998, vol. 44, no 2, p. 677-690.

**CHAPITRE**

---

**3*****Génération des codes d'étalement à  
Partir des systèmes chaotiques***

---

---

**3.1 Introduction**

Il faut admettre que ce terme n'est pas facile à définir. On peut essayer de le définir en se basant sur les références les plus récentes. Le mot lui-même prend origine du terme «  $\chi\alpha\omicron\sigma$  », utilisé par les Grecs pour décrire l'espace vide infini dont ils ont supposé l'existence avant l'émergence de toutes choses. Les Romains ont repris le terme et interprété l'idée sous-jacente pour concevoir quelque chose d'informe, dans lequel -croient-ils- l'architecte du monde a introduit l'ordre et l'harmonie. De nos jours, dans le langage commun « Chaos » décrit un état de désordre et d'irrégularité [38].

Dans le milieu scientifique, le concept a émergé dans la seconde partie des années 1970 en tant que science des phénomènes non linéaires complexes montrant certaines caractéristiques communes. Le terme a été imposé par les physiciens chez lesquels : « L'idée dominante a été que le chaos constituait une grande révolution scientifique (la troisième du siècle, disait-on, après la relativité et la mécanique quantique) ou du moins l'avènement d'un paradigme gouvernant un ensemble de disciplines en train de former une nouvelle science ».[39] Alors que chez les mathématiciens le terme imposé est « systèmes dynamiques » pour souligner l'ancienneté des théories et la continuité des méthodes.

Un juste milieu serait de considérer le chaos : « Un vaste processus de convergence socio-disciplinaire qui s'inscrit sur la longue durée et se cristallise à un moment précis, la

décennie 1975-1985 » [40] Pour mieux comprendre, on doit voir les choses dans un contexte historique. Ce n'est pas injuste de dire que tout a commencé avec le mathématicien Henri Poincaré (1892) qui a démontré que certains systèmes mécaniques, dont l'évolution temporelle est gouvernée par des équations hamiltoniennes, peuvent exhiber un mouvement chaotique. Malheureusement, ceci fut considéré par beaucoup de physiciens comme simple curiosité.

Il a fallu 70 ans pour que le météorologiste E.N. Lorenz (1963) découvre que même un simple ensemble de trois équations (non linéaires couplées de premier ordre) peut donner lieu à des trajectoires complètement chaotiques. Ainsi, Lorenz a mis en évidence un des premiers exemples de chaos déterministe dans les systèmes dissipatifs. Dans les années qui ont suivi, à cause des résultats théoriques, de la puissance incrémentale des ordinateurs, et des techniques expérimentales de plus en plus raffinées, il est devenu vraisemblable que ce phénomène est abondant dans la nature et a beaucoup de conséquences et de ramifications dans de nombreux domaines scientifiques. Pour un historique plus développé, voir [40].

Il faut noter que la non-linéarité est une condition nécessaire, mais pas suffisante pour générer le chaos. Il faut aussi noter que le comportement chaotique observé dans le temps n'est dû, ni à une source extérieure de bruit, ni à un degré infini de liberté, ni à un caractère stochastique, c.-à-d. c'est intrinsèque [38]. Le concept moderne du chaos déterministe est de plus en plus utilisé dans des contextes scientifiques variant des mathématiques et physiques des systèmes dynamiques et jusqu'aux variations temporelles complexes de tous types (ex. dans la chimie, biologie, physiologie, économie, sociologie et même la psychologie) [41].

On trouve dans la littérature plusieurs définitions mathématiques du chaos, mais jusqu'à présent, il n'existe aucune définition mathématique universelle du chaos. Les nouvelles méthodes d'analyse des systèmes dynamiques qui ont été développées considèrent les systèmes chaotiques comme étant des systèmes non linéaires présentant des trajectoires globalement bornées et localement instables [42].

### **3.2 définitions des systèmes chaotiques**

Est un système dynamique déterministe complexe qui dépend de plusieurs paramètres et Possède un comportement complètement imprévisible à long terme sans information parfaite. Cette imprévisibilité est due à la Sensibilité aux conditions initiales.[43]

### **3.3 Propriétés des systèmes chaotiques**

Quelques systèmes physiques se comportent de manière chaotique. Parmi ces systèmes, on peut citer l'atmosphère, un robinet qui goutte, un pendule excité dans un champ magnétique...etc. Ces quelques systèmes se démarquent par leurs dimensions et l'origine de leurs mouvements. Il existe plusieurs définitions possibles du chaos, Ces définitions ne sont pas toutes équivalentes, mais elles convergent vers certains points communs caractérisant ainsi le chaos. Ci-dessous, nous présentons quelques caractéristiques qui permettent de comprendre qualitativement les points marquants d'un système chaotique. [44]

#### **a) Non-linéarité**

Un système chaotique est un système dynamique non linéaire. Un système linéaire ne peut pas être chaotique.

#### **b) Déterminisme**

Un système déterministe est un système dont l'état présent est complètement déterminé par les conditions initiales, en contradiction avec un système stochastique pour lequel l'état présent reflète les conditions initiales avec en plus d'une réalisation particulière d'un paramètre aléatoire (bruit ou variable interne).

#### **c) Aspect aléatoire**

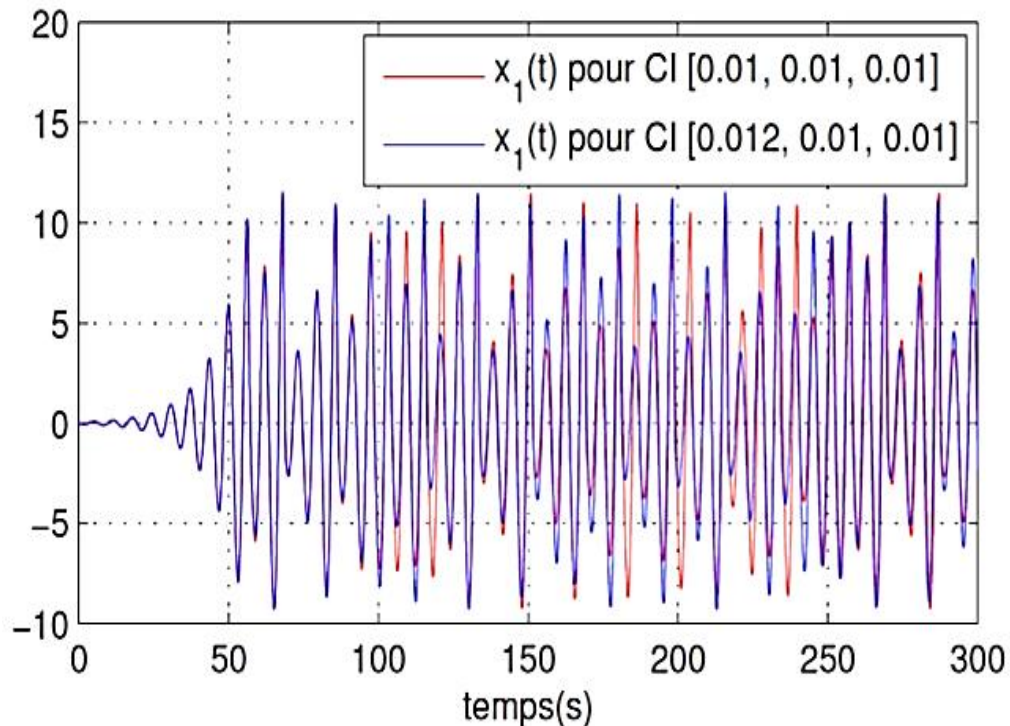
Les systèmes chaotiques évoluent d'une manière qui semble aléatoire. En tout cas, on ne peut prévoir facilement quelle sera leur évolution dans le temps. Notons que les systèmes chaotiques obéissent tout de même aux lois de la physique. Si on se place dans l'approximation de la physique classique, on peut affirmer que le système est totalement déterministe. Il ne faut donc pas se laisser abuser par le caractère a priori aléatoire qui ne dénote qu'une complexité du système. [45]

#### **d) Sensibilité aux conditions initiales**

Tout d'abord, les systèmes chaotiques sont extrêmement sensibles aux perturbations. On peut illustrer ce fait par l'effet papillon, popularisé par le météorologue Edward Lorenz. L'évolution d'un système dynamique chaotique est imprédictible en ce sens qu'il est sensible aux conditions initiales.

Sensibilité aux conditions initiales signifie que chaque point dans un système chaotique est arbitrairement près approché par d'autres des points avec sensiblement différentes voies d'avenir, ou trajectoires. Ainsi, un petit changement arbitraire, ou perturbation, de la trajectoire actuelle peut conduire à un comportement futur significativement différent. Aussi, deux trajectoires de phases initialement voisines s'écartent toujours l'une de l'autre,

et ceci quelle que soit leur proximité initiale. Il est en particulier clair que la moindre erreur ou simple imprécision sur la condition initiale interdit de décider à tout moment quelle sera la trajectoire effectivement suivie. [44]



**Figure 3.1 :** Illustration de la propriété de sensibilité aux conditions initiales sur l'état  $x_1$

#### f) La divergence exponentielle

Deux trajectoires (orbites) des phases initialement voisines s'écartent de manière exponentielle (exposant de Lyapunov). Précisons que la divergence exponentielle de orbites est un phénomène local (c'est-à-dire cas particuliers de la sensibilité aux conditions initiales).

#### 3.4 Exposants de Lyapunov

L'évolution chaotique est difficile à appréhender car la divergence des trajectoires sur l'attracteur est rapide. Pour cette raison on essaie si c'est possible de mesurer sinon d'estimer la vitesse de divergence ou de convergence. Cette vitesse est donnée par l'exposant de Lyapunov qui caractérise le taux de séparation de deux trajectoires très proches [46] [47].

Donc Les exposants de Lyapunov sont des grandeurs qui mesurent la divergence entre différentes orbites au sein d'un attracteur. C'est une généralisation de l'analyse de stabilité autour d'un point fixe ou d'une orbite (cycle limite).

