

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI, TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Mémoire de fin d'études
en vue de l'obtention
du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique

Option : Communication

Thème:

Etude des techniques à étalement de spectre
Application à la CDMA et simulation sous
Matlab

Proposé et dirigé par :

M. AIT BACHIR.Y

Présenté par :

M.TEKFI REZKI

M. SAAD AMMAR

Année universitaire **2008/2009**

Sommaire

Introduction Générale.....	1
Chapitre I : les techniques à étalement de spectre	
I. Introduction.....	3
II. Généralités	3
II.1. transmission en bande de base et transmission sur onde porteuse.....	3
II.2. le milieu de transmission.....	3
II.2.1. l'espace libre.....	4
II.3. le bruit.....	4
II.4. notion de débit et rapidité de modulation.....	4
II.4.1. le débit.....	4
II.4.2. la rapidité de modulation.....	4
II.5. le code NRZ.....	5
II.6. la modulation.....	6
II.6.1. la modulation discrète.....	6
a) la modulation par déplacement d'amplitude(ASK).....	6
b) la modulation par déplacement de fréquence (FSK).....	7
c) la modulation par déplacement de phase.....	7
C1) la modulation BPSK.....	7
C2) la modulation QPSK.....	8
III. Principe de l'étalement de spectre.....	8
IV. Les techniques d'étalement de spectre.....	8
IV.1. Etalement de spectre par séquence directe(DSSS).....	9
IV.1.1. principe.....	9
IV.1.2. Génération de codes pseudo aléatoires.....	11
IV.1.3. les propriétés mathématiques des codes PN.....	13
IV.1.4. présentation des organes de synchronisations et de poursuites.....	15
a)l'organe de synchronisation.....	15
b) boucle à verrouillage de délai (poursuite).....	16
IV.1.5. Etalement de spectre en modulation BPSK.....	18
IV.1.6. Etalement de spectre en modulation QPSK.....	21
IV.2. Etalement de spectre par sauts de fréquence (FHSS).....	25

IV.2.1. définition.....	25
IV.2.2. les différentes catégories des systèmes FHSS.....	26
IV.2.3. Gain de traitement d'un système FHSS.....	27
IV.2.4. Architecture d'un système FHSS.....	28
IV.2.4.1. Architecture de l'émetteur.....	28
IV.2.4.2. Architecture du récepteur.....	29
IV.3. Etalement de spectre par sauts de temps.....	30
IV.4. Avantages et inconvénients de l'étalement de spectre.....	31
IV.4.1. Avantages de l'étalement de spectre.....	31
IV.4.2. inconvénients de l'étalement de spectre.....	32
V. Conclusion.....	32

Chapitre II : Principe de l'Accès Multiple à Répartition par les Codes

I. Introduction.....	34
II. Les systèmes de communication.....	34
II.1. Les Réseaux de 1 ^{ière} génération.....	34
II.2. Les réseaux de 2 ^{ième} génération.....	34
II.3. les Réseaux de 3 ^{ième} génération.....	36
II.3.1. Les débits UMTS.....	36
II.3.2. Les fréquences attribuées à la 3 ^{ième} génération.....	37
III. Les techniques d'accès multiples.....	37
III.1. le partage en fréquence.....	37
III.2. le partage en temps.....	38
III.3. le partage en code.....	38
IV. Les systèmes CDMA.....	39
IV.1. Définition.....	39
IV.2. Principe.....	39
IV.3. Les différents modes de CDMA.....	40
IV.4. Les systèmes DS-CDMA.....	40
IV.4.1. Principe.....	40
IV.4.2. Calcul du nombre d'utilisateurs.....	40
IV.4.3. Modélisation d'un système DS-CDMA.....	42
IV.4.4. Les deux type de récepteurs CDMA.....	49
IV4.4.1. structure Mono utilisateur.....	49

IV.4.4.1.a. le filtre adapté.....	49
IV.4.4.2. Structure Multi utilisateurs.....	50
IV.5. Les systèmes FH-CDMA.....	51
IV.5.1. Architecture du FH-CDMA rapide et modulation DBPSK.....	51
IV.5.1.1. L'émetteur.....	51
IV.5.1.2. Le récepteur.....	52
IV.5.2. Architecture du FH-CDMA rapide et modulation DQPSK.....	53
IV.6. systèmes CDMA chaotiques.....	54
IV.6.1. définition du signal chaotique.....	54
IV.6.2. Transmission à porteuse chaotique.....	54
IV.6.3. Etalement de spectre par séquence directe chaotique.....	54
IV.6.3.1. Principe.....	55
IV.6.3.2. Les séquences d'étalement chaotiques.....	56
IV.6.4. systèmes DS-CDMA chaotique.....	57
IV.6.4.1. Principe.....	57
IV.6.4.2. Génération des signaux chaotiques.....	58
IV.6.4.3. système basé sur les séquences chaotiques binaires.....	59
IV.6.4.3.a. système Mono utilisateur.....	59
IV.6.4.3.a.1. architecture du sys.à étalement de spectre.....	59
IV.6.4.3.b. Système multiutilisateurs.....	62
IV.6.4.4. Système basé sur les séquences chaotiques M.niveaux.....	64
IV.6.4.4.a. Architecture du système en bande de base.....	64
IV.7. Les contraintes de la technique CDMA.....	67
V. Conclusion.....	68

Chapitre III : Les codes d'étalement utilisés en CDMA

I. Introduction.....	69
II. Notion de codes pseudo aléatoires.....	69
III. Les different codes pseudo aléatoires.....	70
III.1. Séquence pseudo aléatoire à longueur maximale.....	70
III.1. Définition.....	70
III.1.2. Principe et génération des ML-séquences.....	70
III.1.3. Propriétés des ML-séquences.....	73
III.1.4. Intercorrélation des ML-séquences.....	74
III.1.5. Notion de confidentialité.....	75

III.2. Les codes de Gold.....	76
III.2.1. Architecture d'un générateur de séquences de Gold.....	77
III.2.2. Les paires préférées des ML-séquences pour les codes de Gold.....	78
III.3. Les séquences de Kasami.....	80
IV. Les codes orthogonaux.....	81
IV.1. Définition.....	81
IV.2. Les codes de Walsh.....	81
IV.3. Les codes de Hadamard.....	82
V. Les codes composites.....	83
VI. Conclusion.....	85

Chapitre IV : Simulation sous Matlab d'un système à étalement de spectre par saut de fréquence

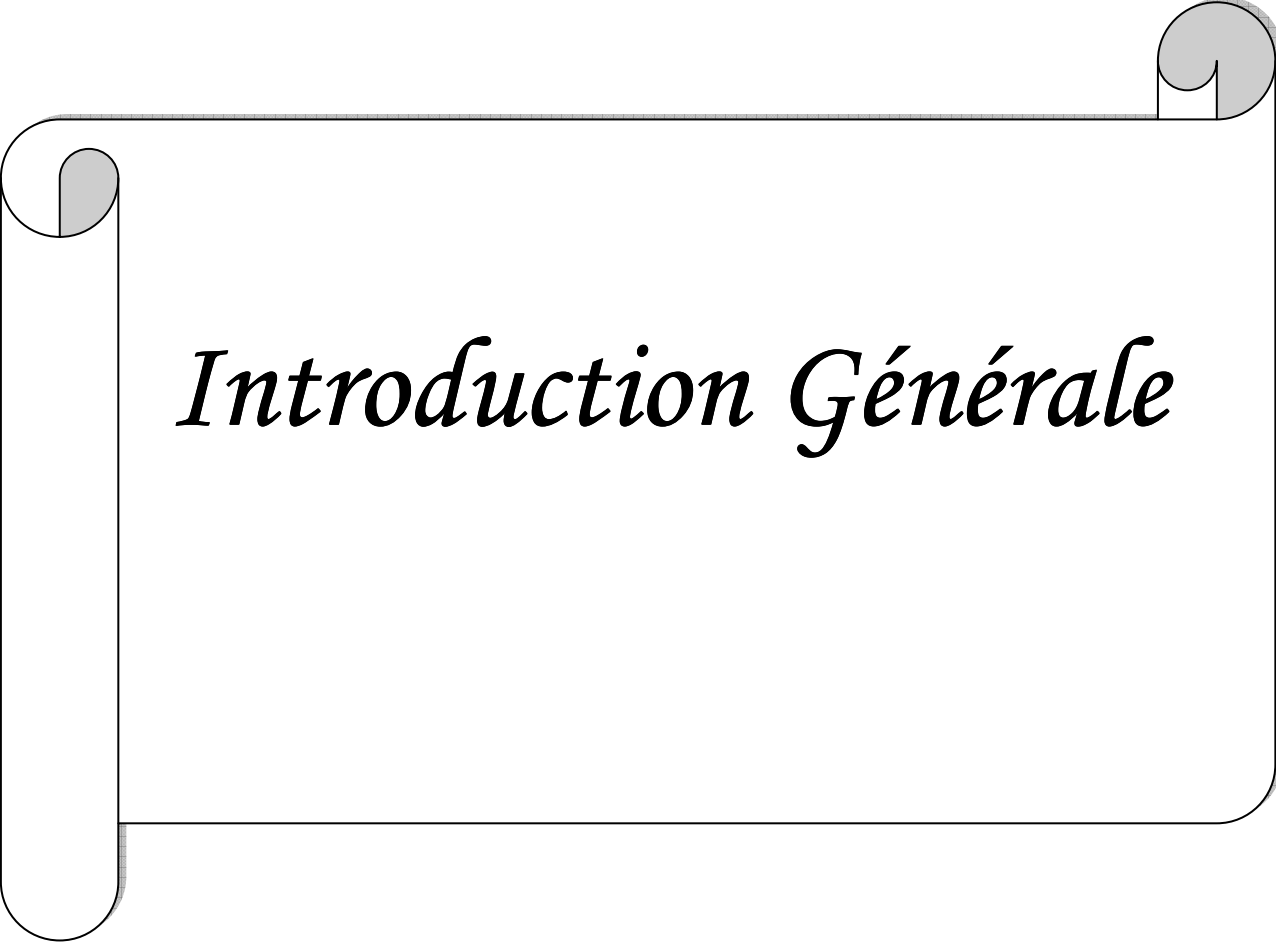
I. Définition du logiciel Matlab.....	86
II. Résultats de la simulation.....	86
III. Conclusion.....	91

Conclusion Générale.....	92
---------------------------------	-----------

Bibliographie.

Annexe.

Glossaire.



Introduction Générale

Introduction

Depuis le début de XX^{ième} siècle, le monde a connu une avancée spectaculaire dans les domaines technologiques, plus précisément ceux de l'Informatique et d'Electronique, ce qui a donné naissance à plusieurs techniques de traitement de signal.

Parmi ces nouvelles techniques, on trouve celle qui a pris comme appellation « Etalement de spectre » (Spread Spectrum) qui constitue le thème de notre projet.

L'apparition de cette technique date des années 1940, inventée par l'Américaine HEDY LAMMAR, à cette époque l'étalement de spectre à servi essentiellement dans le domaine militaire en l'utilisant dans les systèmes de guidage et antibrouillage des transmissions.

Entre autre, dans le domaine civil, la technologie de téléphonie mobile se développe de jour en jour, passant par les réseaux de 1^{ère} génération à ceux de 2^{ième} génération, et c'est là que l'étalement de spectre est utilisé pour la première fois dans le domaine civil des télécommunications en Amérique du nord sous le standard IS-95 ou CDMA One.

Aujourd'hui les besoins et les demandes ainsi que le nombre des usagers de la téléphonie mobile nous imposent de passer obligatoirement à une nouvelle ère de la téléphonie qui permet l'amélioration des services assurés par les constructeurs et opérateurs, ce qui a donné naissance aux systèmes de 3^{ième} génération (UMTS, CDMA2000) qui se basent sur la technique d'étalement de spectre.

Pour mener à bien notre travail nous l'avons partagé en quatre chapitres. Le premier nous l'avons consacré à l'étude de deux principales techniques d'étalement de spectre à savoir l'étalement par séquence directe et saut en fréquences.

Le deuxième chapitre est dédié à la présentation du système à accès Multiple à Répartition par les codes (AMRC), où nous avons décrit les principes de bases de ce système.

Dans le troisième chapitre, nous avons étudié les codes d'étalement utilisés dans les systèmes CDMA, en décrivant les méthodes de générations ainsi que les critères de choix de ces codes lors de leur utilisation dans ces systèmes.

Le dernier chapitre présente une simulation logicielle réalisée sous Matlab, dont l'objectif est de montrer l'effet de l'étalement de spectre.

En fin nous terminons notre travail par une conclusion.

Chapitre I :
Les techniques à
étalement de spectre

I. Introduction :

L'étalement de spectre (Spread Spectrum) est une technique qui consiste à répartir l'énergie d'un signal à émettre sur une bande de fréquence plus large que celle réellement nécessaire à la transmission de ce signal.

Plus spécifiquement, l'étalement de spectre est utilisé pour :

- ✓ combattre les effets néfastes de l'interférence produite par le brouillage des autres utilisateurs présents dans le canal ou la propagation par trajet multiple.
- ✓ masquer le signal en utilisant une faible puissance d'émission, et par conséquent le signal sera difficile à intercepter par un utilisateur non-autorisé.
- ✓ Un partage adéquat des ressources Radio.

II. Généralités :

II.1. transmission en bande de base et transmission sur onde porteuse :

On parle de transmission en bande de base, lorsqu'aucune opération de modulation n'est appliquée pour la transmission d'un signal.

Lorsque la bande de fréquence B allouée à la transmission est centrée autour d'une fréquence f_0 , on parle alors de transmission sur onde porteuse. Pour celle-ci, le milieu de transmission est constitué principalement par l'espace libre.

II-2. Le milieu de transmission :

Le milieu de transmission représente le médium entre l'émetteur et le récepteur. Il est pratiquement constitué par l'un des supports suivants :

- câble coaxial
- lignes bifilaires
- fibre optique
- espace libre

Le milieu retenu pour les transmissions dans les systèmes à étalement de spectre est l'espace libre.

II-2-1. L'espace libre :

Ce milieu est généralement réservé aux transmissions par satellite ou par faisceaux hertziens, ainsi qu'aux radiocommunications avec les mobiles.

II-3. Le bruit :

Le bruit est un signal aléatoire dont les origines sont le milieu de transmission (bruit externe), ou les dispositifs électroniques dans le récepteur (bruit interne). Parmi les bruits externes, on peut citer les divers rayonnements captés par l'antenne (cas de transmission en espace libre), et les interférences éventuelles entre les différents utilisateurs du milieu de transmission.

II.4. Notion de débit et rapidité de modulation :

II-4.1. Le débit :

Le débit est défini comme le nombre d'éléments émis par unité de temps. Si l'intervalle de temps séparant l'émission de deux éléments consécutifs est constant est égale à T_b , alors le débit D_d est :

$$D_d = \frac{1}{T_b} \text{ (bits.s}^{-1}\text{)}.$$

II.4.2. La rapidité de modulation R:

La rapidité de modulation (R) se définit comme étant le nombre de changements d'état (changement de phase du signal porteur, une excursion de fréquence ou une variation de l'amplitude) par seconde.