Soit  $f: |R \rightarrow |R$

Une fonction de classe  $C^1$ . Pour chaque point  $x_0$  on définit un exposant de Lyapunov  $\lambda(x_0)$  comme suit :

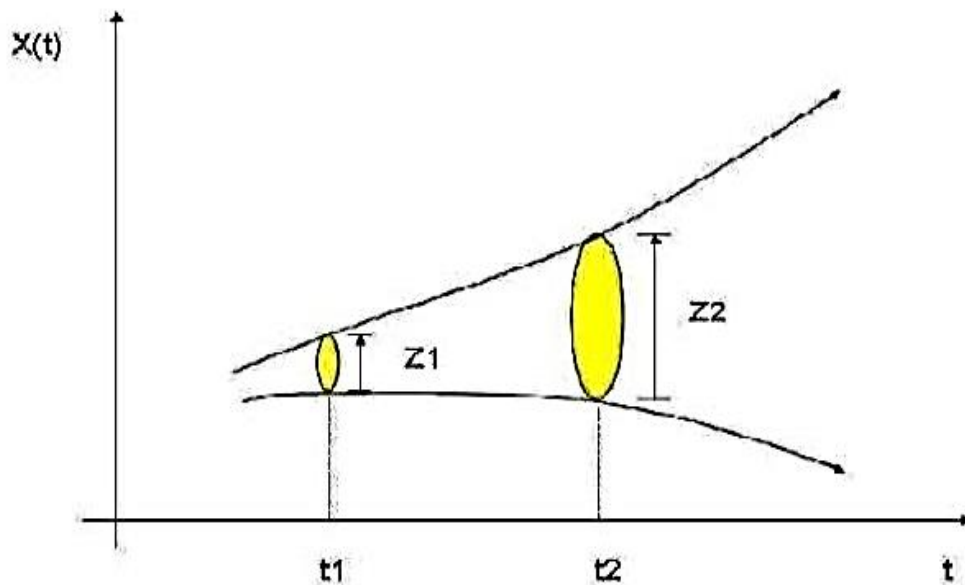
$$\lambda(x_0) = \lim_{n \rightarrow \infty} \sup \frac{1}{n} \log(|f(n)'(x_0)|) = \lim_{n \rightarrow \infty} \sup \frac{1}{n} \sum_{j=0}^{n-1} \log(|f'(x_j)|) \quad (3.1)$$

Avec  $x_j = f_j(x_0)$

Donc deux trajectoires dans le plan de phase initialement séparées par un taux  $Z_1$  divergent après un temps  $\Delta t = t_2 - t_1$  vers  $Z_2$  tel que :

$$|Z_2| \approx e^{\lambda \Delta t} |Z_1| \quad (3.2)$$

Où  $\lambda$  est l'exposant de Lyapunov



**Figure 3.2 :** Divergence de deux trajectoires dans le plan de phase

Les exposants de Lyapunov sont une généralisation des valeurs propres pour le point fixe et des multipliers caractéristiques pour les solutions périodiques. Pour un attracteur non chaotique, les exposants de Lyapunov sont tous inférieurs ou égaux à zéro et leur somme est négative. Un attracteur étrange possèdera toujours au moins trois exposants de Lyapunov, dont un au moins doit être positif.



### 3.5 Exemples de systèmes chaotiques

Quelques exemples de systèmes chaotiques les plus célèbres sont présentés ci-dessous.

#### 3.5.1 Exemples de systèmes à temps continu

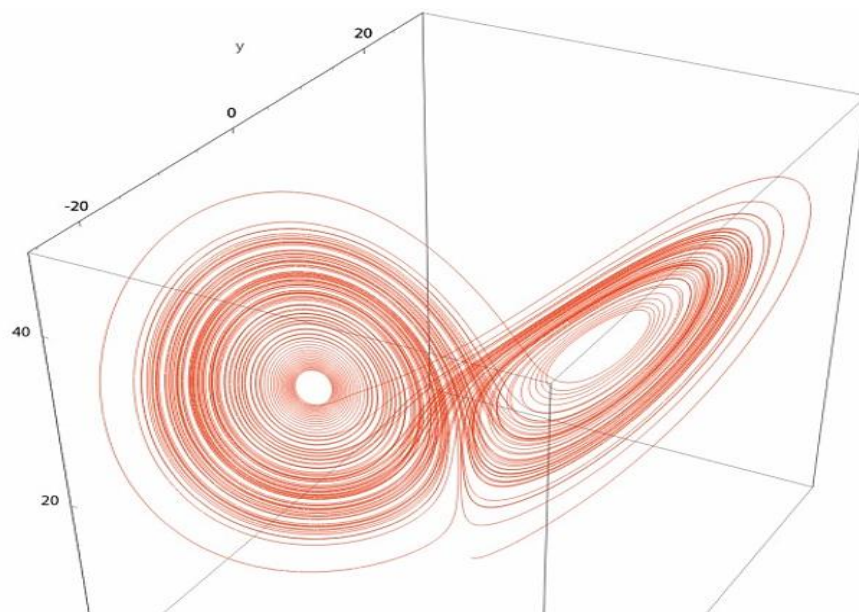
##### a) système de Lorenz [45]

En 1963, le météorologue Edward Lorenz est le premier à mettre en évidence le caractère vraisemblablement chaotique de la météorologie. Le modèle de Lorenz, appelé aussi système dynamique de Lorenz ou oscillateur de Lorenz, est une modélisation simplifiée de phénomènes météorologiques basée sur la mécanique des fluides. L'oscillateur de Lorenz est un système dynamique tridimensionnel qui engendre un comportement chaotique dans certaines conditions. Il s'agit d'un système dynamique non linéaire en temps continu de dimension 3, obtenu des équations de transfert de la chaleur dans un liquide. Le système de Lorenz est défini par :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = \sigma(y - x) \\ \frac{dy}{dt} = -rx - y - xz \\ \frac{dz}{dt} = -bz + xy \end{cases} \quad (3.3)$$

Avec  $(x, y, z)$  le vecteur d'état et  $\sigma$ ,  $b$  et  $r$  les paramètres du système.

L'attracteur de Lorenz est une structure fractale correspondant au comportement à long terme de l'oscillateur de Lorenz. L'attracteur montre comment les différentes variables du système dynamique évoluent dans le temps en une trajectoire non périodique.



**Figure 3.3 :** Attracteur de Lorenz

Et Ci-dessous la coordonnée  $x$  en fonction du temps obtenus à partir des valeurs numériques  $\sigma=10$ ,  $r=8/3$  et  $b=28$

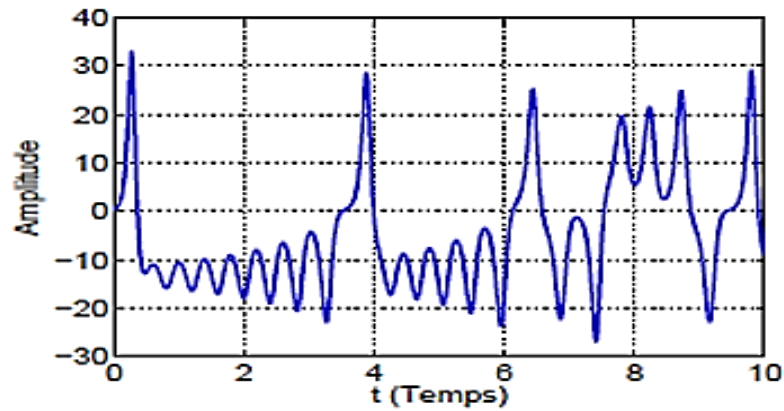


Figure 3.4 : la première coordonnée  $x$

#### b) système de Rössler [45]

Les équations de ce système sont les suivantes :

$$\begin{aligned}\frac{dx}{dt} &= (-y + z) \\ \frac{dy}{dt} &= x + ay \\ \frac{dz}{dx} &= b + z(x - c)\end{aligned}\tag{3.4}$$

Ce système, qui a été proposé par l'Allemand Otto Rössler, est lié à l'étude de l'écoulement des fluides. Les équations de ce système ont été découvertes à la suite de travaux en cinétique chimique.

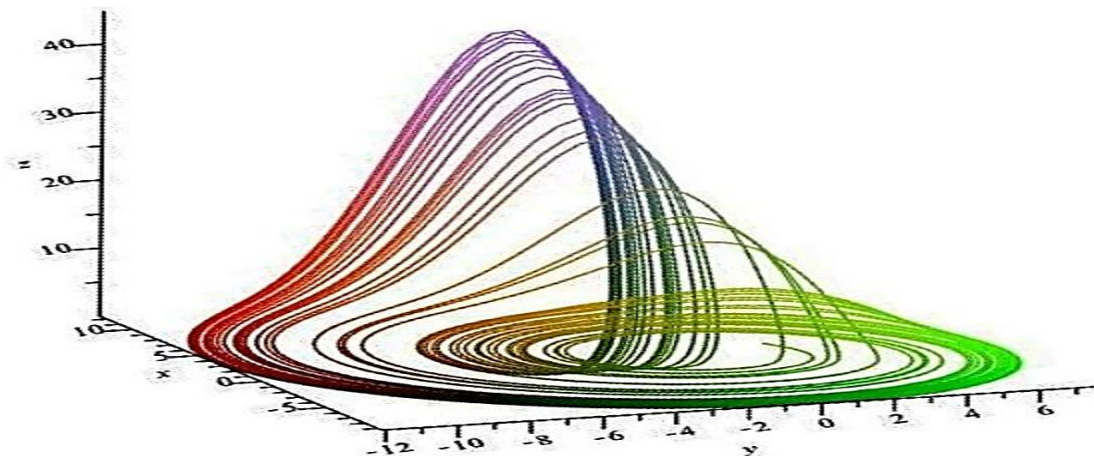
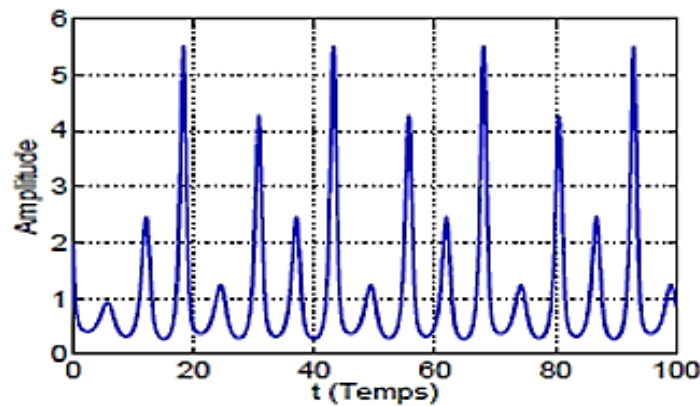


Figure 3.5 : Attracteur de Rössler

Pour une simulation numérique, nous prenons  $\sigma = 0.398$ ,  $b=2$  et  $c=4$ . Nous obtenons l'évolution dans le temps de la coordonnée  $z$  dans la figure ci-dessous.



**Figure 3.6 :** la troisième coordonnée  $z$

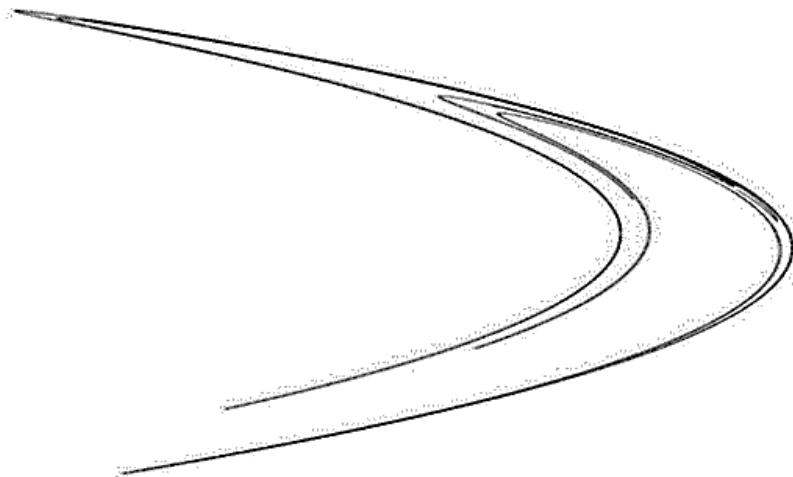
### 3.5.2 Exemples de systèmes à temps discret

#### a) Attracteur de Hénon

L'attracteur de Hénon est un système dynamique à temps discret. C'est l'un des systèmes dynamiques ayant un comportement chaotique les plus étudiés. L'attracteur de Hénon ne prend tout point du plan  $(x, y)$  et lui associe le nouveau point :

$$\begin{cases} x_{n+1} = y_n + 1 - ax_n^2 \\ y_{n+1} = bx_n \end{cases} \quad (3.5)$$

Avec  $(x, y)$  le vecteur d'état et  $a, b$  les paramètres du système. Le système de Hénon montre un comportement chaotique et génère un attracteur étrange pour  $a = 1.4$ ,  $b = 0.3$  avec  $x(0) = 0$  et  $y(0) = 0$  les conditions initiales du système.



**Figure 3.7 :** attracteur de Hénon

**b) Attracteur d'Ikeda**

Le modèle d'Ikeda proposé par le physicien Ikeda (1979), pour décrire la dynamique de laser. Ce dernier est représenté par une équation dans le plan complexe par :

$$z(i + 1) = a + bze^{j(k - \frac{p}{1+|z(i)|^2})} \tag{3.6}$$

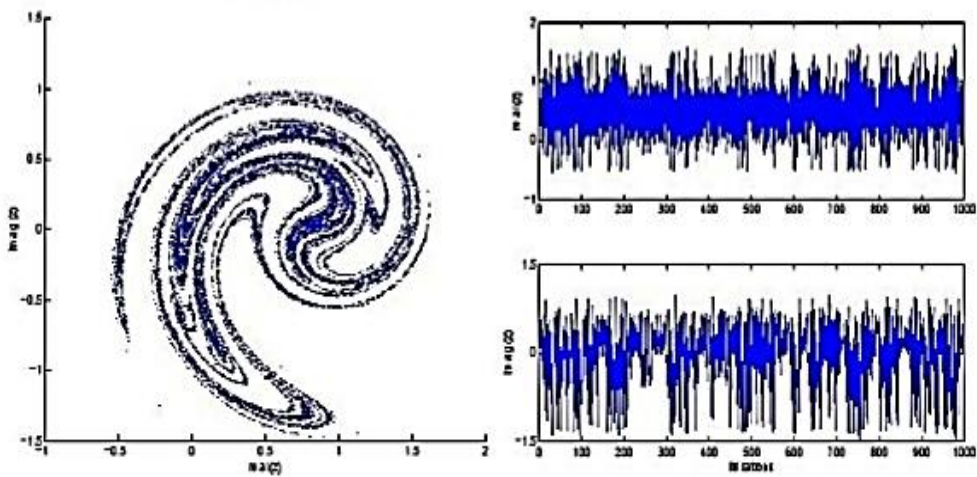
Avec  $j, z \in \mathbb{C}$  et  $b, k, p \in \mathbb{R}$ . La variable d'état ( $i$ ) peut être réécrite par :

$$z_i = x_i + jy(i)$$

Où ( $x$ ) et  $y(j)$  sont définie par les équations suivantes :

$$\begin{cases} x(i + 1) = a + b[x(i) \cos \theta - y(i) \sin \theta] \\ y(i + 1) = b[x(i) \sin \theta + y(i) \cos \theta] \end{cases} \tag{3.7}$$

Pour les valeurs des paramètres :  $a = 0.85, b = 0.9, k = 0.4, p = 7.7$  et une condition initiale  $z_0 = (x_0, y_0) = (0, 1, 0)$ . L'attracteur d'Ikeda est chaotique et il se présente comme indiqué par la figure 3.8.



(a) Plan de phase.

(b) Variable d'état.

**Figure 3.8 :** Attracteur chaotique d'Ikeda.

**3.6 Génération des codes d'étalement à partir des systèmes chaotiques**

Nous allons utiliser le système chaotique unifié [48] pour générer des codes d'étalement, ce système chaotique est défini par l'équation différentielle général suivante :

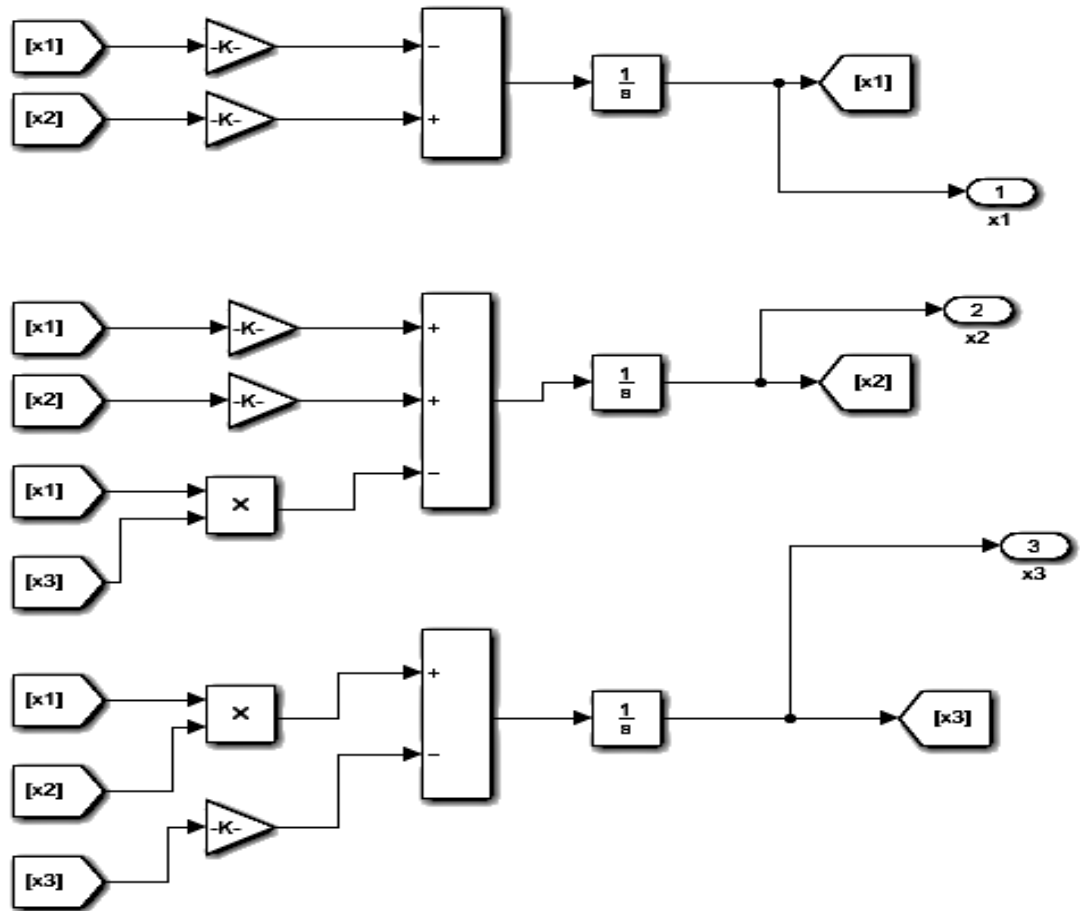
$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = (25\sigma + 10)(x_2 - x_1) \\ \frac{dx_2}{dt} = -x_1x_3 + (29\sigma - 1)x_2 + (28 - 35\sigma)x_1 \\ \frac{dx_3}{dt} = x_1x_2 - ((8 + \sigma)/3)x_3 \end{cases} \tag{3.8}$$

Si  $\sigma = 0$  On le système chaotique de Lorenz

$\sigma = 0.8$  On le système chaotique de Lu

$\sigma = 1$  On le système chaotique de Chen

La simulation sous Simulink/Matlab de ce système est représentée sur la figure 3.9.



**Figure 3.9 :** réalisation sou Simulink du système chaotique Unifié

Comme le système chaotique unifié génère un signal analogique, un convertisseur analogique-numérique (CAN) est nécessaire dans les applications numériques. Le processus CAN commence par échantillonner le signal à l'aide d'un bloc de maintien d'ordre zéro. Après cela, l'entrée est quantifiée et codée en un entier signé de 32 bits via un codeur uniforme. Le vecteur de l'entier est mappé sur un vecteur de valeurs de bits non signés. L'ordre de sortie est le bit le plus significatif (MSB), afin que le signal puisse être utilisé dans un système de communication numérique. La figure 3.10 montre le schéma synoptique de l'CAN. La figure 3.11 montre les résultats de la simulation du CAN.

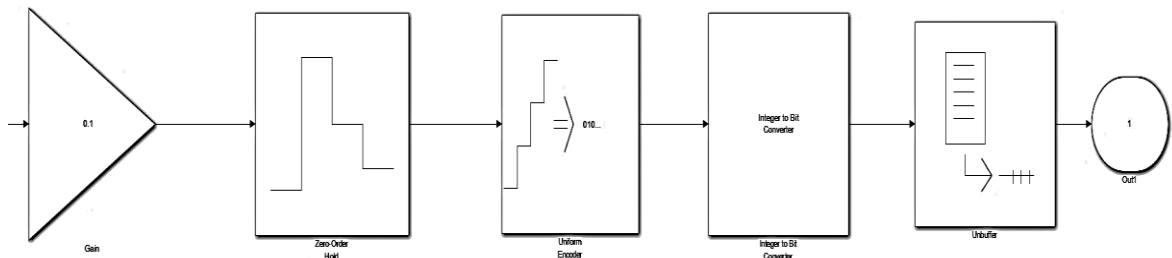


Figure 3.10 : la réalisation de CAN au Simulink

Les résultats de simulation obtenus sont les suivants :