II-5. Le code NRZ (Non Retour à Zéro) :

A chaque élément binaire a_k du message à transmettre, on associe un symbole a_k tel que :

$$a_k = 1 \quad \text{si } a_k = 1$$

$$a_k = -1 \quad \text{si } a_k = 0$$

La forme d'onde $h(t)$ est une « porte » d'amplitude A et de durée T_b

$$h(t) = \begin{cases} A & \forall t \in [0, T_b] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

Le signal $e(t)$ obtenu peut s'écrire :

$$e(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k h(t - kT_b) \quad (I.1)$$

Un chronogramme du code NRZ est représenté sur la figure suivante :

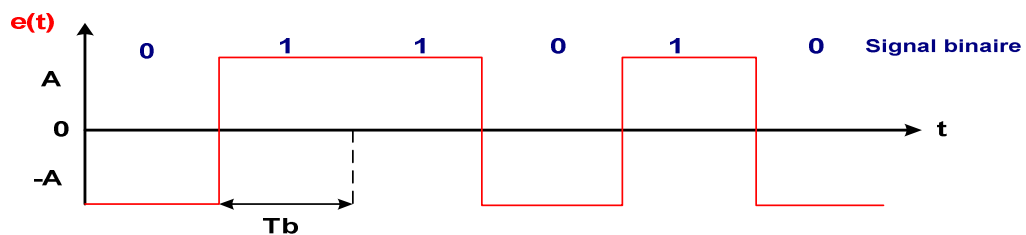


Fig.I.1.Code NRZ

la densité spectrale de puissance du code NRZ binaire [1] est :

$$G_b(f) = A^2 T_b \left[\frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \right]^2 \quad (I.2)$$

II.6. La modulation :

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse

$$S(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi_0) \text{ centrée sur la bande de fréquence du canal.}$$

Les paramètres modifiables sont :

- L'amplitude : A
- la fréquence : $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$
- La phase : ϕ_0

II.6.1. Les modulations discrètes [2] :

Les modulations discrètes consistent à moduler un signal numérique par une porteuse analogique. Comme dans la modulation analogique trois possibilités sont offertes :

- ASK (Amplitude Shift Keying), modulation par déplacement d'amplitude (MDA).
- FSK (Frequency Shift Keying), modulation par déplacement de fréquence (MDF).
- PSK (Phase Shift Keying), modulation par déplacement de phase (MDP).

a) La modulation par déplacement d'amplitude (MDA ou ASK) :

L'expression d'un signal modulé en MDA peut s'écrire de la façon suivante :

$$m(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k g(t - kT) \cos(\omega_0 t + \phi_0) \quad (I.3)$$

La forme de l'onde $g(t)$ est rectangulaire, de durée T et d'amplitude égale à 1 si t appartient à l'intervalle $[0, T]$ et égale à 0 ailleurs. Le symbole a_k prend sa valeur dans

l'alphabet ($A_1, A_2, \dots, A_M$). Autrement dit, cet alphabet met en évidence les M amplitudes ($M = 2^n$) possibles du signal, la valeur n désignant les groupements de n bits ou symboles à émettre. Les changements d'amplitude de la porteuse se produiront au rythme R de la transmission des symboles.

b) la modulation par déplacement de fréquence (MDF ou FSK) :

C'est une modulation par déplacement de fréquence, où la porteuse est modulée en fréquence par le signal numérique, c'est-à-dire qu'elle saute d'une fréquence F_0 pour le 0, à une fréquence F_1 pour le 1, comme le montre la figure suivante :

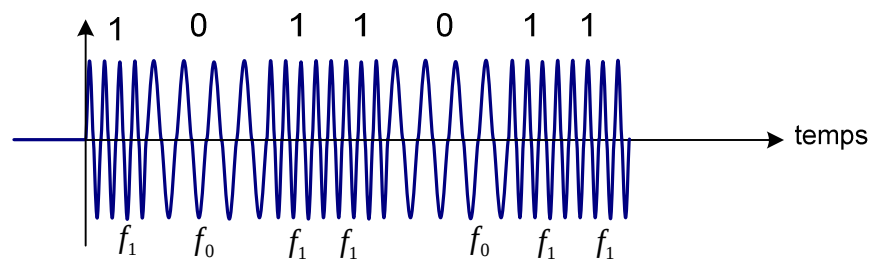


Fig. I.2. Allure temporelle d'un signal modulé FSK.

C) La modulation par déplacement de phase (MDP ou PSK) :

C-1) binary phase shift keying (BPSK):

Le principe utilisé est d'associer aux éléments binaires 1 et 0 des phases différentes, à la même fréquence. Ainsi la phase modulée prend soit la valeur 0° soit la valeur 180° .

Ce type de modulation donne une porteuse présentant des sauts de phase de π à chaque changement de l'information binaire comme le montre la figure suivante :

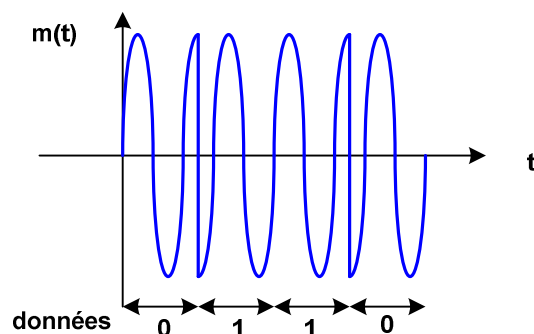
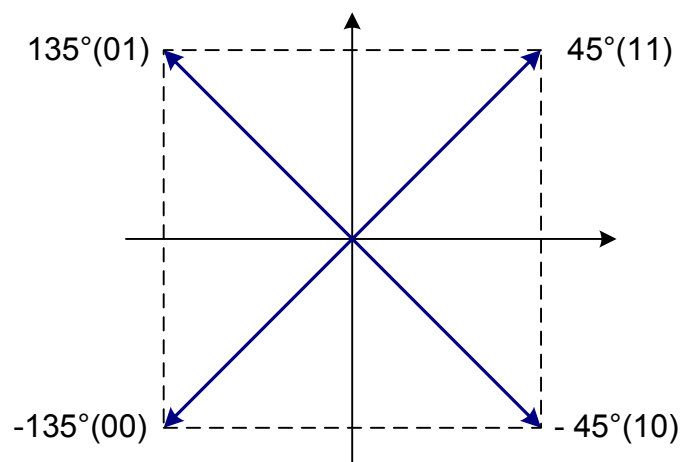


Fig. I.3. Allure temporelle d'un signal modulé BPSK**C-2) Quaternary phase shift keying (QPSK) :**

La modulation QPSK possède quatre états de phase équidistants de 90° . Contrairement à la BPSK où un bit d'information correspond à un état de phase, la modulation QPSK présente deux bits d'information pour un état de phase.

**Fig.I.4.** Constellation QPSK**III-Principe de l'étalement de spectre:**

Le Principe général de l'étalement de spectre consiste à multiplier, à l'émission, le signal d'information par des séquences pseudo-aléatoires (codes PN) qui constitue sa clé de codage. À la réception le récepteur doit générer la même séquence de code que celle utilisée à l'émission pour désétalement le signal, afin de récupérer l'information émise.

IV- les techniques d'étalement de spectre :

Il existe plusieurs méthodes d'étalement de spectre :

- Etalement par séquence directe (DSSS)
- Etalement par saut de fréquence (FHSS)
- Etalement par saut d'intervalle de temps (THSS)

Les deux principales techniques utilisées sont le saut de fréquence (Frequency Hopping Spread Spectrum), et la séquence directe (Direct Sequence Spread Spectrum).

IV-1) étalement de spectre par Séquence directe (DSSS):

IV-1-1) principe :

Dans les techniques d'étalement de spectre par séquence directe le principe réside dans la multiplication au sens mathématique (XOR), de chaque bit d'information de durée T_b , par un code pseudo aléatoire PN (Pseudo Random Noise Code) de durée $N.T_c$ propre à chaque utilisateur. Il en résulte que le débit de la séquence d'étalement est N fois plus grand que celui du débit d'information. Le code d'étalement est un signal périodique de période $N.T_c$ (constitué de N éléments appelés CHIP), il est unique pour chaque utilisateur et constitue sa clé de codage. Le signal d'information passe ainsi du débit D_d à un débit D_c et voit son spectre élargi avec un gain d'étalement N .

La figure(I.5) présente un schéma général d'un système à étalement de spectre par séquence directe. La somme modulo-2 (porte ou exclusif) inversée pour les données en format 0 et 1 est l'équivalent d'une multiplication de signaux en format -1 et 1. Il est possible d'utiliser un simple ou-exclusif, l'information transmise sera alors inversée [3].

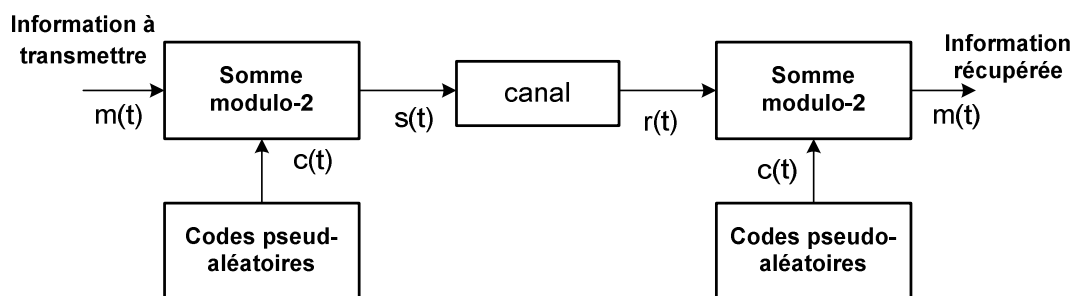


FIG I-5-Schéma général d'un système à étalement de spectre en séquence directe-

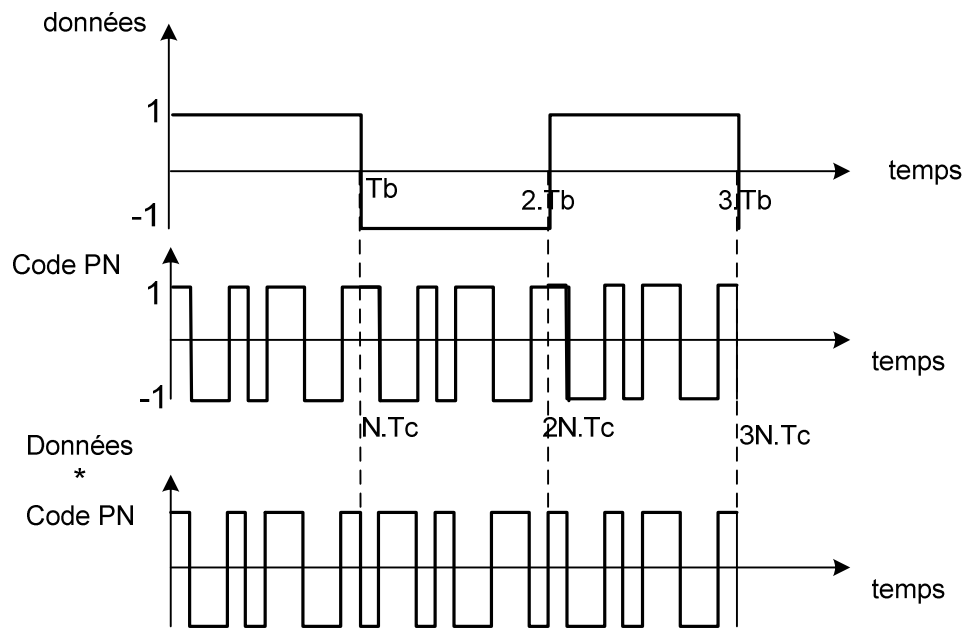


Fig. I.6.Étalement de spectre par séquence directe DSSS

Au niveau du récepteur, en multipliant le signal reçu $r(t)$ par le même code pseudo-aléatoire $c(t)$ que celui appliqué au niveau de l'émetteur, on récupère l'information transmise lorsque les deux signaux multipliés sont synchronisés. En effet, l'influence du code pseudo-aléatoire est ainsi éliminée.

Dans un système à plusieurs usagers (CDMA), chaque usager possède un code pseudo-aléatoire qui lui est propre, ce qui oblige le récepteur à connaître le code associé à l'utilisateur qui l'intéresse, permettant ainsi une séparation entre les différents utilisateurs du système.

Dans le domaine fréquentiel, la notion d'étalement de spectre est représentée dans la figure suivante :

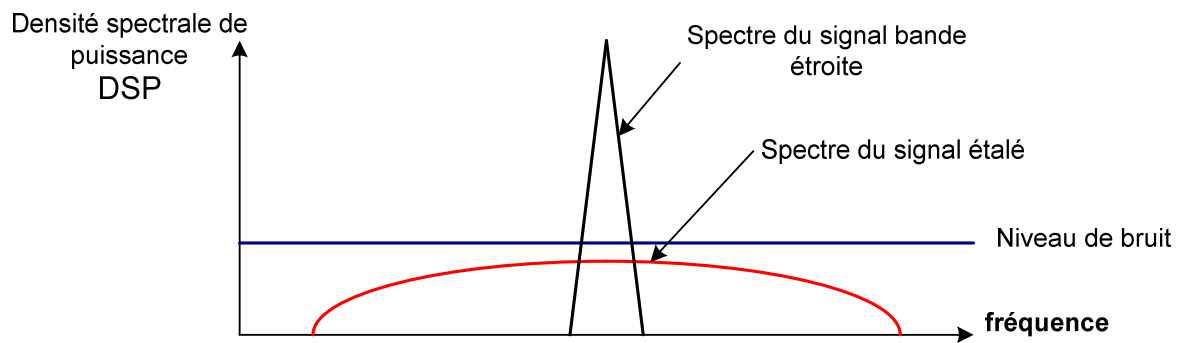


Fig. I.7. Comparaison signal bande étroite- signal étalé DSSS.

Au début, le signal à émettre occupe une bande de fréquence étroite, avec une densité spectrale de puissance élevée. Après avoir étalé le signal, la plage de fréquence devient beaucoup plus large, ce qui introduit une diminution de la DSP. Ce signal prend alors la forme d'un bruit.

IV-1-2. Génération de Codes Pseudo Aléatoires [4] :

Les codes pseudo aléatoires sont souvent utilisés dans les systèmes à étalement de spectre. Ils ne sont pas complètement aléatoires, parce que la génération des séquences aléatoires avec une mémoire finie est impossible. Pour simuler le phénomène aléatoire, on doit donc utiliser des séquences périodiques de période N très longue. Ces séquences périodiques, appelées codes pseudo aléatoires ou codes pseudo bruit (pseudo noise sequences ou code PN), nous permettent d'empêcher quelqu'un de trouver le code utilisé et de se servir de l'information utile pour brouiller le signal envoyé.

La génération des codes PN peut se faire grâce à des registres à décalages (shift registers) composés de bascules D.

La figure ci-dessous illustre un exemple de générateur de codes PN formé de 4 bascules D et de 2 prises (branchements) qui sont combinées en un ou exclusif, représenté par le symbole $\oplus$, pour générer des séquences différentes des valeurs initiales placées dans les bascules. Ces valeurs initiales sont 1100 pour l'exemple de la figure (I.8). A chaque coup d'horloge, les valeurs contenues dans les bascules sont décalées vers la droite.

La séquence obtenue par la configuration suivante est périodique de période 15, cette séquence est la suivante : 001101011110001. Figure (I.9).