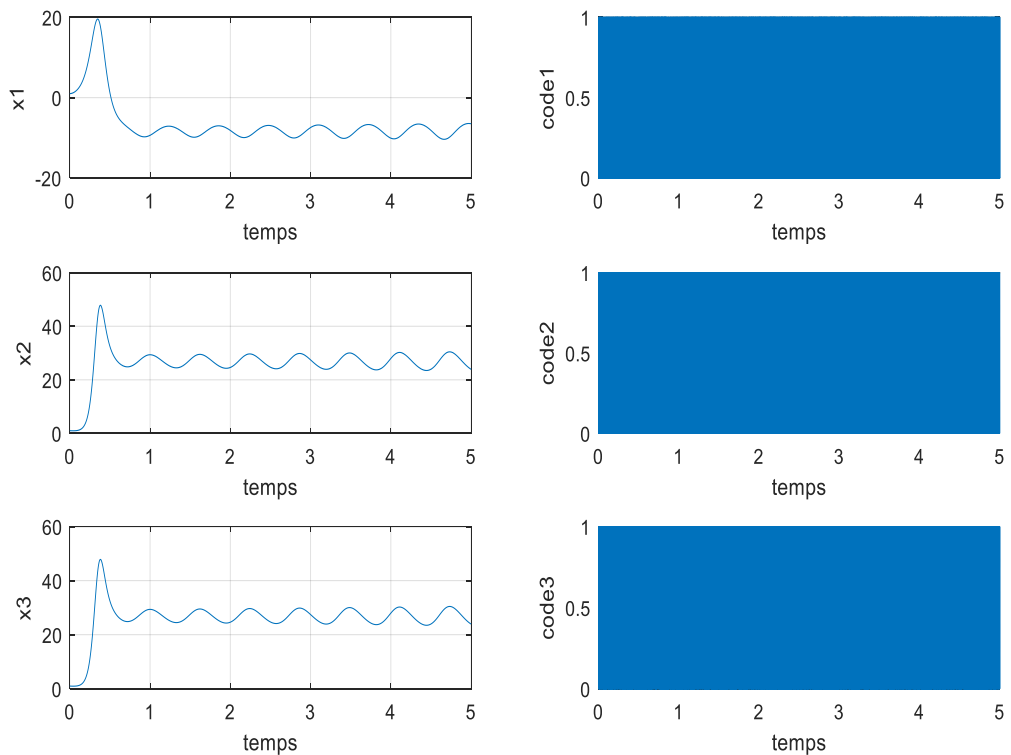


Figure 3.11 : résultats de la simulation du CAN cas du système de Lorenz

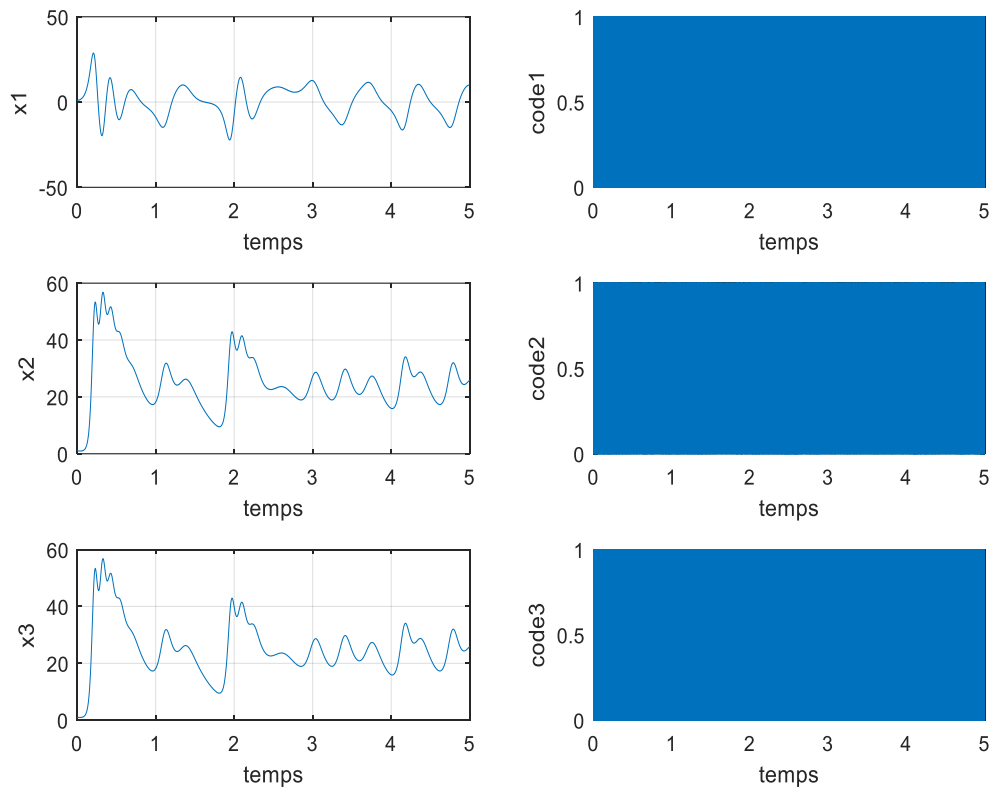


Figure 3.12 : résultats de la simulation du CAN cas du système de Lu

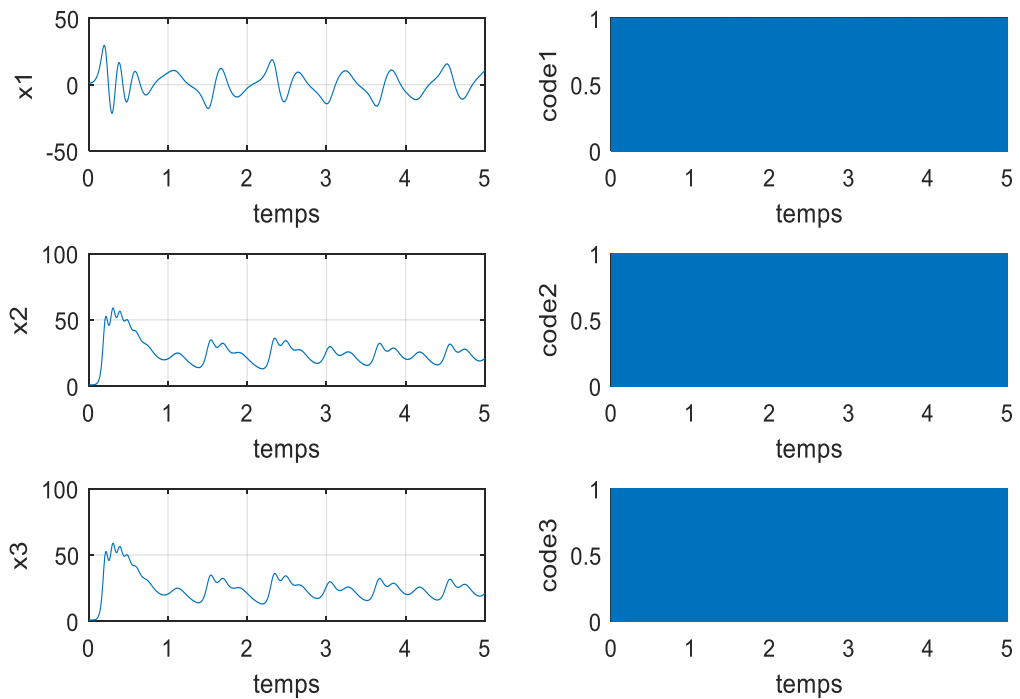
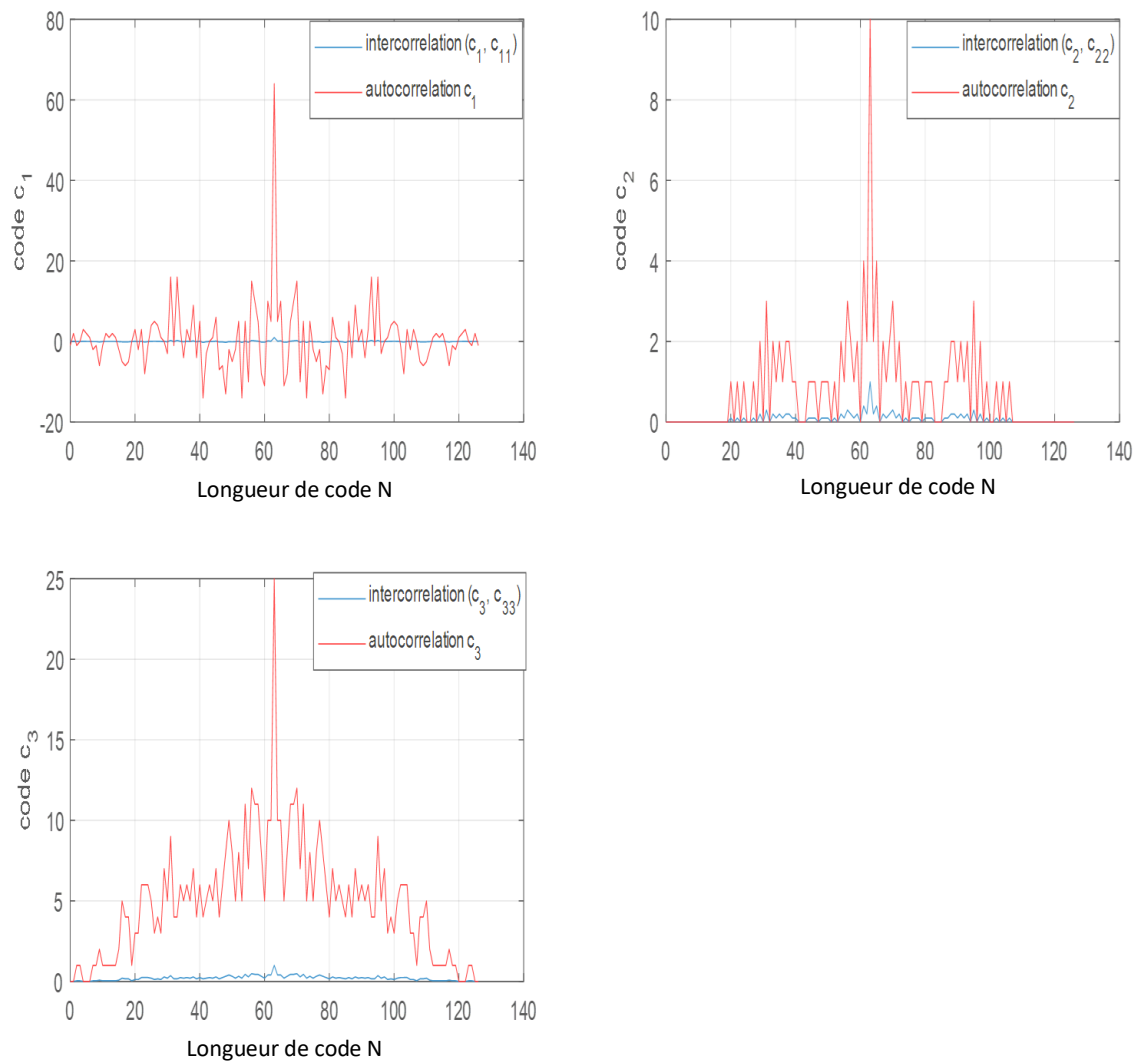