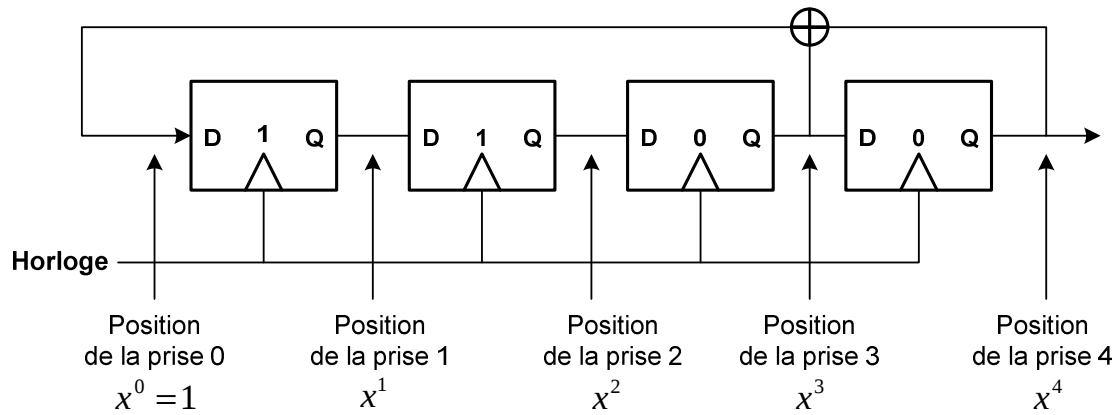


Fig.I.8 - Exemple de registre à décalage composé de 4 bascules D-

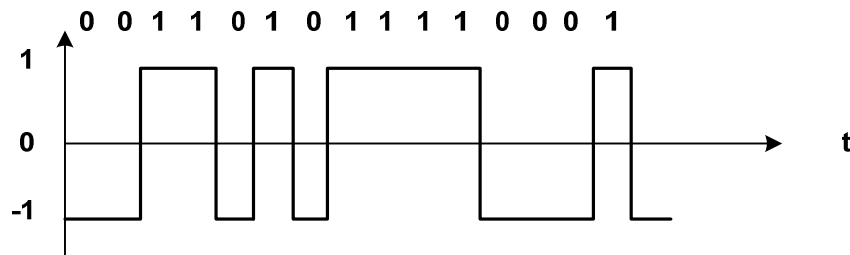


Fig.I.9. Forme d'onde de la séquence générée par le registre à décalage de l'exemple étudié.

Tant que l'horloge fonctionne, on obtient cette séquence de façon cyclique à tous les 15 coups d'horloge.

La position des prises permet d'identifier le polynôme caractéristique de cette séquence (générée par le registre) et de caractériser cette configuration (lui donner une notation). Ce polynôme est le suivant :

$$f(x) = x^0 + x^3 + x^4 = 1 + x^3 + x^4 \quad (I.4)$$

Pour caractériser une configuration, il faut connaître le nombre de bascules et la position des prises de la droite vers la gauche en hexadécimal ; comme dans notre exemple la notation (R4 - 0xC) est la référence de cette configuration

Avec :

R4 : signifie que la configuration contient 4 bascules et R pour registre

C : est l'équivalent en hexadécimal des valeurs binaires 1100 et signifie que les prises sont aux positions 4 et 3.

La séquence générée par la configuration dépend aussi des valeurs initiales des bascules, qui sont, ici, par hasard égales aux valeurs binaires de la position des prises.

La séquence générée par la configuration est une séquence maximale; c'est-à-dire une séquence périodique pour laquelle la longueur L de la période est maximale pour le nombre n (nombre de bascules)

Où : $L = 2^n - 1$

L est le nombre de chip dans une période.

La séquence est dite maximale lorsque le nombre de prises (excluant la prise de rétroaction) est pair.

Les séquences maximales ont les propriétés suivantes :

- Elles sont équilibrées (balanced), c'est-à-dire le nombre de 1 est supérieur au nombre de 0 dans une période complète de $2^n - 1$ éléments binaires
- La somme modulo-2 d'une séquence maximale C_n en binaire avec cette même séquence décalée dans le temps donne la même séquence maximale C_n décalée dans le temps par rapport aux deux séquences du départ.
- La distribution statistique de 1 et de 0 dans une période d'une séquence maximale est toujours la même. Pour cela on utilise le mot *plage* qui désigne une série de chips identiques d'une certaine longueur. Par exemple :

000 est une plage de 0 de longueur 3.

1111 est une plage de 1 de longueur 4.

La position de ces différentes plages varie d'une séquence maximale à une autre. Mais le nombre de chacune de ces plages est toujours le même pour les séquences de même période L.

Les trois propriétés précédentes sont celles d'un phénomène aléatoire. Elles permettent donc de démontrer que les séquences maximales sont bel et bien des codes PN et qu'il est à noter que plus le code est long, plus il ressemble à un phénomène aléatoire.

IV-1-3. Les propriétés mathématiques des PN codes [3]:

Les séquences pseudo aléatoires ont des propriétés particulières :

a) Elles sont faiblement auto-corrélées :

$$R_c(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} c(\mu) \cdot c(\mu - \tau) d\mu = 0, \forall \tau \neq 0 \quad (I.5)$$

$R_c(\tau)$: fonction d'auto - corrélation de $c(t)$ (codes pseudo aléatoire).

Cela permet de ne pas modifier les propriétés statistiques du signal.

b) Elles sont faiblement inter-corrélées :

$$R_{c_i c_j}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} c_i(\mu) \cdot c_j(\mu - \tau) d\mu = 0, \forall \tau \neq 0. \quad (I.6)$$

$R_{c_i c_j}$: fonction d'inter - corrélation de 2 codes PN différents c_i etc.

Cela assure la sécurité des données transmises et évite le brouillage des sources entre elles.

c) Elles possèdent un pic d'auto - corrélation étroit :

$$R_c(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} c(\mu) \cdot c(\mu - 0) d\mu = 1 \quad (I.7)$$

Cela permet la synchronisation entre le code local (généré par le récepteur) et le code reçu (émis par l'émetteur).

En 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 au récepteur. Cet organe de synchronisation est composé de deux étages, un qui permet de rechercher rapidement un pic d'auto – corrélation dans le signal reçu et l'autre qui permet d'affiner cette recherche. Ces deux fonctions s'appellent respectivement organe de synchronisation et boucle à verrouillage de délai.

IV -1-4. Présentations des organes de synchronisation et de poursuite [5]:

a) L'organe de synchronisation :

Il existe deux types d'organe de synchronisation :

- L'organe de synchronisation série.
- L'organe de synchronisation parallèle RASE.

Le premier cherche à synchroniser un code connu à priori en le décalant par saut d'un temps- chip.

Le deuxième ne connaît pas le code à priori et estime chaque bit du code.

Il s'avère que l'organe de synchronisation série est le plus résistant au bruit, car il dispose du code utilisé et ne fait qu'estimer la corrélation entre le code généré localement et le code reçu.

L'organe de synchronisation série multiplie la donnée codée reçue par le code PN généré localement, l'intégrateur bloqueur permet ensuite de mesurer la corrélation. Le signe de cette corrélation étant dépendant du bit de la donnée, on en prend la valeur absolue qui est comparée à un seuil. Si la valeur du seuil n'est pas atteinte, un saut de chip est commandé au générateur de codes.

Remarque : la durée de synchronisation est au plus de $N.T_c$, où N est la longueur du code.

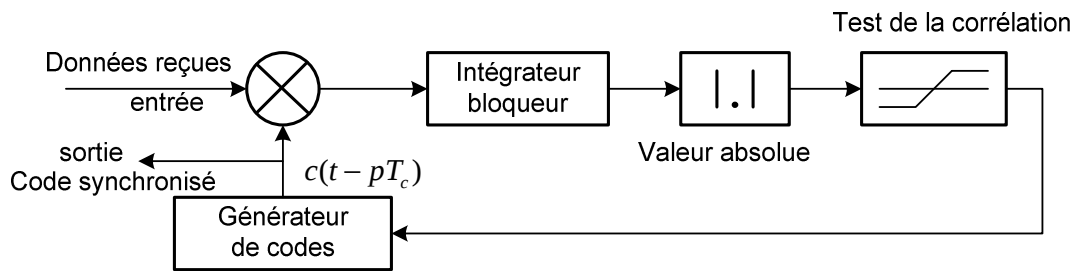


Fig.I.10 Schéma fonctionnel de l'organe de synchronisation

Avec :

$C(t)$: PN-code généré initialement.

T_c : temps-chip

P : entier égale au nombre de sauts de chip effectués.

b) La boucle à verrouillage de délai :

La trame émise étant reçue avec un retard variant dans le temps, il est nécessaire d'effectuer la poursuite du code afin d'affiner et de maintenir la synchronisation du code local avec le code reçu. Cette fonction (poursuite) est réalisée grâce à la boucle à verrouillage de délai. Cette dernière nécessite un générateur produisant deux codes : un en retard et un en avance. Les corrélations de ces deux codes avec la donnée reçue sont ensuite mesurées par un intégrateur- bloqueur et une fonction 'valeur absolue', puis comparées grâce à un intégrateur. Cette valeur en sortie du discriminateur est filtrée par un filtre de boucle puis appliquée en entrée du NCO (Numeric Controlled Oscillator). Ce NCO génère alors une horloge qui commande le passage d'un bit de code au suivant. En conséquence, le code généré est accéléré ou ralenti suivant les corrélations détectées.

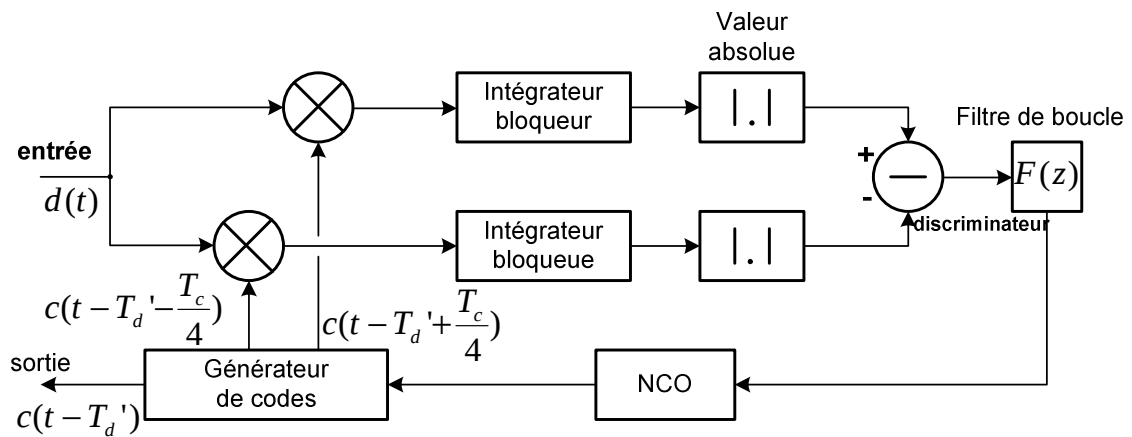


Fig.I.11 schéma structurel de la boucle à verrouillage de délai.

En pratique, il est possible d'associer les deux fonctions de synchronisation et de poursuite, en utilisant un unique générateur de code.

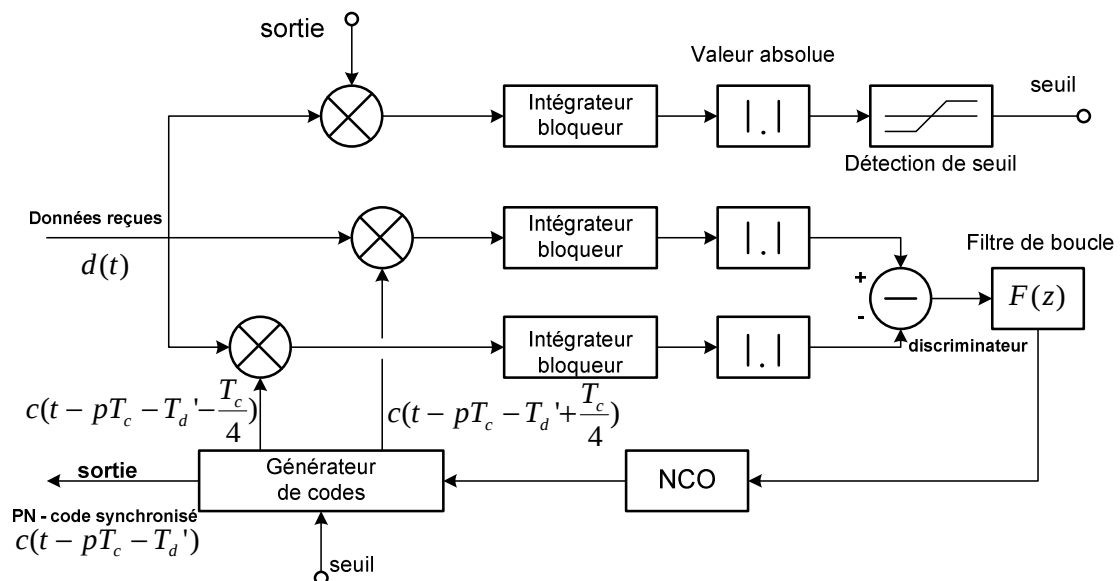


Fig.I.12. générateur de code synchronisé, incluant boucle de poursuite et synchronisation série.

Avec :

$C(t)$: PN-code généré initialement

T_c : temps-chip

P : nombre de saut de chip effectués

T_d' : estimation du retard de transmission T_d

IV-1-5. Etalement de spectre en modulation BPSK :

Considérant une fréquence porteuse f_0 de puissance p , une phase $\theta_d(t)$ modulée à un rythme f_b , le signal modulé en BPSK peut s'écrire [6] :

$$s_d(t) = \sqrt{2p} \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_K P_{T_b}(t - kT_b) \cos(2\pi f_0 t) \quad (I.8)$$

Avec :

$$d(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} A_K P_{T_b}(t - kT_b)$$

$d(t)$: représente le signal modulant codé NRZ.

Avec : $P_{T_b}(x) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq x \leq T_b \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$

A_K : L'amplitude du signal modulant

$\sqrt{2p} \cos(2\pi f_0 t)$ représente le signal porteur à une fréquence f_0

Donc l'expression du signal modulé devient alors :

$$s_d(t) = \sqrt{2p} \cos(2\pi f_0 t + \theta_d(t)) \quad (I.9)$$

Avec : $\theta_d(t)$: l'expression de la phase modulée.

La densité spectrale de puissance s'écrit avec $A_K = \pm 1$ [4]:

$$S_d(f) = \frac{PT_b}{2} \left(\frac{\sin(\pi f T_b)}{\pi f T_b} \right)^2 * (\delta_{f_0} + \delta_{-f_0}) \quad (I.10)$$

Le signal ainsi obtenu est ensuite étalé en le multipliant par la séquence pseudo aléatoire $c(t)$.

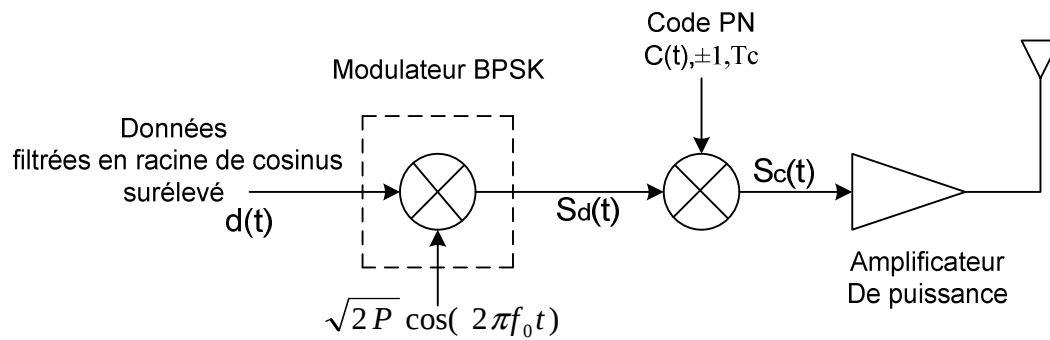


Fig. I.13-Emetteur DSSS BPSK-

La séquence d'étalement s'écrit :

$$c(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_K P_{T_c}(t - kT_c) \quad (I.11)$$

Avec : $C_K = \pm 1$; et $T_b = NT_c$; N étant le gain de traitement

Le signal modulé BPSK après étalement devient :

$$s_c(t) = \sqrt{2p} c(t) \cos(2\pi f_0 t + \theta_d(t)) \quad (I.12)$$

La nouvelle densité spectrale s'écrit :

$$s_c(f) = \frac{PT_c}{2} \left(\frac{\sin(\pi f T_c)}{\pi f T_c} \right)^2 * (\delta_{f_0} + \delta_{-f_0}) \quad (I.13)$$

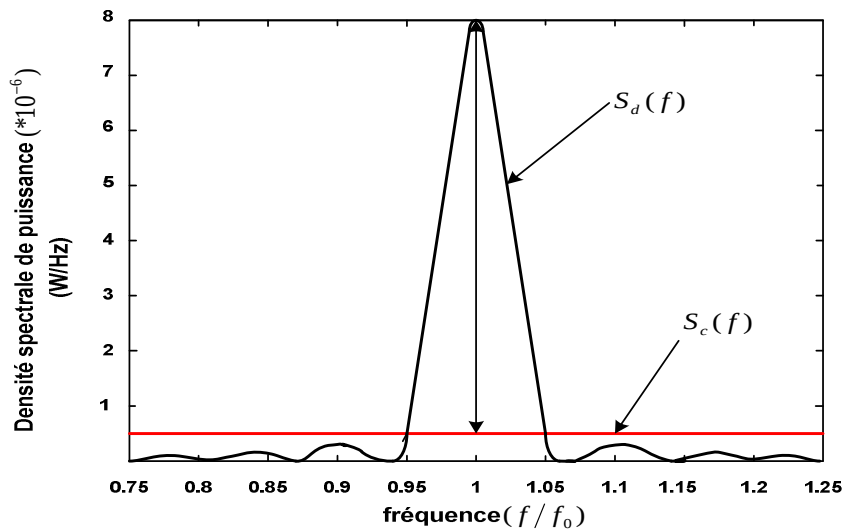


Fig.I.14. DSP signal modulé BPSK-DSP signal après étalement

La figure précédente présente la densité spectrale de puissance du signal modulé BPSK ($S_d(f)$) ainsi que ce même signal après étalement ($S_c(f)$) et ce autour de la porteuse f_0 .

Avec: $P = 1\text{ watt}$, $T_c = 1\mu\text{s}$, $T_b = 16\mu\text{s}$, $N = 16$.

En supposant le canal de transmission sans perte, sans interférences ni bruit blanc gaussien mais avec un retard de propagation T_d , le signal à l'entrée de récepteur s'écrit :

$$s_r(t) = \sqrt{2p} c(t - T_d) \cos(2\pi f_0 t + \theta_d(t - T_d) + \phi) \quad (\text{I.14})$$

Avec ϕ une phase aléatoire apportée par le canal de transmission.

Dans un premier temps, le signal reçu doit être désétalé.

En supposant que T_e soit l'estimation par le récepteur du retard engendré par le canal de propagation, on aura :

$$x(t) = \sqrt{2p} c(t - T_d) c(t - T_e) \cos(2\pi f_0 t + \theta_d(t - T_d) + \phi) \quad (\text{I.15})$$

Lorsque $T_e = T_d$ (le code de l'étalement à la réception est synchronisé avec avec $S_r(t)$), le signal $x(t)$ devient :

$$x(t) = \sqrt{2p} \cos (2\pi f_0 t + \theta_d(t - T_d) + \phi) \quad (1.16)$$

Ce signal est similaire à celui de l'équation (1.9), à l'exception de ϕ (problème de récupération de la porteuse), donc il reste juste à le démoduler pour récupérer le message émis.

IV-I-6. Etalement de Spectre en Modulation QPSK :

Etant donné que la modulation QPSK présente deux bits d'information pour un état de phase ; alors on aura : $T_s = 2T_c$

Avec : T_s la durée de symbole.

La densité spectrale de puissance de la QPSK est identique à celle de la BPSK, hormis le fait que le lobe principale est deux fois moins large, comme le montre la figure (I-5)

$$S_c(f) = \frac{PT_s}{2} \left(\frac{\sin(\pi f T_s)}{\pi f T_s} \right)^2 * (\delta_{f_0} + \delta_{-f_0}) \quad (1.17)$$

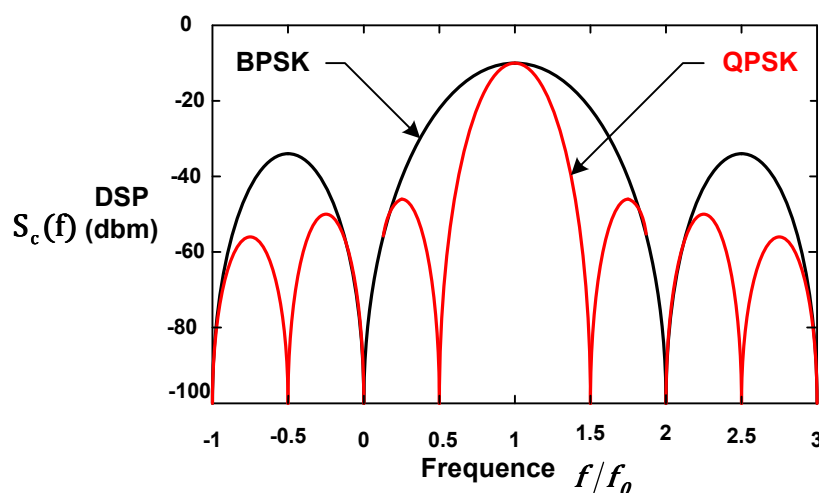


Fig.I-15. Comparaison des densités spectrales de puissance des modulations BPSK et QPSK

La modulation QPSK permet par rapport à la BPSK de diviser par deux l'occupation spectrale. L'architecture de cette modulation est une combinaison de deux modulations BPSK. L'utilisation de la modulation en quadrature pour générer l'étalement de spectre est très intéressante dans la mesure où elle permet d'augmenter le degré de confidentialité. Certaines variantes telles que l'Offset-QPSK présentent une bonne résistance aux non linéarités du canal de transmission.

Remarque : l'O-QPSK est implémentée de la même façon que la QPSK, la seule différence est le retard $\frac{T_s}{2}$ rajouté sur la voie Q comme le montre la figure suivante :

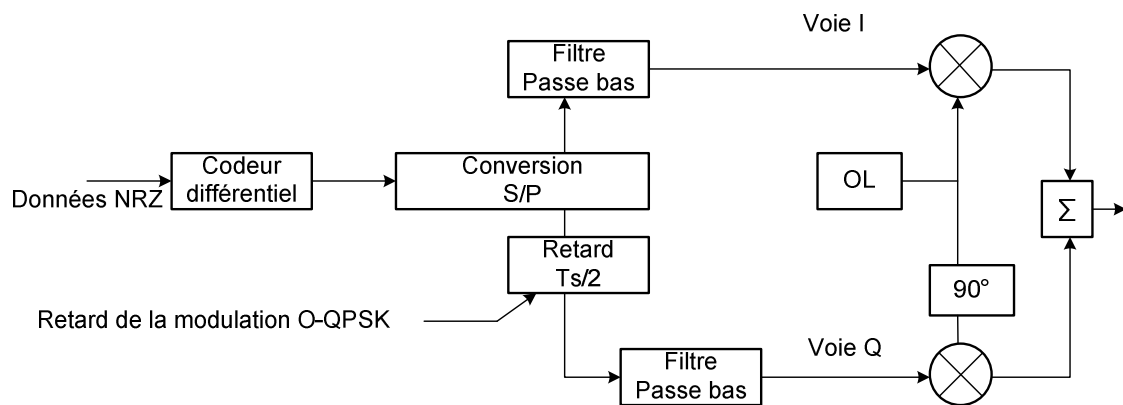


Fig I-16-Synoptique modulation QPSK et O-QPSK

La figure suivante présente un schéma synoptique d'un émetteur à étalement de spectre :

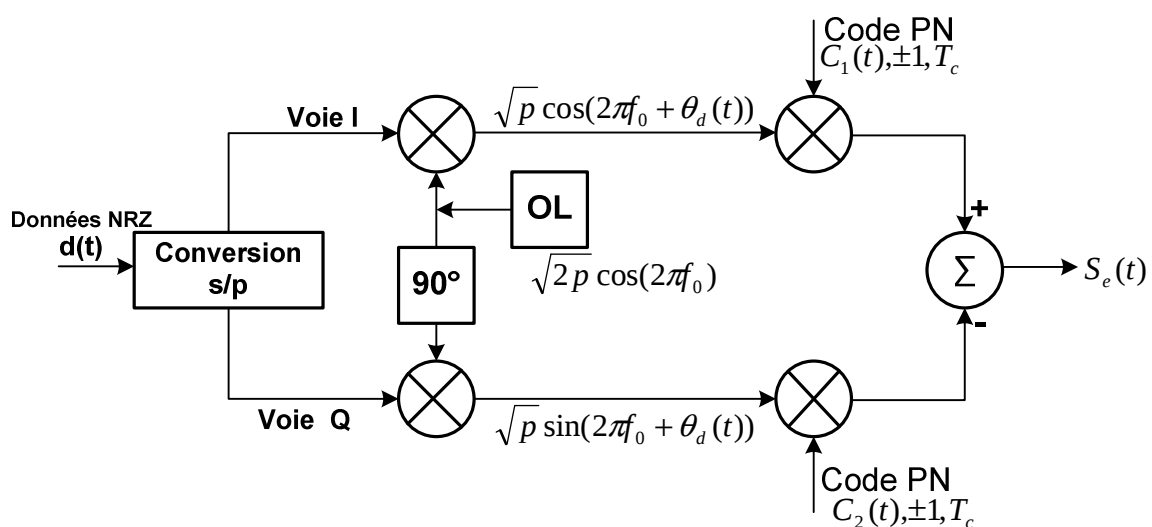


Fig. I. 17. Modulateur QPSK équilibré pour étalement de spectre

A l'émission (figure (I-17)), les données codées NRZ sont modulées PSK. Le signal est séparé en deux voies I et Q en quadrature avec une division par deux de la puissance, puis ya étalement des deux formes d'ondes par la séquence directe $C_1(t)$ pour la voie I et $C_2(t)$ pour la voie Q et on aura à la sortie du modulateur le signal suivant :

$$S_e(t) = \sqrt{p} C_1(t) \cos(w_0 t + \theta_d(t)) - \sqrt{p} C_2(t) \sin(w_0 t + \theta_d(t)) \quad (I.18)$$

Avec :

P : la puissance de la porteuse à la fréquence f_0 .

$\theta_d(t)$: la phase du signal $d(t)$ modulé PSK.

$C_1(t)$ et $C_2(t)$ ont la même période (séquences pseudo aléatoires).

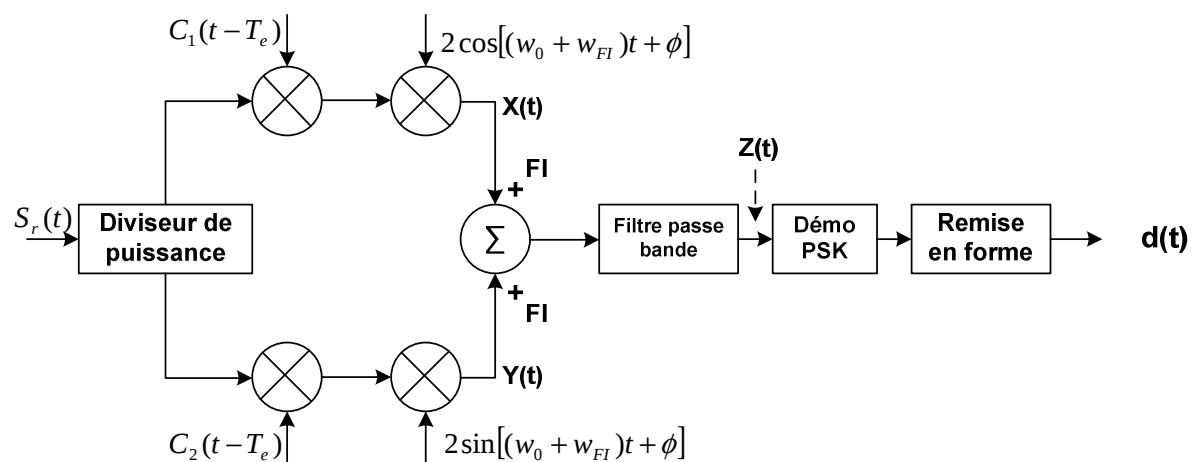


Fig. I.18.Démodulateur QPSK à étalement de spectre

Le signal à l'entrée du récepteur s'écrit comme suit :

$$S_r(t) = \sqrt{p} C_1(t - T_d) \cos(w_0 t + \theta_d(t - T_d) + \Phi) - \sqrt{p} C_2(t - T_d) \sin(w_0 t + \theta_d(t - T_d) + \Phi) \quad (I.19)$$

Remarque : le canal de transmission qu'on a considéré est identique à celui du système précédent à modulation BPSK.

T_d et Φ sont les paramètres du canal de propagation.

A la réception (Figure (I-8)), le filtre passe bande est centré sur la fréquence intermédiaire FI et possède une bande suffisamment large pour laisser passer le signal modulé autour de f_{FI} .

T_e : la valeur du retard du canal de transmission estimée par le récepteur.

Les deux signaux $x(t)$ et $y(t)$ obtenus s'écrivent :

$$\begin{aligned} X(t) = & 2 \sqrt{\frac{P}{2}} c_1(t-T_d) c_1(t-T_e) \cos(w_0 t + \theta_d(t-T_d) + \emptyset) \cos((w_0 + w_{FI})t + \emptyset) \\ & - 2 \sqrt{\frac{P}{2}} c_2(t-T_d) c_1(t-T_e) \sin(w_0 t + \theta_d(t-T_d) + \emptyset) \cos((w_0 + w_{FI})t + \emptyset) \end{aligned} \quad (I.20)$$

$$\begin{aligned} Y(t) = & 2 \sqrt{\frac{P}{2}} c_1(t-T_d) c_2(t-T_e) \cos(w_0 t + \theta_d(t-T_d) + \emptyset) \sin((w_0 + w_{FI})t + \emptyset) \\ & - 2 \sqrt{\frac{P}{2}} c_2(t-T_d) c_2(t-T_e) \sin(w_0 t + \theta_d(t-T_d) + \emptyset) \sin((w_0 + w_{FI})t + \emptyset) \end{aligned} \quad (I.21)$$

S'il y a une synchronisation entre les codes d'étalement du récepteur et le signal reçu $S_r(t)$, alors :

$$C_1(t-T_d). C_1(t-T_e) = C_2(t-T_d). C_2(t-T_e) = 1$$

$C_2(t-T_d). C_1(t-T_e)$ et $C_1(t-T_d). C_2(t-T_e)$: représentent des interférences qu'on peut négliger dans cette étude, vu que la multiplication de deux codes pseudo aléatoires différents est proche de zéro.