Figure 3.13 : résultats de la simulation du CAN cas du système de Chen

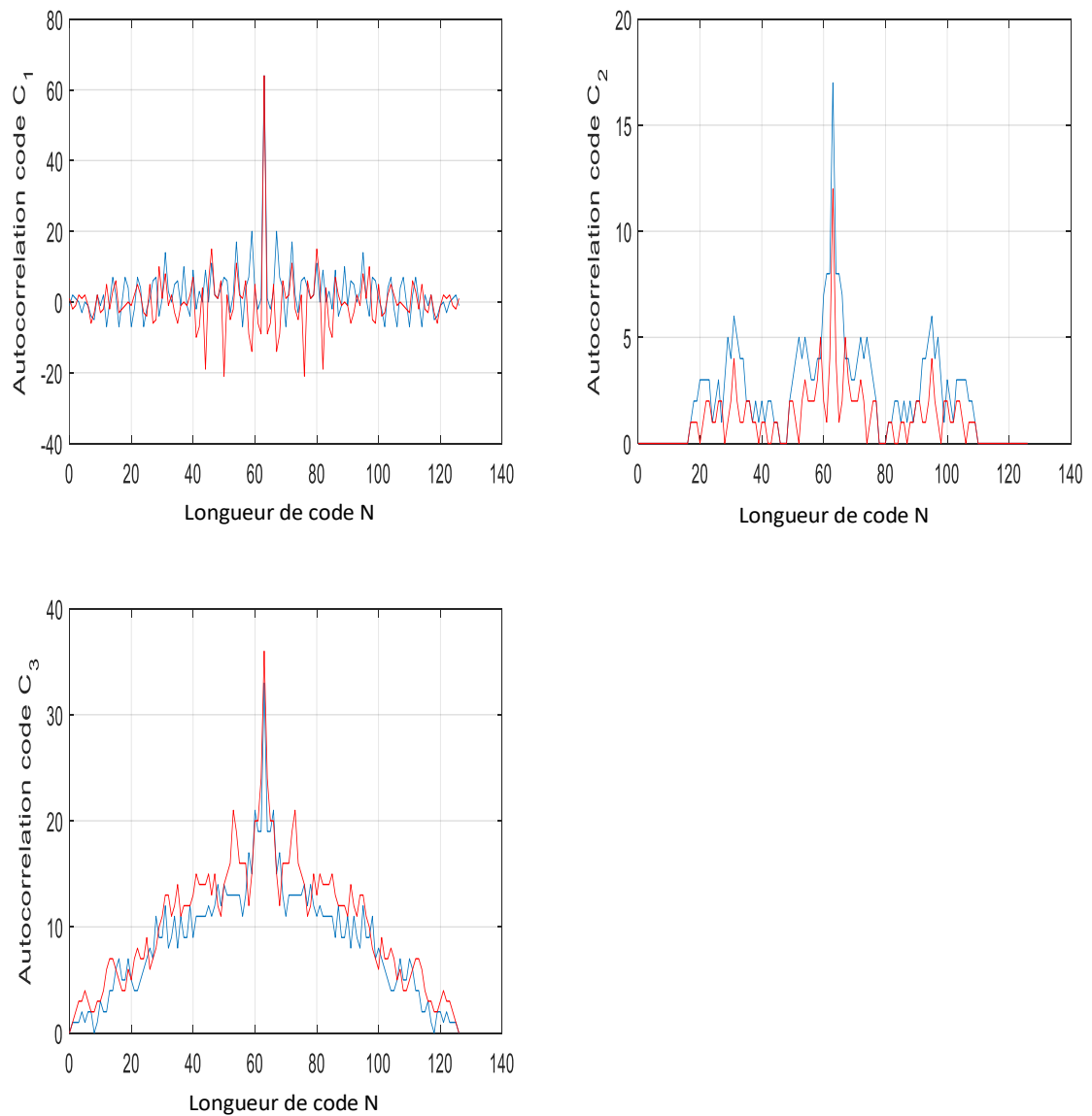


**Figure 3.14 :** la représentation d'autocorrélation et d'intercorrélations des 3 états de système chaotiques de Lorenz

L'état X1 du système de Lorenz a une meilleure intercorrélations, puisque cette dernière est constamment voisine au zéro, par contre l'intercorrélations des deux autres états parfois diverge légèrement de zéro.

Donc on conclut que l'état X1 de système de Lorenz génère un meilleur code d'étalement chaotique que les deux autres états dans ce même système.

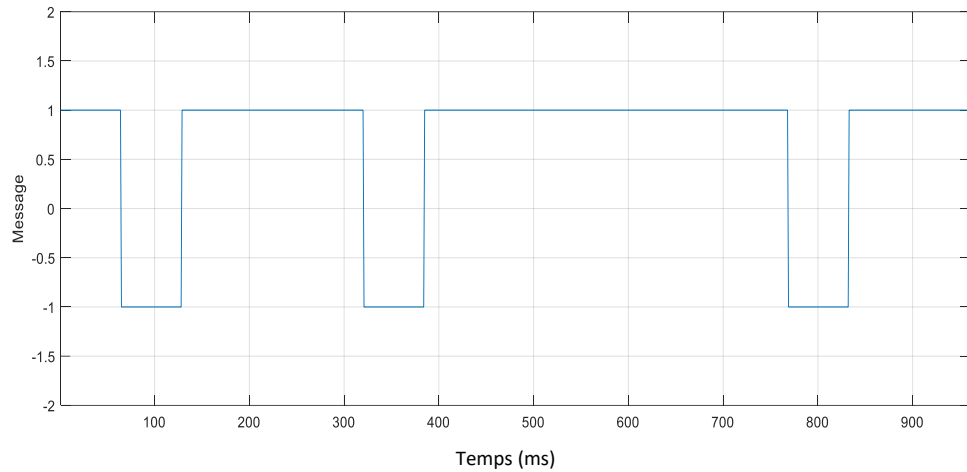




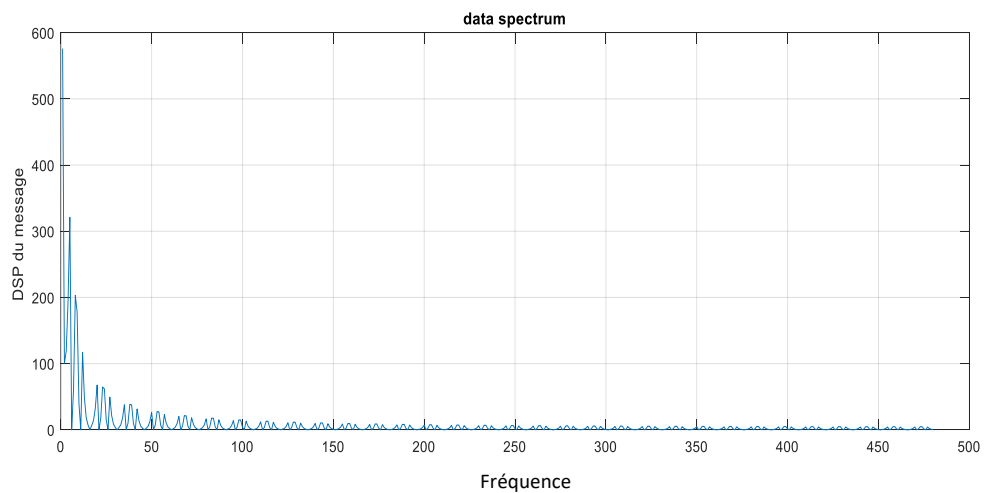
**Figure 3.15 :** présentation d'autocorrélations des 3 états du systèmes chaotiques de Lorenz

De la figure 3.15 nous avons observé des changements d'autocorrélation dans les mêmes 3 états du systèmes chaotiques, ces changements sont dus au changement des conditions initial.

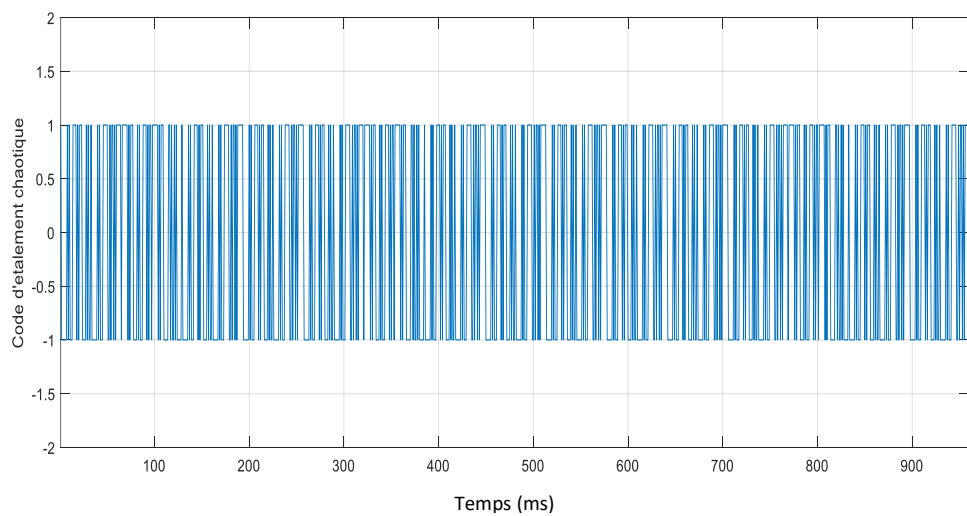
### 3.7 Exemple d'application des séquences d'étalement chaotiques pour la transmission d'un message binaire



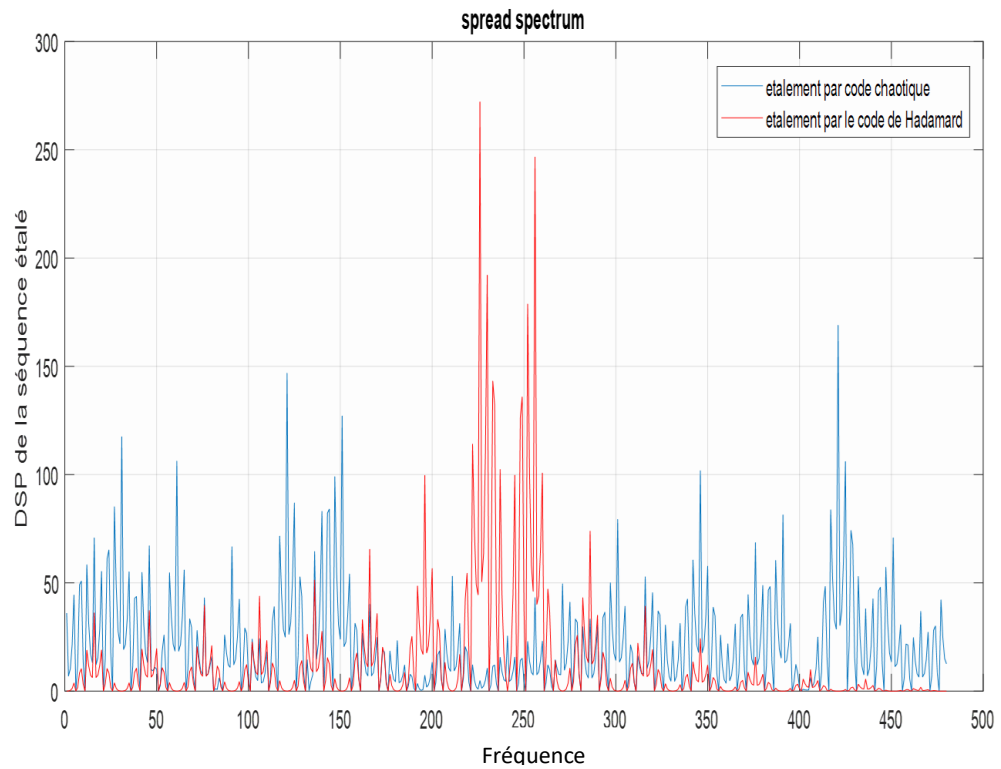
**Figure 3.16 :** message à transmettre



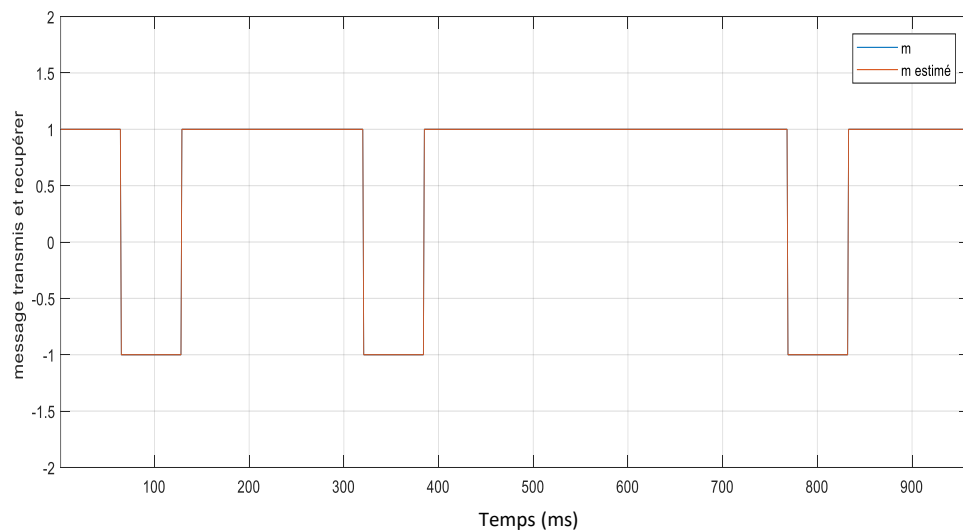
**Figure 3.17 :** le spectre de message à transmettre



**Figure 3.18 :** le code d'étalement chaotique



**Figure 3.19 :** le spectre de la séquence étalé



**Figure 3.20 :** message récupérer

De la figure 3.19 nous remarquons que le spectre de signal étalé par le code chaotique a une répartition complète et presque égale sur toute la bande fréquentielle, par contre le spectre du signal étalé par le code de Hadamard est concentré dans un certain intervalle fréquentiel.