Avec ces conditions on aura le signal à l'entrée du filtre passe bande :

$$X(t) + Y(t) = 2 \sqrt{\frac{P}{2}} \cos(w_0 t + \theta_d(t-T_d) + \emptyset) \cos((w_0 + w_{FI})t + \emptyset)$$

$$-2\sqrt{\frac{P}{2}} \sin(w_0 t + \theta_d(t - T_d) + \emptyset) \sin((w_0 + w_{FI})t + \emptyset)$$

Comme : $\cos(x+y) = \cos(x)\cos(y) - \sin(x)\sin(y)$

On aura : $X(t) + Y(t) = \sqrt{2P} \cos[(w_0(t) + \theta_d(t - T_d) + \emptyset) + ((w_0 + w_{FI})t + \emptyset)]$

$$X(t) + Y(t) = \sqrt{2P} \cos[(2w_0(t) + \theta_d(t - T_d) + w_{FI}(t) + 2\emptyset)] \quad (\text{I.22})$$

Après filtrage on aura:

$$z(t) = \sqrt{2P} \cos(\omega_{FI}t + \theta_d(t - T_d) + 2\emptyset) \quad (\text{I.23})$$

Pour récupérer le signal informationnel émis, il reste qu'à démoduler $Z(t)$ avec le démodulateur PSK.

IV-2. Etalement de spectre par sauts de fréquence (frequency hopping Spread Spectrum FHSS) :

IV-2-1. Définition :

L'étalement de spectre par saut de fréquence désigne une modulation à déplacement de fréquence de la porteuse par des sauts discrets pseudo-aléatoires.

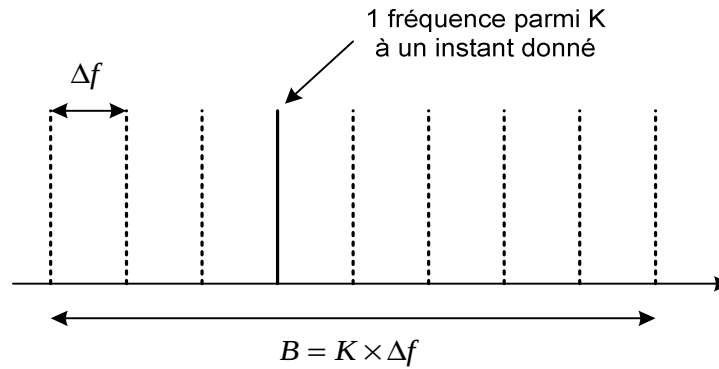


Fig.19-Spectre idéal d'une modulation à saut de fréquence

L'émetteur possède un synthétiseur de fréquence commandé par une séquence périodique pseudo aléatoire. Chaque porteuse est choisie parmi un ensemble de K fréquences espacées approximativement de la largeur de la bande du signal modulé contenant l'information (Δf). Les fréquences ainsi obtenues sont distribuées sur une large bande, comme le montre la figure précédente, ce qui produit l'effet de l'étalement.

L'intervalle de temps entre chaque saut de la fréquence porteuse est défini par la durée chip T_c .

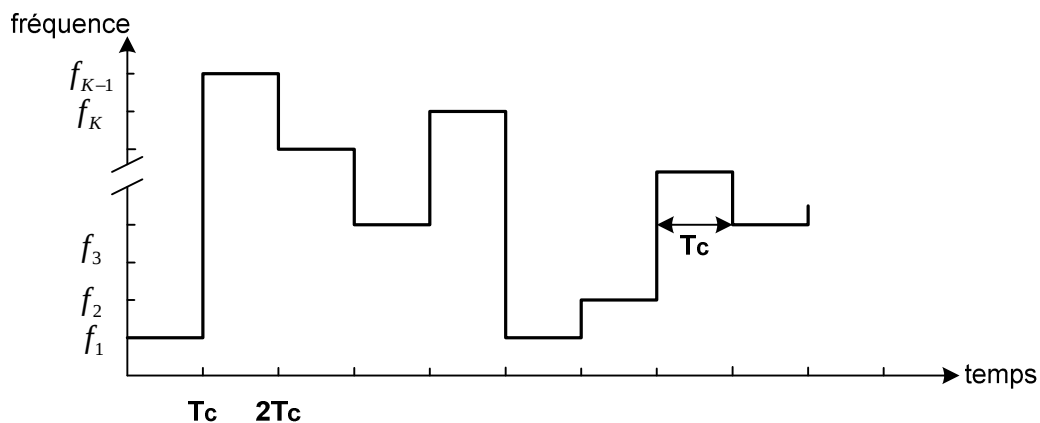


Fig. I.20. Durée chip et saut de fréquence

Les changements de porteuses sont définis par le débit chip exprimé en chips par seconde(c/s).

IV-2-2. Les différentes catégories des systèmes à étalement de spectre par saut de fréquence :

Il existe trois catégories des systèmes à étalement de spectre par saut de fréquence :

- Les systèmes à sauts de fréquence lents : le débit chip (f_c) est inférieur au débit de l'information (f_b) en bande de base.

Avec :

$$f_c = \frac{1}{T_c}, f_b = \frac{1}{T_b}$$

T_b : la durée d'un bit d'information.

T_c : la durée du chip.

Donc :

$$T_c = n \cdot T_b \quad \text{avec: } n = 1, 2, 3, 4, \dots$$

Cela veut dire que plusieurs bits d'information sont transmis sur la même porteuse entre chaque saut de fréquence.

- Les systèmes à sauts de fréquence rapide : le débit chip (f_c) est supérieur au débit de l'information (f_b) en bande de base.

$$T_c = \frac{1}{n} \cdot T_b \quad \text{avec: } n = 1, 2, 3, 4, \dots$$

Donc un bit d'information est transmis sur plusieurs porteuses.

- Les systèmes à sauts de fréquence à débit intermédiaire : le débit chip (f_c) égal au débit (f_b) de l'information.

$$T_c = T_b$$

Alors chaque bit d'information est transmit sur une seule porteuse.

Remarque :

- o Les systèmes à sauts de fréquence rapides et lents sont les plus utilisés.
- o Les débits chip utilisés pour les systèmes d'étalement de spectre par sauts de fréquence sont en général plus lents que ceux à étalement de spectre par séquence direct. Cette différence est due à la limitation de vitesse du changement de fréquence constituée par un temps minimal que met le synthétiseur de fréquence à fournir une porteuse stable.

IV-2-3. Gain de traitement d'un système à étalement de spectre par saut de fréquence :

Ce gain peut être défini par :

$$G_p = \frac{\text{la largeur de bande RF}}{\text{largeur de bande du message modulé}} = \frac{K \cdot \Delta f}{\Delta f} = K \quad (I.24)$$

Avec :

K : le nombre de fréquence disponible.

Δf : l'espace séparant deux porteuses adjacentes.

IV.2.4. Architecture d'un système FHSS :

IV.2.4.1. Architecture de l'émetteur :

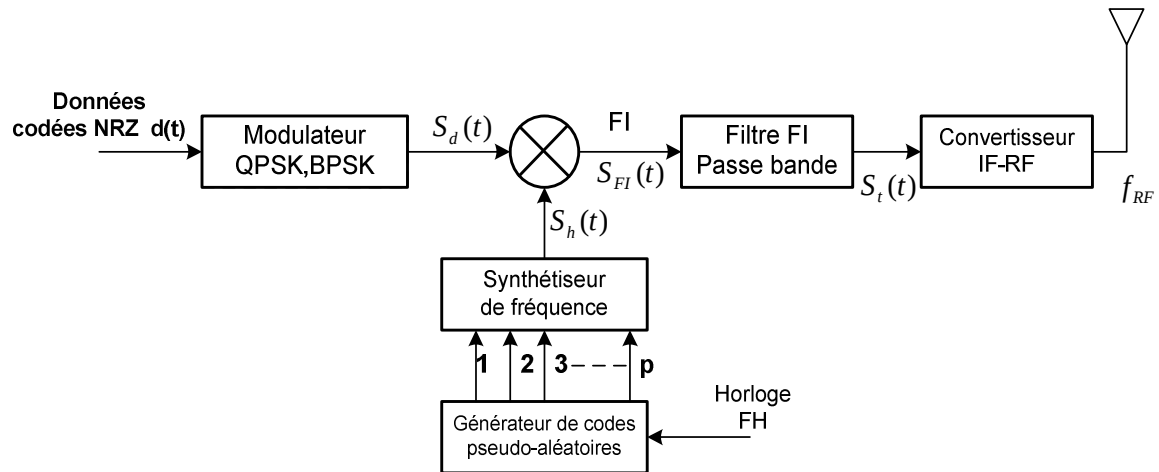


Fig.21. Architecture d'un émetteur à étalement de spectre par saut de fréquence

Cette architecture peut être décomposée en deux parties :

- ✓ Partie 1 : elle concerne la modulation classique des données (PSK, FSK,...) et aboutit au signal $S_d(t)$.
- ✓ Partie 2 : un générateur de codes pseudo-aléatoire pilote un synthétiseur de fréquence codé sur p bits qui génère les fréquences porteuses. Ce synthétiseur permet d'avoir $2^p = K$ fréquences possibles (à chaque séquence de p mots correspond une fréquence).

Le signal $S_h(t)$ (de fréquence f_h) obtenu en sortie de synthétiseur est ensuite mélangé avec le signal $S_d(t)$ (de fréquence f_0). Le signal en fréquence intermédiaire résultant est ensuite filtré à l'aide d'un filtre passe bande, puis converti en un signal radiofréquence (RF) centré autour de la fréquence f_{RF} .

IV.2.4.2. Architecture du récepteur :

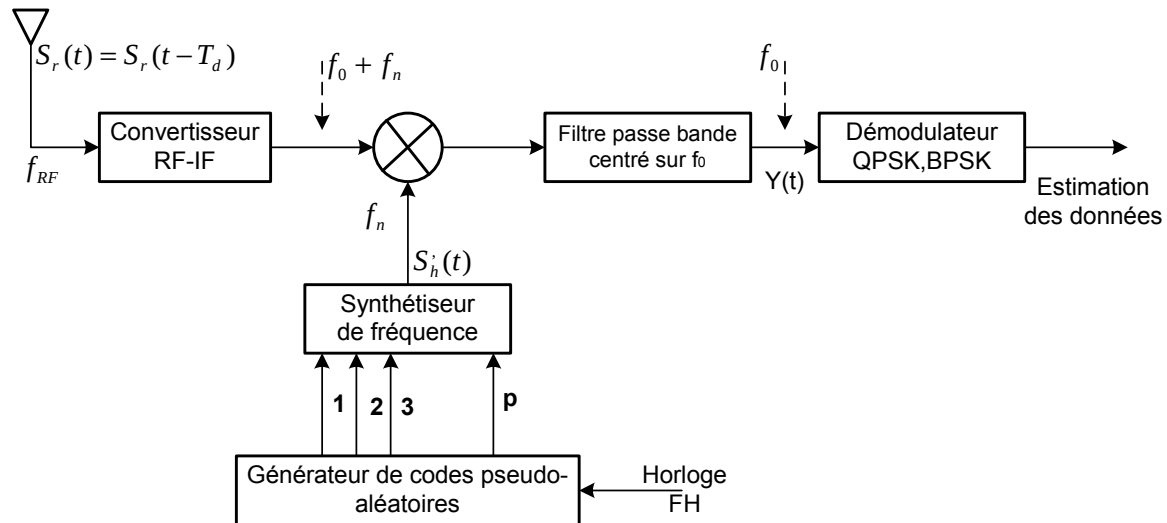


Fig. I.22 - Architecture du récepteur FHSS

Le récepteur réalise l'opération inverse de l'émetteur. Le signal reçu de bande passante B_{RF} est converti en un signal de fréquence intermédiaire ($f_0 + f_n$). Ce dernier signal est ensuite désétagé afin d'obtenir un signal bande étroite centré autour de f_0 , pour cela un mélange est effectué entre le signal reçu converti en fréquence intermédiaire et le signal S'_h provenant du synthétiseur de fréquence. La séquence d'étalement S'_h est identique à la séquence S_h de l'émetteur. Le signal $y(t)$ résultant de cette dernière opération et d'un filtrage passe bande centré autour de f_0 est ensuite démodulé pour récupérer l'information utile.

En ce qui concerne la démodulation des données, deux types d'implémentation sont possibles :

- ✓ Soit l'utilisation d'un démodulateur cohérent qui nécessitera alors la récupération de la phase de la porteuse à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase [7] (PLL : Phase Locked Loop).
- ✓ Soit l'utilisation d'un démodulateur incohérent qui lui n'a pas besoin de connaître la phase de l'onde porteuse.

Remarque :

Pour les systèmes FHSS, l'emploi de démodulateur cohérent est très contraignant, car à chaque saut de fréquence il sera nécessaire de synchroniser la porteuse f_c , ce qui réduit le débit des données à transmettre. La plupart des systèmes utilisent donc des démodulateurs incohérents.

IV.3. Etalement de spectre par sauts de temps [8] :

Le temps de transmission, au sein de cette technique d'étalement de spectre, est divisé en plusieurs intervalles de temps, appelé Trame. Chaque trame est subdivisée à son tour en fentes (slots). Durant le temps d'une trame, un et un seul slot est modulé avec le message. Une fois l'ensemble des trames accumulant le contenu binaire du message est constitué, la transmission est effectuée. La figure (I.23) représente la technique d'étalement de spectre avec sauts de temps. Une fenêtre de transmission est composée de M périodes de transmission unitaires T_t appelées slots.

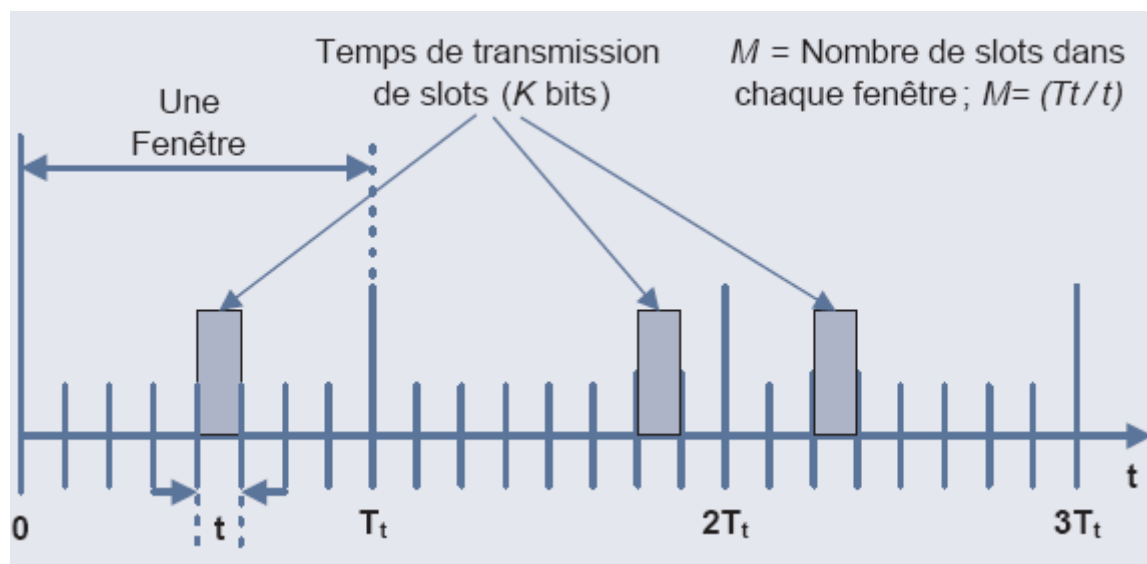


Fig. I.23. Etalement de spectre avec saut en temps

IV.4. Avantages et inconvénients de l'étalement de spectre :

IV.4.1. Avantages :

Les systèmes à étalement de spectre présentent beaucoup d'avantages par rapport aux systèmes à bande étroite [9] :

- Une bonne résistance aux perturbateurs bande étroite :

Le récepteur réalise l'opération inverse de l'étalement. Lors de l'émission, des perturbations bandes étroites peuvent s'ajouter au signal étalé. En réception, le signal étalé est compressé alors que les perturbations à bande étroite sont étalées. De cette façon, la puissance des perturbations devient négligeable devant celle du signal utile reconstitué.