On observe aussi que l'amplitude de puissance maximum du spectre de signal étalé par le code de Hadamard est supérieure au ceci du spectre de signal étalé par le code chaotique.

Donc l'étalement par code chaotique est plus sécurisé et garantie une meilleure qualité de transmission.

### **3.8 Conclusion**

Dans ce présent chapitre, nous avons vus quelques définitions, exemples, notions et quelques caractéristiques sur les systèmes chaotiques parmi lesquelles :

- Le chaos est le résultat d'un processus déterministe.
- Il apparaît dans les systèmes non linéaires.
- La trajectoire ou la forme observée apparaît principalement désordonnée et aléatoire.
- Le comportement d'un système chaotique est hypersensible aux changements des conditions initiales.
- Les prédictions de long terme sont inutiles ; par contre, les prédictions de court terme peuvent être relativement précises.

Nous avons vu aussi comment générer des codes d'étalement à partir de ces systèmes avec un exemple d'application de l'un de ces codes.

**Bibliographie**

- [38] SCHUSTER, Heinz Georg et JUST, Wolfram. Deterministic chaos : an introduction. *John Wiley & Sons*, 2006.
- [39] DAHAN, Amy et AUBIN, David. Systèmes dynamiques et Chaos : Convergences et recompositions, un aperçu historique. *Chaos et Systèmes dynamiques*, 2007 Hermann, Paris, 2007, p. 327-356.
- [40] AUBIN, David et DALMEDICO, Amy Dahan. Writing the history of dynamical systems and chaos: longue durée and revolution, disciplines and cultures. *Historia Mathematica*, 2002, vol. 29, no 3, p. 273-339.
- [41] LEIBER, Theodor. On the Impact of Deterministic Chaos on Modern Science and the Philosophy of Science: Implications for the Philosophy of Technology? *Techné: Research in Philosophy and Technology*, 1998, vol. 4, no 2, p. 93-110.
- [42] DIMASSI, Habib. Synchronisation des systèmes chaotiques par observateurs et applications à la transmission d'informations. 2012. *Thèse de doctorat*. Paris 11.
- [43] CHE DZUL-KIFLI, Syahida. *Chaotic dynamical systems*. 2012. *Thèse de doctorat*. University of Birmingham.
- [44] DA SILVA, Eric Goncalves. Introduction aux systèmes dynamiques et chaos. 2004.
- [45] ZEMOUCHE, Ali. Sur l'observation de l'état des systèmes dynamiques non linéaires. 2007. *Thèse de doctorat*. Université Louis Pasteur-Strasbourg I.
- [46] MICHAELS, Alan Jason. Digital chaotic communications. 2009. *Thèse de doctorat*. Georgia Institute of Technology.
- [47] YANG, Tao. Impulsive control theory. *Springer Science & Business Media*, 2001.
- [48] CHEN, Shihua et LÜ, Jinhu. Synchronization of an un certain unified chaotic system via adaptive control. *Chaos, Solitons & Fractals*, 2002, vol. 14, no 4, p. 643-647.

**CHAPITRE**

---

**4*****Résultats de Simulation***

---

---

**4.1 Introduction**

Dans ce chapitre, nous allons présenter les résultats de transmission réalisés utilisant le Matlab R2015/ Simulink.

Simulink est une plate-forme de simulation multi-domaine et de modélisation de systèmes dynamiques. Il fournit un environnement graphique et un ensemble de bibliothèques contenant des blocs de modélisation qui permettent le design précis, la simulation, l'implémentation et le contrôle de systèmes de communications et de traitement du signal. Simulink est intégré à MATLAB, fournissant ainsi un accès immédiat aux nombreux outils de développement algorithmique, de visualisation et d'analyse de données de MATLAB.

Les blocs de nos transmissions sont :

**1) la source des signaux** : qui est dans ce cas un générateur d'entiers aléatoires (random integer generator) avec un temps d'échantillonnage (1/1000) s a deux niveaux.

**2) utilisateur** : qui est un sous-système constitué des blocs suivants :

- deux Convertisseurs unipolaire bipolaire (Unipolar to Bipolar Converter) : responsable de codage NRZ des données et des séquences d'étalements.

- générateur de code : avec un temps d'échantillonnage ( $1/(1000*N)$ ) s.

- produit (Product) : Bloc non linéaires qui fait l'opération de multiplication des signaux.

**3) somme(sum) :** Bloc linéaire Combine les signaux étalés.

**4) canal AWGN (AWGN Channel) :** c'est notre canal de transmission commun

**5) récepteur(detector) :** qui est un sous-système constitué des blocs suivants :

- produit (Product)

-Integrate and Dump : Intégrez le nombre d'échantillons dans la période d'intégration et réinitialisez à la fin de l'intégration.

-sign : Blocs non linéaires qui donne une sortie 1 pour entrer positive, sortie -1 pour entrer négative.

-Convertisseur bipolaire unipolaire (Bipolar to Unipolar Convert) : responsable de codage NRZ inverse d'information récupérer.

**6) Calcul du taux d'erreur (Error Rate Calculation) :** Calculer le taux d'erreur des données reçues en les comparant à une version différée des données transmises.

**7) display :** utiliser pour l'affichage de taux d'erreur.

**8) to Workspace :** Écrire des entrées dans une série temporelle, un tableau ou une structure spécifique dans un espace de travail. Pour la simulation par menu, les données sont écrites dans l'espace de travail de base MATLAB.

On va évaluer les performances des codes d'étalement chaotique sur une transmission DS- en fonction de rapport signal sur bruit ( $E_b/N_0$ ). Ces performances dépendent d'un certain nombre de paramètre tel que le nombre d'utilisateurs et la longueur de code d'étalements utilisée.

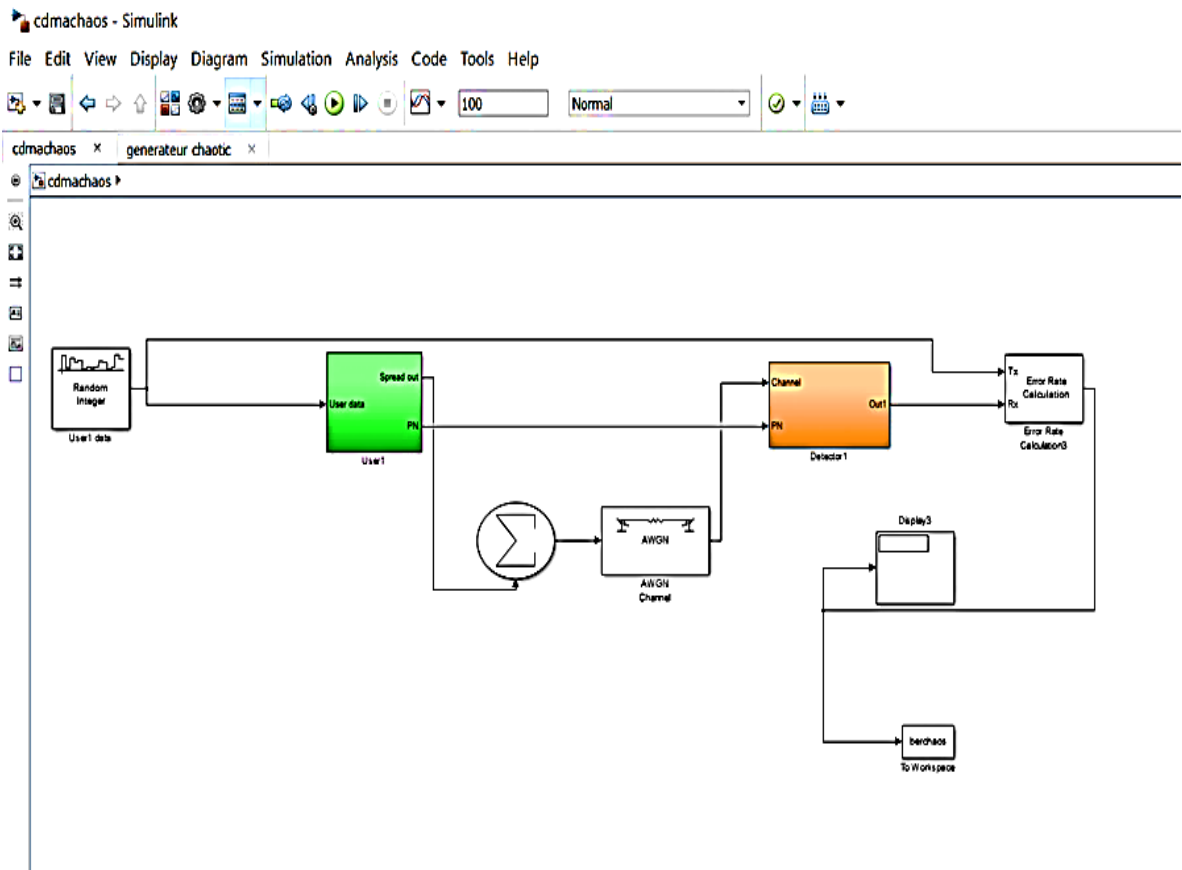


Figure 4.1 : Réalisation sous Simulink de la transmission numérique

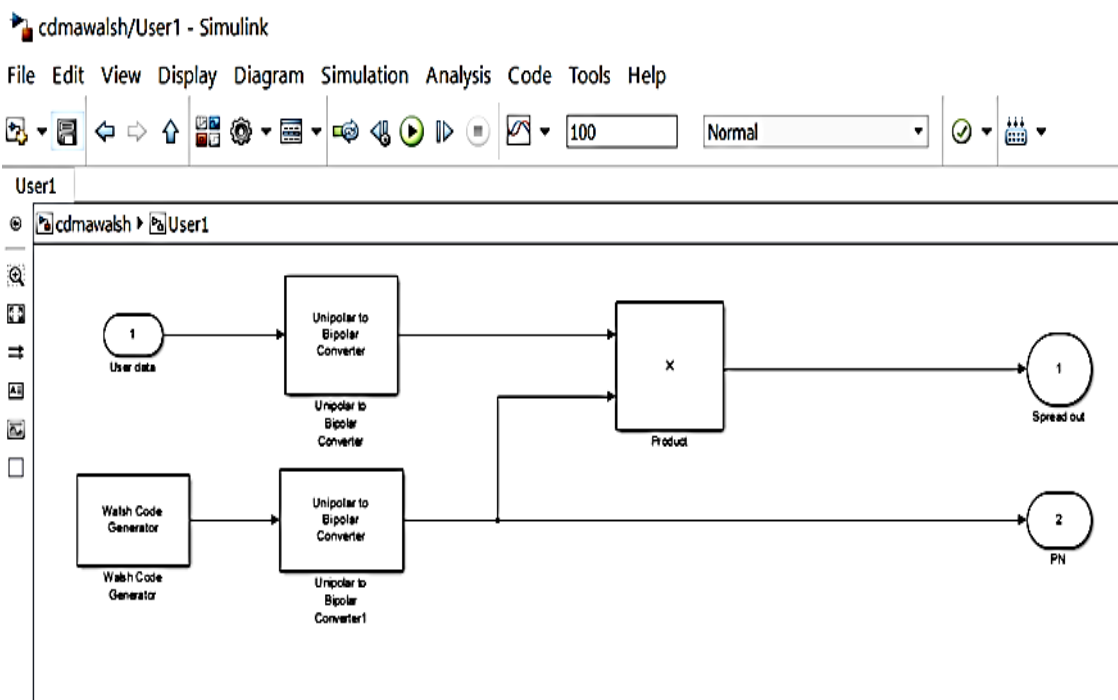


Figure 4.2 : Générateur de code Walsh



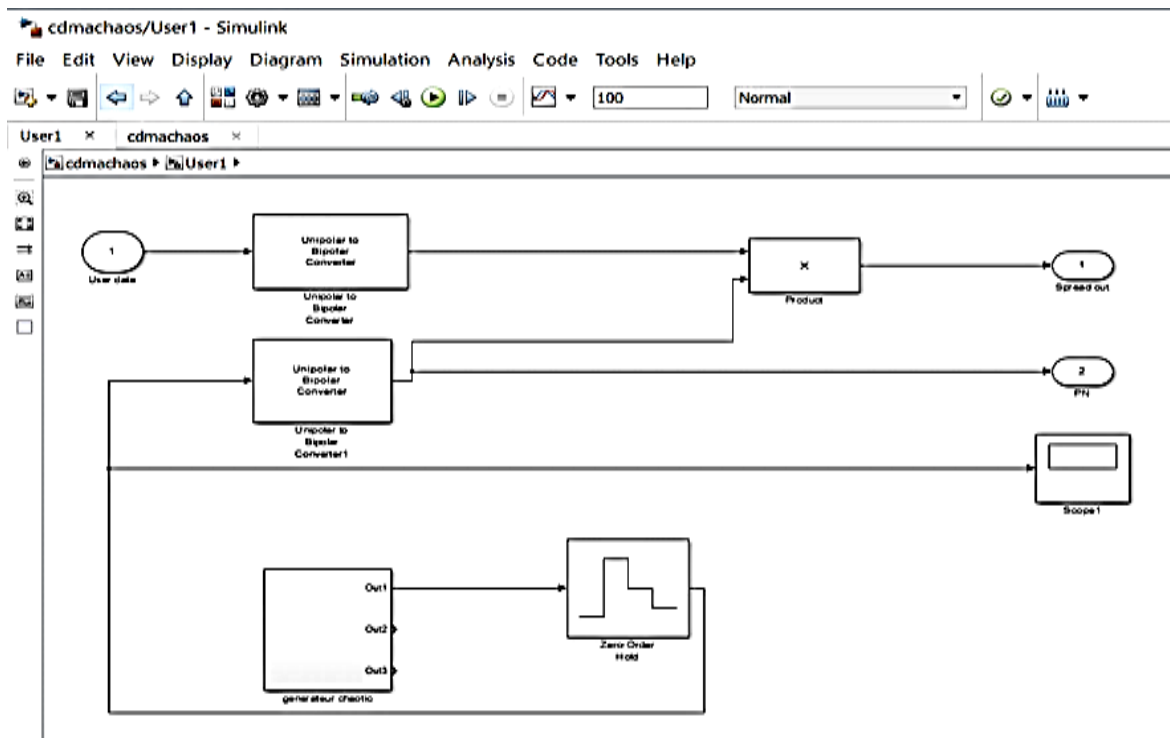


Figure 4.3 : générateur de code chaotique

**4.2 Résultats de simulation et l'interprétation des performances du système DS-CDMA avec comparaison entre quelques séquences d'étalement :**

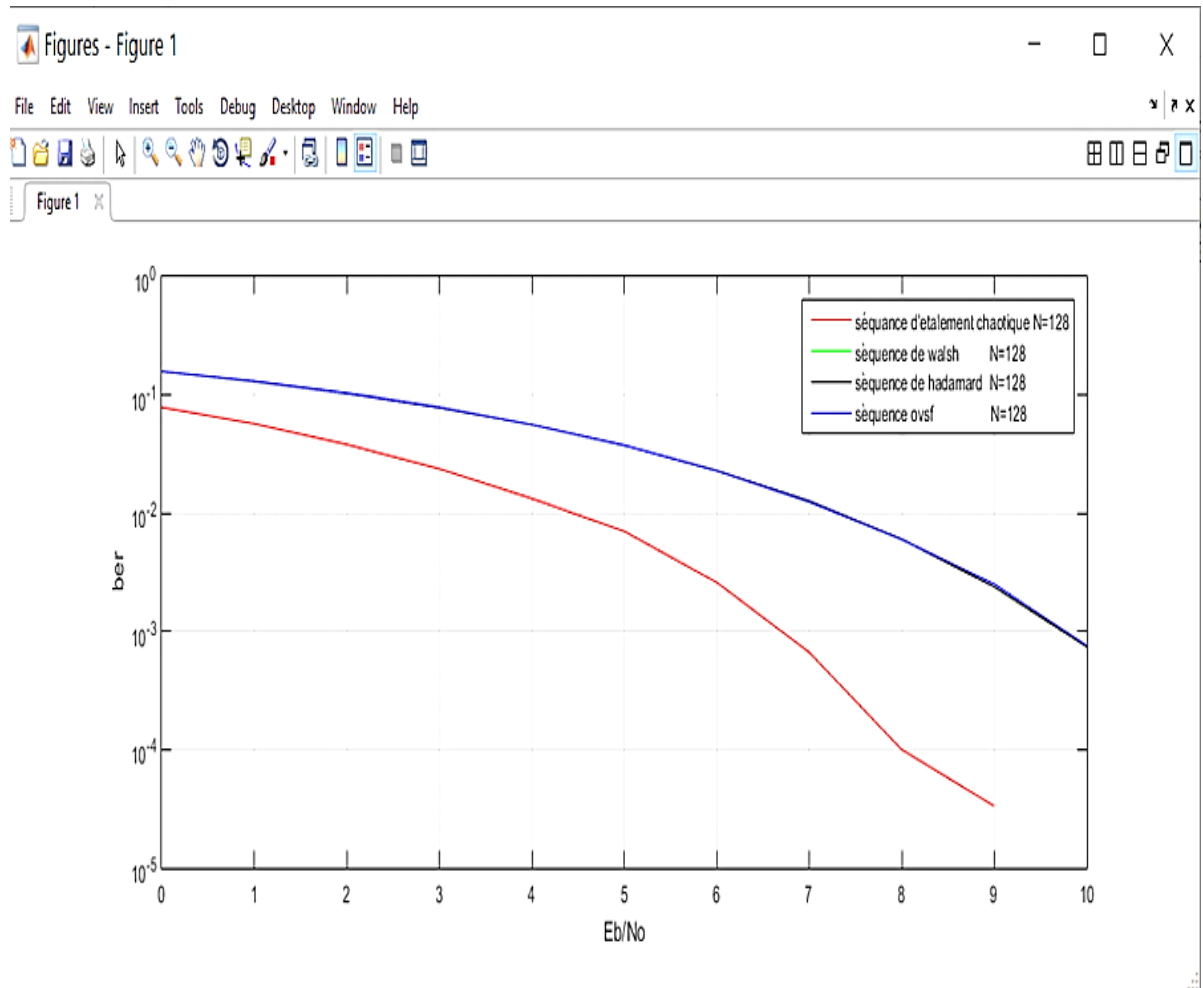
Pour l'évaluation quantitative les performances du système DS-CDMA, les paramètres listés dans le tableau 1 ont été adoptés.

| Paramètres                       | Valeur         |
|----------------------------------|----------------|
| La période symbole des données   | $T_s=10^{-3}s$ |
| Nombre d'utilisateurs            | $K=1$          |
| La longueur de code d'étalements | $N=128$        |
| Durée de code d'étalements       | $1/(1000*N) s$ |

Tableau 4.1 : Les paramètres utilisés dans le système DS-CDMA

### 4.2.1. L'influence de rapport signal sur bruit

La figure suivante illustre les performances du système DS-CDMA en termes de taux d'erreur en fonction de rapport signal sur bruit ( $E_b/N_0$ ).



**Figure 4.4 :** le taux d'erreur de transmission

On remarque que le système présente des bonnes performances, Le taux d'erreur (ber) diminue en augmentant le rapport signal sur bruit ( $E_b/N_0$ ). Nous observons aussi que les valeurs de Ber des transmissions par les séquences d'étalements Connus sont presque identiques, par contre le code d'étalement chaotique présente de meilleure performance.