- Un faible brouillage des émissions classiques à bande étroite :

Les signaux à bande étroite peuvent cohabiter sur la même bande de fréquence que ceux générés par un système à étalement de spectre sans être trop perturbés (la densité spectrale du signal étalé est très faible devant celle des signaux à bande étroite).

- Insensibilité aux effets des trajets multiples :

Les creux de fading résultants des trajets multiples peuvent absorber complètement le spectre d'une modulation bande étroite. Dans le cas d'une modulation large bande, seule une partie du signal qui disparaît.

- Une faible probabilité d'interception :

Le signal étalé prend la forme d'un bruit aléatoire dont le niveau peut être inférieur à celui du bruit thermique. La détection de l'information est très difficile. De plus, si le signal était détecté, seuls les récepteurs possédant les paramètres de la séquence d'étalement pourront accéder à l'information.

- Le multiplexage et l'adressage sélectif :

Plusieurs émissions peuvent cohabiter dans la même bande de fréquence. En effet l'attribution d'un code à chaque usager permet l'adressage et donc la constitution d'un réseau.

IV.4.2. Inconvénients :

Les principaux inconvénients liés à cette technique sont :

- Un encombrement spectral très important.
- Une complexité accrue des systèmes qui rend leur coût plus élevé.
- Synchronisation difficile.

V. Conclusion :

Durant ce chapitre, où nous avons étudié les techniques à étalement de spectre, nous avons constaté que ces dernières se basent sur le codage de l'information (étalement à l'émission et désétalement à la réception). Le code d'étalement affecté à chaque signal constitue sa « clé de codage », le signal ne peut être exploité que si le récepteur possède la même clé.

Plusieurs émissions peuvent être effectuées dans la même bande de fréquence dans la mesure où les codes d'étalement relatifs à chacun des signaux sont orthogonaux. Cette propriété se nomme l'Accès Multiple à Répartition par les Codes (AMRC) ou CDMA (coded division multiple acces).

Chapitre II :
Principe de la
CDMA

I-Introduction :

Le CDMA est l'acronyme de Code Division Multiple Accès ou AMRC (Accès multiple à répartition par les codes). Utilisé dans les systèmes de communication de 2^{ème} génération en Amérique du nord sous la norme IS-95. Le CDMA va être utilisé dans la zone d'Europe dans le réseau UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) qui procure de nombreux avantages tel que :

- ✓ Augmentation du nombre d'utilisateurs.
- ✓ Réduction du bruit ou d'interférences.
- ✓ Augmentation du débit de données.
- ✓ Utilisation de différents débits pour chaque utilisateur.

II- Les systèmes de communication cellulaires:

II. 1. Réseaux de 1^{ère} génération :

Les premiers réseaux téléphoniques cellulaires utilisent des canaux de trafic analogiques. Au début des années 1980, le système de première génération le plus répandu en Amérique du nord a été AMPS (Advanced mobile Phone Service), développé par AT&T. Ce système est également rencontré en Amérique du sud, en Australie et en Chine.

NMT est une norme de téléphonie mobile spécifiée par les administrateurs des télécommunications nordique (Suède, Norvège et le Danemark) à partir de 1970. Elle a été mise en service en 1981 en réponse à la congestion des réseaux de téléphonie mobiles existant à cette époque :

- ARP sur la fréquence 150 MHz en Finlande.
- MTD sur la fréquence 450 MHz en Suède, Norvège et Danemark

II. 2. Réseaux de 2^{ème} Génération :

Cette technologie de téléphonie a été développée à partir de 1990. Elle représente la première technologie de téléphonie numérique sans fil.

Parmi les systèmes de 2^{ème} générations les plus largement répandus, on trouve :

- Le PDC (Personal Digital cellular) et le PHS (Personal Handyphone System), utilisés essentiellement au JAPON.
- l'IS-136 ou D-AMPS (Digital-AMPS) successeur numérique de l'AMPS, et l'IS-95 (connu sous le nom commercial de CDMA one), utilisés sur le continent Américain et en Asie.
- Le GSM (Global System for Mobile Communication), adopté dans la plupart des pays offrant des services de communication cellulaires.

L'incompatibilité de ces systèmes entre eux se traduit de différentes manières :

- ✓ Des différences importantes sur le segment radio de ces systèmes empêchent tout mobile de fonctionner dans un réseau de technologies différentes de celle pour laquelle il a été conçu.
- ✓ Les différences entre les technologies radio utilisées par les systèmes de 2G portent sur des points fondamentaux, comme la modulation, la bande de fréquence utilisées, ou encore la structure des canaux physique.

Le tableau (II.1), illustre quelques une de ces différences pour les quatre principaux systèmes de radio communication cellulaire ; GSM, IS-95, IS-136 et le PDC.

	GSM	IS-95	IS-136	PDC
modulation	GMSK	BPSK/DQPSK	DQPSK	OQPSK
Les méthodes d'accès	TDMA/FDMA	CDMA	TDMA	TDMA
Bande de fréquence (Mhz)	900/1800/1900	800/1900	800/1900	800/1400
Espacement porteuses	200 Khz	1250 Khz	30 Khz	25 Khz
utilisation	mondiale	Amérique/Asie	Amérique du nord	Japon

Tab. II.1. Principales différences technologiques entre le GSM, IS-95, IS-136 et le PDC.

II. 3. Réseaux de 3^{ème} Génération :

En juin 1998, seize propositions avaient été soumises au cadre de l'UMT2000, de douze organismes de normalisation différents, ces propositions incluant des propositions pour des réseaux de communications terrestres et d'autres composés de constellation de satellites.

A l'issu d'une phase de négociations, deux familles de technologies (Tab. II.2) ont finalement émergées de l'ensemble des propositions concernant les réseaux terrestres conduisant à la création de deux regroupements de constructeurs et d'opérateurs réseau :

- ✓ Le 3GPP (3rd Generation Partnership Project), à l'origine de L'UMTS.
- ✓ Le 3GPP2 qui est à l'origine de CDMA2000.

	3GPP	3GPP2
Date de création	Janvier 1999	Janvier 1999
Technologie	UMTS	CDMA2000
Organismes affiliés	ETSI(Europe) TTA(Corée) TTC(Japon) ARIB(Japon) T1(USA)	TIA(USA) TTA(corée) TTC(Japon) ARIB(Japon) CWTS(Chine)
Type de réseau cœur	MAP(GSM)	ANSI-41
Technologie de réseau d'accès	DS-WCDMA(FDD) TD/CDMA(TDD)	DS/MC-WCDMA (IS-95)

Tab.II.2. Principales caractéristiques du 3GPP et 3GPP2.

II.3.1. Les débits UMTS :

En tant que successeur du GSM, l'UMTS se devait de proposer une gamme de débits allant au-delà de l'offre de 2^{ème} génération. Il a été décidé que l'UMTS serait conçu de manière à assurer les débits suivants :

- 144 Kbit/s en environnement rural extérieur.

- 384 Kbit/s en environnement urbain extérieur.
- 2 Mbit/s pour les faibles distances à l'intérieur d'un bâtiment couvert (c'est-à-dire mobilité réduite).

II.3.2. Les fréquences attribuées à la 3^{ème} génération :

En 1992, l'ITU a décidé de réserver 230 MHz de spectre à l'usage de l'IMT-2000 répartis en deux bandes :

- 1885-2025 MHz pour la première bande.
- 2110-2200 MHz pour la seconde.

Il a été décidé de réserver 150 MHz de spectre, répartis en deux bandes, aux systèmes de communications par satellite (MSS : Mobile Satellite Service).

En complément des 230 MHz réservées initialement, il a été décidé en juin 2000 de réserver trois bandes supplémentaires:

- 806-960 MHz.
- 1710-1885 MHz.
- 2500-2690 MHz.

III. Les techniques d'accès multiples [3] :

Afin de permettre à un groupe d'utilisateurs mobiles d'accéder simultanément au réseau, il est nécessaire de partager d'une manière ou d'une autre les ressources radio générées par l'opérateur ; il existe trois grandes méthodes de partage des ressources (on parle également d'accès multiples) : le partage en fréquence, le partage en temps et le partage en code.

III.1. Le partage en fréquence :

Le partage en fréquence est également appelé FDMA (Frequency Division Multiple Access). Le principe du FDMA est de réserver à chaque utilisateur une portion du spectre disponible, qui sera utilisée pendant toute la durée de la communication. La technique FDMA est la technique la plus ancienne.

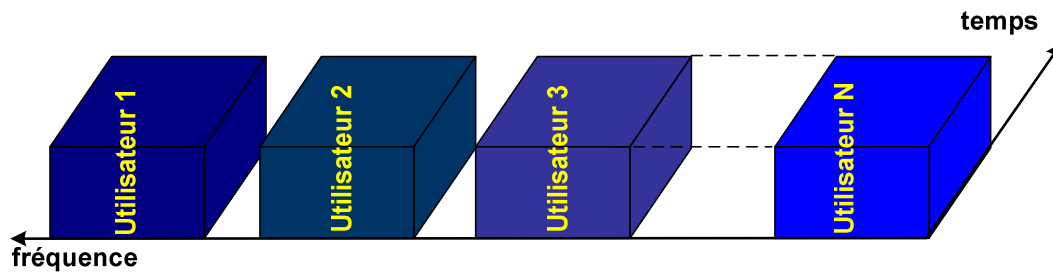


Fig.II.1. Représentation temps-fréquence du FDMA.

III.2. Le partage en temps :

Le partage en temps ou TDMA (Time Division Multiple Access) est une alternative de FDMA. Les usagers d'un système TDMA utilisent tous la même bande de fréquence. Le partage de la ressource est effectué au travers de l'allocation d'un intervalle de temps propre à chaque usager.

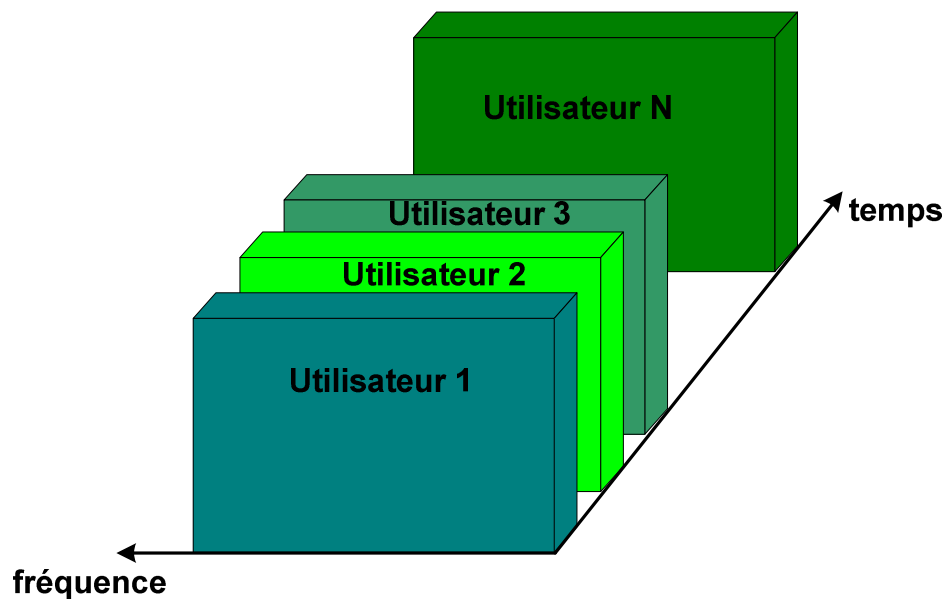


Fig.II.2. Répartition temps-fréquence du TDMA.

III.3. Le partage en code :

Le partage en code appelé AMRC ou CDMA. Ce partage est radicalement différent des deux partages précédents (TDMA, FDMA). Les usagers d'un système CDMA utilisent tous

la même bande de fréquence au même instant. La séparation entre les différents usagers étant assurée par un code propre à chacun.

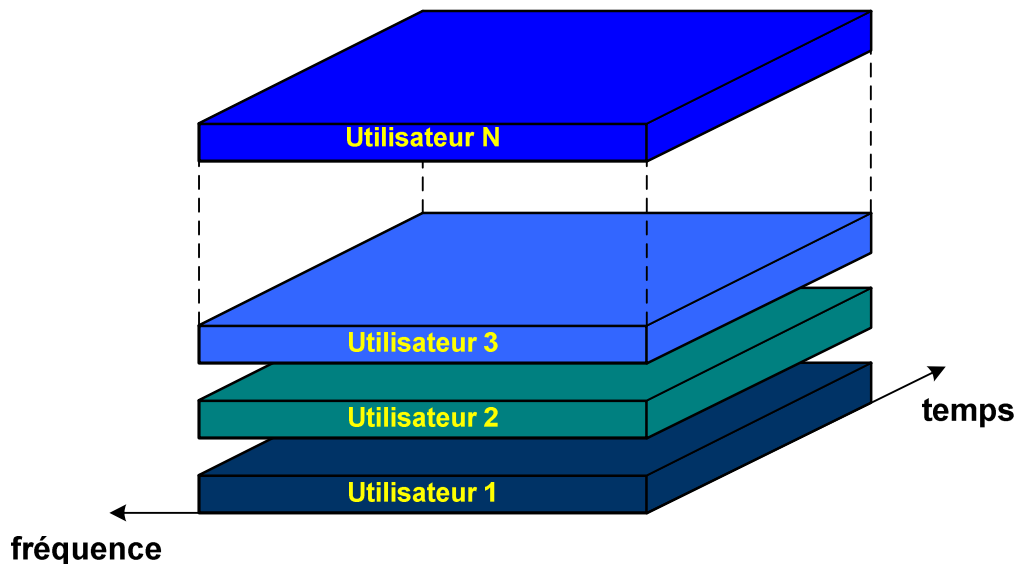


Fig.II.3. l'accès CDMA.

IV-les systèmes CDMA :

IV.1. Définition :

Les systèmes CDMA (Coded Division Multiple Access) ou AMRC (Accès Multiple à Répartition par les Codes) sont une extension des systèmes à étalement de spectre par séquence directe (DS-CDMA Direct Sequence CDMA) et par saut de fréquence (FH-CDMA Frequency Hopping CDMA).

IV.2. Principe :

Dans un système CDMA, Chaque utilisateur est reconnu grâce à un code qui lui est propre. Ce code, qui a un débit plus élevé que la donnée, a la propriété d'étaler le spectre de la donnée transmise.

IV. 3. Les différents modes de CDMA :

Il en existe deux :

- Le CDMA synchrone (S-CDMA).
- Le CDMA asynchrone (A-CDMA).

Exemple:

Dans un système radio cellulaire:

- o La liaison base-mobile se fait par un système CDMA synchrone.
- o La liaison mobile-base se fait par un système CDMA asynchrone

IV.4. Les systèmes DS-CDMA :

IV.4.1. principe :

Les signaux provenant de M utilisateurs sont transmis autour de f_0 . Cela revient à avoir à l'émission l'empilement des M spectres des signaux émis autour de f_0 . En réception, seul le signal utile U est désétaillé, les $M-1$ signaux restants sont à nouveau étalés par la séquence pseudo aléatoire de l'utilisateur U .

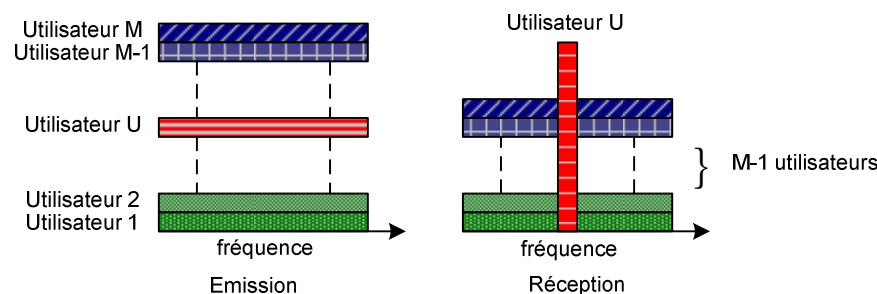


Fig.II.4. Principe du DS-CDMA.

IV.4.2. Calcul du nombre d'utilisateurs M [6] :

Soit le système radio cellulaire suivant :

M : le nombre maximum d'utilisateurs par cellule.

P : la puissance émise par chaque utilisateur.

W : la bande de fréquence du signal étalé.

R : le rythme numérique.

$\frac{E_b}{I_0}$: le rapport de l'énergie par bit reçu sur la densité de bruit.

I : la puissance des interférences engendrée par les autres utilisateurs.

I_0 : la densité du bruit reçue par chaque utilisateur.

E_b : l'énergie par bit du signal en réception.

Avec:

$$I = (M-1) \cdot P$$

$$I_0 = \frac{I}{W}$$

$$E_b = \frac{P}{R}$$

Donc on aura :

$$\frac{E_b}{I_0} = \frac{P}{R} \cdot \frac{W}{I} = \frac{P}{R} \cdot \frac{W}{(M-1)P} = \frac{\frac{W}{R}}{(M-1)}$$

$$\frac{E_b}{I_0} = \frac{W/R}{(M-1)} \Rightarrow M - 1 = \frac{W/R}{E_b/I_0} \Rightarrow M = \frac{W/R}{E_b/I_0} + 1$$

Avec :

W/R : correspond au gain de traitement N .

Donc :

$$M = \frac{N}{E_b/I_0} + 1 \quad (II.1)$$

Cette équation représente le nombre maximum d'utilisateurs qui peuvent cohabiter en même temps sur une cellule dans le **cas idéal**.

Dans les systèmes réels, certains paramètres vont intervenir (α , β , μ , φ) et l'équation précédente devient :

$$M = \frac{N}{E_b/I_0} \cdot \frac{\alpha}{1+\beta} \cdot \frac{\varphi}{\mu} \quad (II.2)$$

α : représente la décision du contrôle de la puissance, $\alpha \in [0.5 \ 0.9]$.

β : correspond à l'interférence entre les utilisateurs de cellules adjacentes, $\beta \in [0.5 \ 0.6]$.

μ : représente l'activité de la voix lors d'une transmission, $\mu \in [0.35 \ 1]$

φ : Le gain de l'antenne.

Dans le cas d'un CDMA synchrone, l'orthogonalité des codes d'étalement est exploitée au maximum et le nombre d'utilisateurs du système est approximativement égal au gain de traitement.

Le CDMA asynchrone, quant à lui ne fixe aucune contrainte de synchronisation entre les utilisateurs. Les différents décalages temporels entre les utilisateurs entraînent une perte d'orthogonalité des codes, cela se traduit par une diminution importante du nombre d'utilisateurs par rapport à un CDMA synchrone. Cette diminution est fonction de l'efficacité du type de récepteur utilisé.

IV.4.3. Modélisation d'un système CDMA :

Le système que nous allons étudier est un système avec :

- K utilisateurs, qui émettent la même puissance P
- Un facteur d'étalement égal à N.

On suppose que le K^{ième} message de l'utilisateur K ($d_k(t)$) est un signal d'amplitude unité, positive et négative ($d_j^{(k)}$) et composé d'impulsions rectangulaire de durée T_b :

$$d_{k(t)} = \sum_{j=-\infty}^{j=+\infty} d_j^{(k)} \cdot P_{T_b}(t - jT_b) \quad (II.3)$$

Avec :

$$d_j^{(k)} \in \{-1, +1\}$$

$$P_{T_b}(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

Le signal d'étalement C_k est le suivant :

$$C_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{j=+\infty} C_j^{(k)} \cdot P_{T_c}(t - jT_c) \quad (II.4)$$

Ce signal est une séquence périodique de période N , composé d'impulsions rectangulaires positives ou négatives, de durée T_c .

Avec : $T_b = N.T_c$

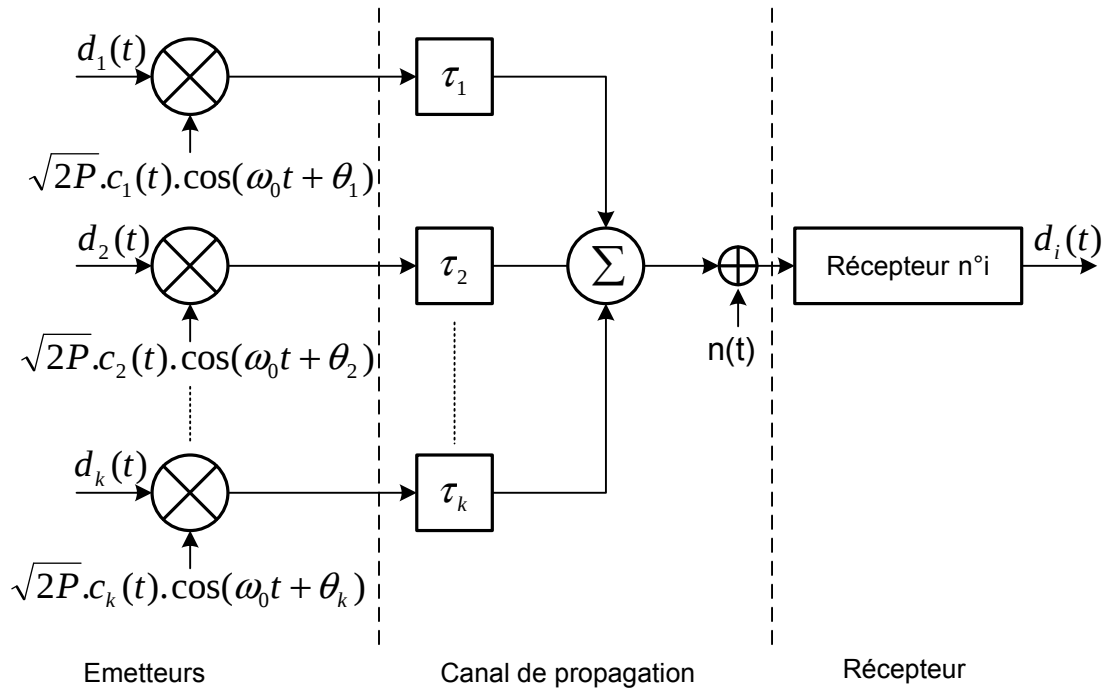


Fig.II.5.système de communication DS-SS.

- **Au niveau de l'émetteur :**

Le signal émis transmis par le $K^{ième}$ utilisateur s'écrit :

$$S_k(t) = \sqrt{2P} \cdot C_k(t) \cdot d_k(t) \cos(w_0t + \theta_k) \quad (II.5)$$

$\sqrt{2P} \cdot \cos(w_0t + \theta_k)$: Est le signal porteur.

P : la puissance de la porteuse.

θ_k : La phase de la porteuse affectée à l'utilisateur K.

- **Au niveau du canal de propagation :**

Le signal reçu $r(t)$ sera :

$$r(t) = n(t) + \sum_{k=1}^K \sqrt{2P} \cdot d_k(t - \tau_k) C_k(t - \tau_k) \cos(\omega_0 t + \varphi_k) \quad (II.6)$$

Tel que :

$n(t)$: est un bruit blanc gaussien centré de densité spectrale de puissance (DSP) unilatérale $\frac{N_0}{2}$.

τ_k : Retard affecté à l'utilisateur K

$$\varphi_k = \theta_k - \omega_0 \cdot \tau_k$$

Remarque : si le système est complètement synchronisé, les retards τ_k peuvent être ignorés ($\tau_k = 0$ pour $k = 1, 2, 3, \dots, K$).

- **Au niveau du récepteur :**

La figure suivante (Fig.3) montre l'architecture du récepteur du $K^{ième}$ utilisateur.

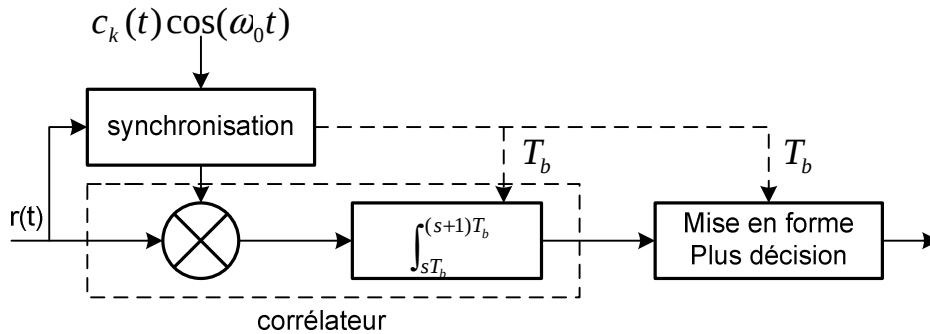


Fig.II.6. Architecture du récepteur du $k^{ième}$ utilisateur

La synchronisation, en réception, se situe sur trois niveaux :

- ✓ La synchronisation des codes pseudo aléatoires.
- ✓ La synchronisation des intervalles de corrélation.
- ✓ La récupération de la phase de la porteuse.

On voit que le récepteur est composé de trois éléments (blocs) essentiels :

- ✓ Le bloc synchronisation.
- ✓ Le corrélateur.

✓ Le bloc mise en forme et décision.

Le 1^{er} bloc (synchronisation) : permet de synchroniser le signal reçu $r(t)$ avec la séquence d'étalement modulé ($C_k \cdot \cos(\omega_0 t)$).

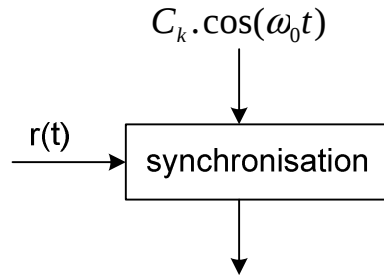


Fig.II.7. Bloc synchronisation.

Ce bloc permettra aussi de définir le début des intervalles de corrélation de durée T_b .

Le 2^{ème} bloc (corrélateur) : est composé d'un multiplicateur et d'un filtre passe bas, il permet de réaliser les opérations de multiplication et d'intégration. Ainsi il permettra de corrélérer le signal $r(t)$ avec la séquence d'étalement locale.

Le dernier bloc (mise en forme et décision) : permet d'échantillonner, toute les T_b , le signal en sortie du corrélateur et de prendre une décision sur le bit d'information reçu.

Si on souhaite démoduler le $i^{\text{ème}}$ signal de l'utilisateur i on aura, en sortie du corrélateur, le signal suivant :

$$Z_i = \int_0^{T_b} r(t) \cdot C_i(t) \cos(\omega_0 t) dt \quad (\text{II.7})$$

Dans ce cas nous avons pris $\theta_i = 0$ et $\tau_i = 0$ pour un allégement au niveau des équations.

En remplaçant $r(t)$ par sa valeur dans l'équation précédente on aura :

$$Z_i = \int_0^{T_b} \left[n(t) + \sum_{k=1}^K \sqrt{2p} \cdot d_k(t - \tau_k) C_k(t - \tau_k) \cos(\omega_0 t + \varphi_k) \right] \cdot [C_i(t) \cos(\omega_0 t)] dt$$

$$Z_i = \int_0^{T_b} [n(t)C_i(t)\cos(\omega_0 t)] \quad (II.8)$$

$$+ \sqrt{2P} \int_0^{T_b} \left[\sum_{k=1}^K C_k(t - \tau_k) d_k(t - \tau_k) C_i(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_k) \cos(\omega_0 t) \right] dt$$

On pose :

$$B = \int_0^{T_b} [n(t)C_i(t)\cos(\omega_0 t)] dt \quad (II.9)$$

B : est une expression qui caractérise un bruit blanc Gaussien au niveau du corrélateur. Donc B est l'étalement de n(t) par le récepteur.

$$Z_i = B + \sqrt{2P} \int_0^{T_b} \left[\sum_{k=1}^K C_k(t - \tau_k) d_k(t - \tau_k) C_i(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_k) \cos(\omega_0 t) \right] dt \quad (II.10)$$

Si on désire séparer l'utilisateur i des K-1 autres utilisateurs on aura l'équation suivante :

$$Z_i = B + \sqrt{2P} \int_0^{T_b} \left[\sum_{k=1, k \neq i}^{K-1} C_k(t - \tau_k) d_k(t - \tau_k) C_i(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_k) \cos(\omega_0 t) \right] dt$$

$$+ \sqrt{2P} \int_0^{T_b} [C_i(t) d_i(t) C_i(t) \cos(\omega_0 t) \cos(\omega_0 t)] dt \quad (II.11)$$

Le troisième terme de l'équation (II.11) représente la démodulation et le désétalement du signal de l'utilisateur i

Le terme en $2\omega_0$ peut être ignoré dans l'équation (II.11), il est éliminé par filtrage. Donc on aura :

$$Z_i = B + \sqrt{\frac{P}{2}} \int_0^{T_b} \left[\sum_{k=1, k \neq i}^{K-1} C_k(t - \tau_k) C_i(t) d_k(t - \tau_k) \cos(\varphi_k) \right] dt + \sqrt{\frac{P}{2}} \int_0^{T_b} [d_i(t)] dt$$

$$Z_i = B + I + \sqrt{\frac{P}{2}} \int_0^{T_b} [d_i(t)] dt \quad (II.12)$$

I : représente le bruit d'accès multiple engendré par les $K-1$ autres utilisateurs après son passage dans le corrélateur. Ce bruit I sera une seconde fois étalé par la séquence $C_i(t)$ lorsqu'il passe dans le corrélateur de l'utilisateur i .