### 4.2.2. L'influence de nombre d'utilisateur :

Dans cette partie, nous allons augmenter le nombre des utilisateurs à 5

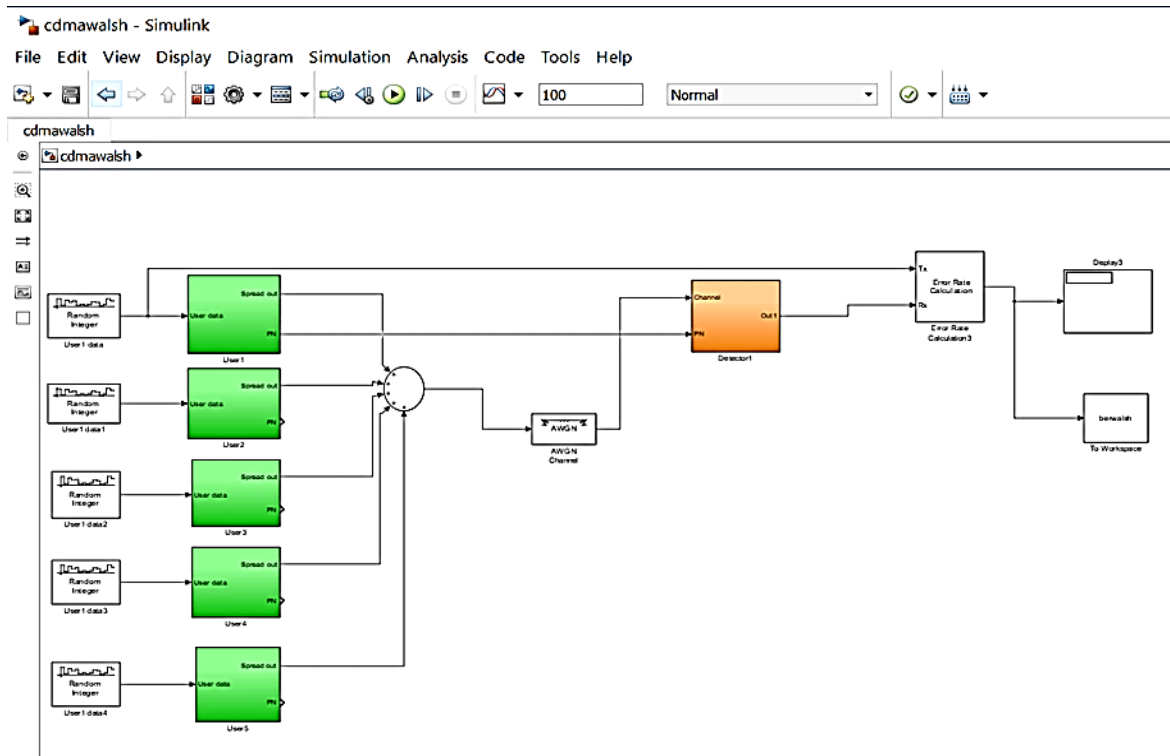


Figure 4.5 : réalisation sous Simulink de la transmission pour  $k=5$

La figure suivante montre l'influence de nombre d'utilisateur sur le système DS-CDMA, pour cette simulation on a pris la valeur de  $K=5$ .

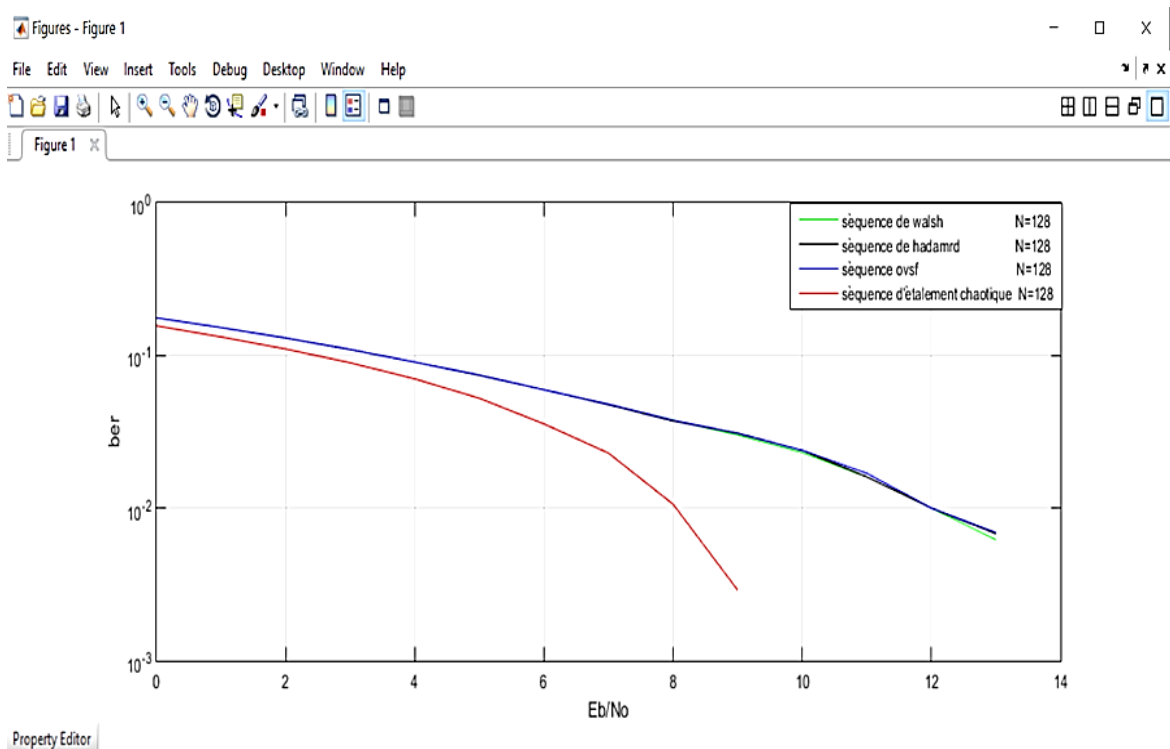
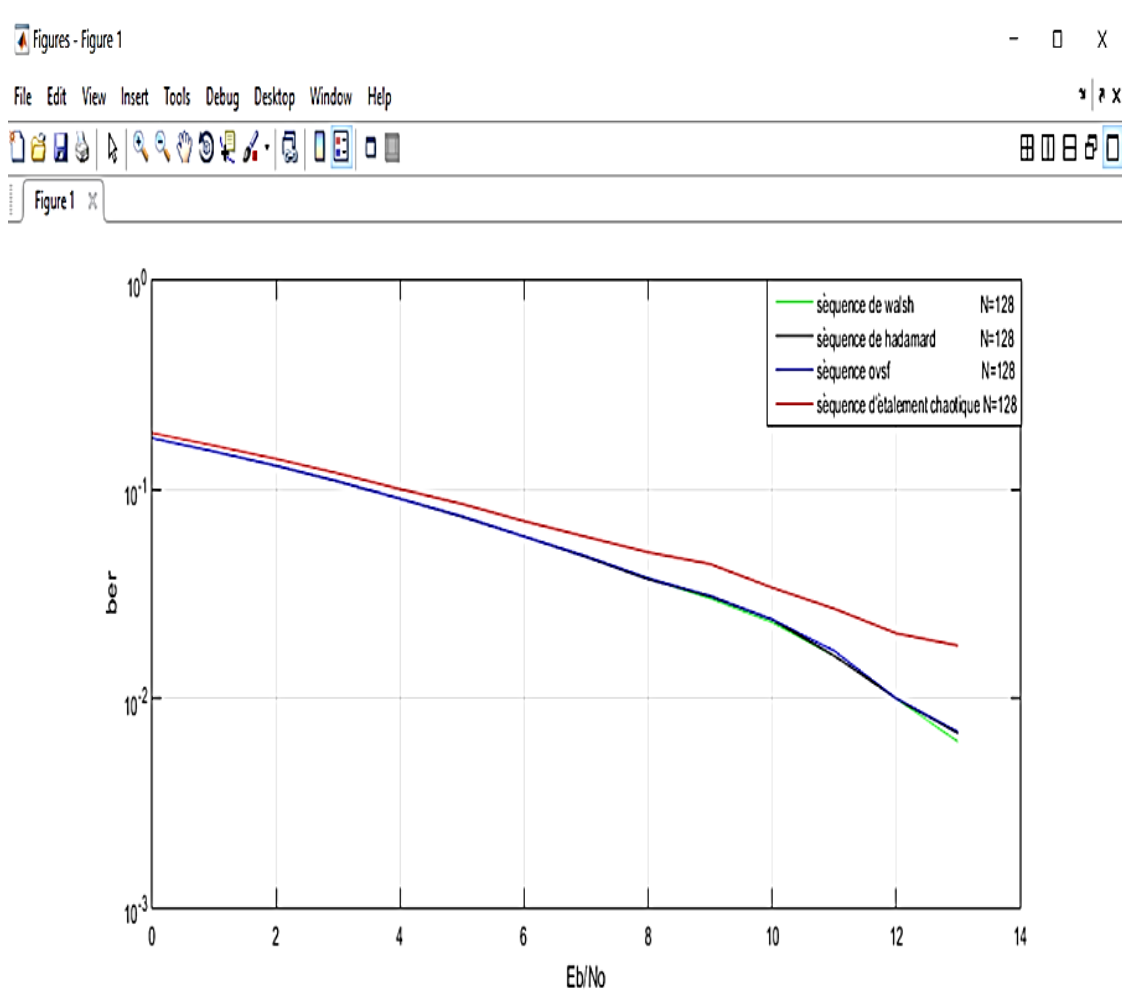


Figure 4.6 : le taux d'erreur de transmission pour  $K=5$

On remarque que chaque fois le nombre d'utilisateur augmente la qualité de transmission (BER) diminue et cela est dû aux interférences entre symbole et l'erreur d'inter corrélation entre les différents codes. En plus, remarque que le code chaotique donne toujours de meilleures performances.

#### 4.2.3. L'influence des conditions initiales (cas de code d'étalement chaotique) :

Cette figure présente l'influence des conditions initiales sur les séquences d'étalements chaotiques



**Figure 4.7 :** le taux de transmission pour condition initial différente

A partir de la figure 4.7, on remarque les codes chaotiques donne de mauvais résultats part rapport ou autres codes, malgré que sur la figure 4.6 on avait de meilleure performance. Cette différence de résultat est dû au choix de la condition initiale. En effet chaque condition initiale donne un code différent en termes de propriété de corrélation et d'inter corrélation.

**4.3. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de la simulation des performances du système DS-CDMA en termes de taux d'erreur (ber) en fonction de rapport signal sur bruit ( $E_b/N_0$ ) avec une comparaison entre des différents codes d'étalements, Plusieurs paramètres ont été considérés.

Les résultats montrent que le choix des séquences d'étalements chaotiques doit être judicieux Dans le sens où il faut bien choisis les conditions initiales.

---



## *Conclusion générale et perspective*

---

Ce travail présente une synthèse portant sur l'optimisation des performances des systèmes d'accès multiple. Le CDMA, basée sur le code d'étalement, est considéré aujourd'hui comme une technique d'accès multiple accréditée au cryptage dans les transmissions numériques.

Cependant, les performances de cette Technique dépendent de la "qualité" des codes utilisés. C'est pourquoi l'optimisation des algorithmes de génération des séquences aléatoires (codes) attiré l'intérêt des chercheurs.

Nous avons choisi l'idée d'application des systèmes chaotiques dans notre transmission des données Après avoir dressé un état de l'art présentant les principaux codes d'étalement dans le chapitre 2.

Le chaos est obtenu à partir de systèmes non linéaires ; il correspond à un comportement borné de ces systèmes, ce qui le fait apparaître comme du bruit pseudo aléatoire. Il peut donc être utilisé pour masquer ou mélanger les informations dans une transmission sécurisée.

L'originalité de ce travail repose sur l'application du chaos pour la génération des séquence d'étalements. Notre objectif a été alors d'utiliser le chaos en l'occurrence le système chaotique unifié pour la génération des codes d'étalements. Les résultats obtenus montrent l'efficacité du chaos en termes de bonne qualité de transmission.

Comme perspective a ce travail, on propose l'utilisation des algorithmes d'optimisations tel que les algorithmes génétiques pour l'optimisation des conditions initiales afin d'obtenir de meilleurs résultats.