Avec :

$$I = \sqrt{\frac{P}{2}} \int_0^{T_b} \left[\sum_{k=1, k \neq i}^{K-1} C_k(t - \tau_k) C_i(t) d_k(t - \tau_k) \cos(\varphi_k) \right] dt \quad (II.13)$$

On pose :

$$\int_0^{T_b} [d_i(t)] dt = d_0^{(i)} T_b \quad (II.14)$$

L'équation **(II.14)** représente le signal utile de l'information de l'utilisateur i .

L'expression devient :

$$Z_i = B + I + \sqrt{\frac{P}{2}} d_0^{(i)} T_b \quad (II.15)$$

$d_0^{(i)}$: est le bit d'information de ce dernier. Ce bit est perturbé par les termes I et B .

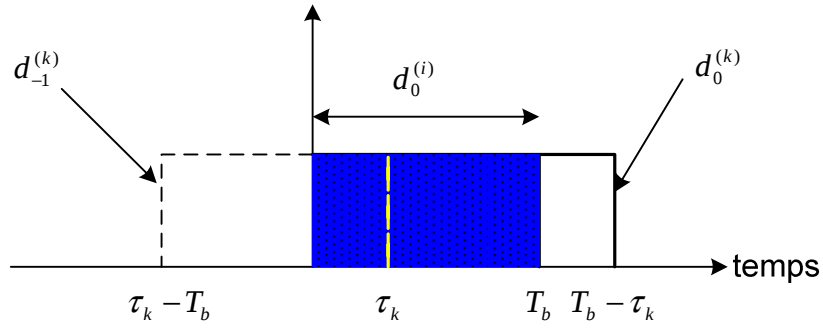


Fig. II.8. Interférence engendrée par le K ième utilisateur sur l'utilisateur n'1'.

Le bit $d_0^{(i)}$ compris entre 0 et T_b , est perturbé par le bit :

- $d_{-1}^{(k)}$ entre 0 et τ_k .
- $d_0^{(k)}$ entre τ_k et T_b .

Donc l'équation (II.13) peut s'écrire comme suit :

$$I = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=1, k \neq i}^{K-1} \left[d_{-1}^{(k)} R_{k,i}(\tau_k) + d_0^{(k)} R'_{k,i}(\tau_k) \right] \cos(\varphi_k) \quad (\text{II. 16})$$

Avec :

$$R_{k,i}(\tau_k) = \int_0^{\tau_k} C_k(t - \tau_k) C_i(t) dt \quad (\text{II. 17})$$

$$R'_{k,i}(\tau_k) = \int_{\tau_k}^{T_b} C_k(t - \tau_k) C_i(t) dt \quad (\text{II. 18})$$

Les deux dernières équations représentent les fonctions d'intercorrélations partielles entre le k^{ième} utilisateur et l'utilisateur i.

IV.4.4. les deux types de récepteurs CDMA :

IV.4.4.1. Structure mono utilisateur :

Dans cette structure, chaque utilisateur est démodulé sans tenir compte des autres utilisateurs et le récepteur ne connaît pas les codes d'étalement des utilisateurs interférents.

Le corrélateur du récepteur de la figure (II.6) peut être remplacé par un filtre adapté :

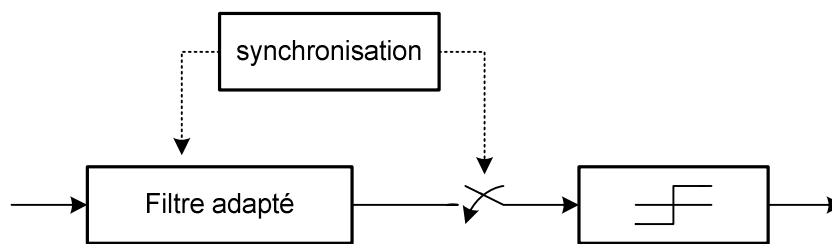


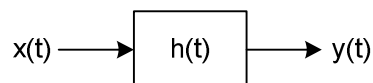
Fig. II.9. Architecture simplifiée du récepteur à filtre adapté.

Le bloc synchronisation de la figure précédente (Fig.9) représente la récupération d'horloge qui peut être réalisée par le filtre. Le signal d'horloge est nécessaire à l'échantillonneur présent à la sortie du filtre adapté.

IV.4.4.1.a. Le filtrage adapté :

Soit un filtre de réponse impulsionnelle $h(t)$ et de fonction de transfert $H(f)$. La réponse en fréquence de ce filtre à un signal $x(t)$ s'écrit :

$$Y(f) = X(f) \cdot H(f)$$



En calculant la transformée de Fourier inverse de $Y(f)$ on aura sa réponse temporelle $y(t)$ telle que :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f)H(f)e^{j2\pi ft} df \quad (II.19)$$

L'amplitude réelle A , en sortie du filtre, à l'instant t_0 , est donnée par :

$$A = |y(t_0)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) \cdot H(f) e^{j2\pi f t_0} df \right| \quad (II.20)$$

Prenons, par exemple, la réponse de ce filtre à un bruit blanc.

La puissance moyenne N du bruit en sortie du filtre s'écrit :

$$N = \int_{-\infty}^{+\infty} S'_n(f) df \quad (II.21)$$

Avec :

$$S'_n(f) = \frac{N_0}{2} |H(f)|^2 \quad (II.22)$$

$S'_n(f)$: représente la DSP en sortie du filtre.

$$S_n(f) = \frac{N_0}{2} \quad (II.23)$$

$S_n(f)$: représente la DSP unilatérale du bruit blanc.

Pour le choix d'un filtre adapté, il suffit de choisir la réponse du filtre $h(t)$ de telle sorte que le rapport $\frac{A^2}{\sqrt{N}}$ soit maximal. D'une autre façon on maximise le rapport A^2 sur bruit N mesuré en valeur crête.

Remarque : les filtres adaptés sont des filtres qui varient dans le temps et qui ont en général des coefficients qui sont adaptés aux codes d'étalement utilisés.

IV.4.4.2. structure multi-utilisateurs [6], [10]:

Ce type de structure utilise autant de filtres adaptés qu'il y a de séquences d'étalement différents dans le système.

Les détecteurs les plus courants dans ce type de structures sont les suivants :

- Détecteurs MLS (Maximum-likelihood Sequence) : ce détecteur détermine la plus probable des séquences émises.

- Détecteurs à corrélation : il effectue une combinaison linéaire des sorties des filtres adaptés afin de réduire le bruit d'accès multiple vu par chaque utilisateur.
- Détecteurs MMSE (Minimum Mean Squared Error) : ce détecteur propose une approche similaire au précédent avec en plus la prise en compte du bruit du canal. Il utilise pour cela la connaissance des puissances reçues des différents utilisateurs.
- Suppression d'interférences : le principe de ces détecteurs est d'estimer la contribution de chaque utilisateur en sortie d'un premier étage conventionnel pour la soustraire dans un deuxième temps au signal reçu. Le signal reçu épuré des interférences des autres utilisateurs est alors démodulé à nouveau avec de meilleures performances.

IV.5.les systèmes FH-CDMA :

Dans ces systèmes, le message à transmettre sera d'abord modulé en bande étroite par une modulation DBPSK ou par une modulation DQPSK, puis mélangé au signal large bande provenant du générateur de code préalablement modulé par un VCO.

IV.5.1. Architecture du système FH-CDMA rapide et modulation DBPSK :

IV.5.1.1. L'émetteur :

L'architecture de cet émetteur peut être donnée par la figure suivante : (Fig.II.10) :

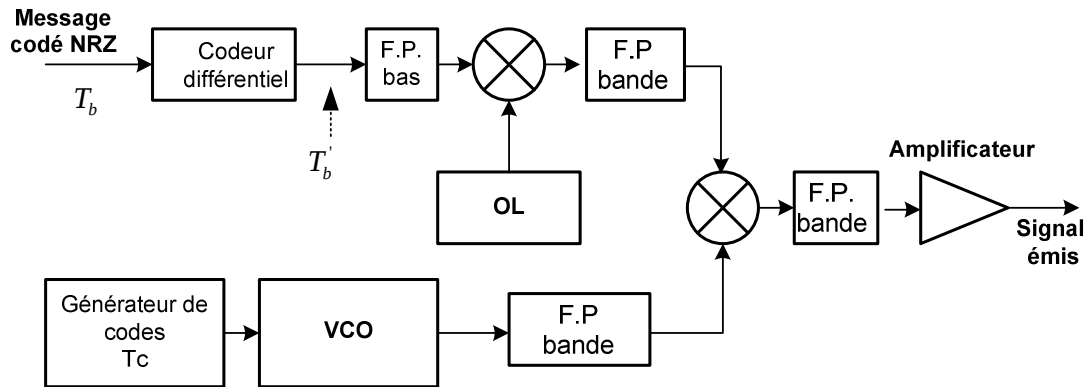


Fig. II.10. Schéma bloc de l'émetteur du système à étalement de spectre par sauts de fréquence rapides.

L'émetteur se décompose en deux branches :

- La première branche concerne la modulation bande étroite DBPSK du message codé NRZ. Celui-ci est codé par un codeur différentiel puis filtré à l'aide du filtre passe bas. Ce signal est ensuite modulé par un modulateur BPSK puis filtré par un filtre passe bande.
- La deuxième branche de l'émetteur est constituée d'un générateur de codes, d'un VCO et d'un filtre passe bande.

Les signaux bande étroite et large bande sont mélangés et filtrés autour d'une fréquence f_0 , puis amplifiés et transmis au récepteur.

IV.5.1.2. Le récepteur :

La figure (Fig.II.11) nous donne le schéma synoptique du récepteur d'un système FH-CDMA rapide et de modulation DBPSK :

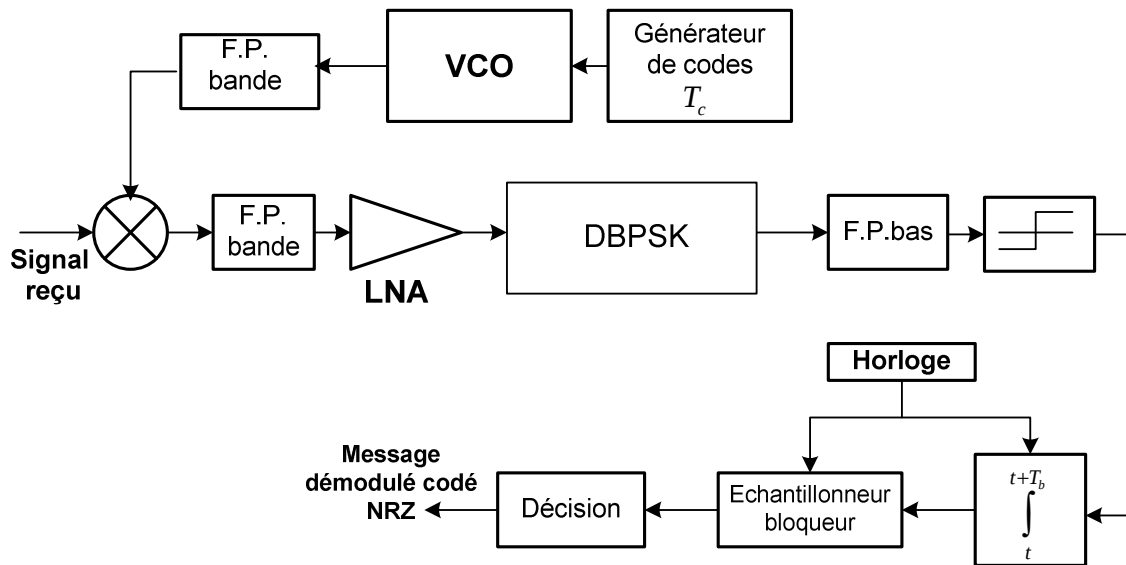


Fig.II.11. Schéma bloc de récepteur du système à étalement de spectre par sauts de fréquence rapides.

Le récepteur réalise dans un premier temps le désétalement. Cela est réalisé en générant en locale le signal large bande issu de la seconde branche du récepteur et après synchronisation (la synchronisation est réalisée à l'aide d'un bloc retard), ce signal sera mélangé avec le signal reçu et on aura un signal bande étroite. Ce dernier sera démodulé à l'aide d'un démodulateur BPSK différentiel. Cette démodulation est une démodulation incohérente c'est à dire aucun effort n'est fait pour récupérer la phase de la séquence intermédiaire.

Il en résulte un signal en bande de base qu'il est nécessaire de traiter afin d'exploiter la redondance de l'information générée par l'étalement de spectre par saut de fréquence rapide. chaque bit est découpé en T_c symboles, L'objectif est de déterminer, en considérant la valeur de chacun des T_c symboles démodulés, la valeur la plus probable du bit que l'on veut récupérer. Pour cela une loi de décision à la majorité est adoptée. Le sous système permettant de réaliser cette opération est implémenté par un intégrateur, suivi d'un échantillonneur bloqueur et d'un organe de décision.

IV.5.2. Architecture du système FH-CDMA rapide et modulation DQPSK :

L'architecture de ce système est la même que celle du système précédent, sauf que la modulation DBPSK est remplacée par une modulation différentielle à quatre états

(DQPSK). De ce fait, ce système nous permettra de transmettre deux fois plus de données pour une largeur de bande que la BPSK.

Le récepteur utilise une démodulation DQPSK non cohérente. De plus la synchronisation entre la séquence d'étalement locale et le signal large bande reçu est abordée de la même façon que pour les systèmes précédents. Cela veut dire qu'elle est réalisée par un bloc retard qui permet de compenser les retards introduits par le système.

IV.6. Système CDMA chaotiques :

IV.6.1. Définition du signal chaotique :

Un signal chaotique se présente sous la forme d'un bruit blanc, que se soit dans le domaine temporel ou le domaine fréquentiel. Ce qui différencie un signal chaotique d'un bruit aléatoire est la notion de déterminisme. En effet le bruit peut être décrit que comme un processus aléatoire alors qu'un système chaotique est représentable par des équations différentielles (ou récurrentes).

IV.6.2. Transmissions à porteuses chaotique [12] :

Les signaux chaotiques peuvent être utilisés pour la transmission, principalement dans deux objectifs :

- Le premier objectif est de protéger l'information transmise, et dans ce cas les applications sont en compétition avec les méthodes de cryptographie classique.
- Le deuxième objectif est d'étalement le signal informationnel avec tous les avantages des techniques à étalement de spectre. Dans ce cas, les méthodes développées doivent être comparées aux systèmes classiques à étalement de spectre.

IV.6.3. Etalement de spectre par séquence directe chaotique :

Dans le chapitre précédent, deux principales méthodes d'étalement de spectre ont fait l'objectif d'une présentation, à savoir l'étalement de spectre par séquence directe (DSSS)

et par saut de fréquence(FHSS). Chacune de ces méthodes a un équivalent dans le cas des systèmes de transmission chaotique.

IV.6.3.1. Principe :

L'idée de base est de remplacer le générateur de séquences pseudo-aléatoires par un générateur de codes chaotiques. Bien sûr, pour trouver un intérêt économique, les séquences chaotiques jouant le rôle de séquences d'étalement doivent prouver qu'elles offrent de meilleures performances que les codes classiques utilisés actuellement (Séquences de longueur maximale, Gold...).

Si dans le cas des systèmes à étalement de spectre par sauts de fréquences et sauts en temps, l'emploi de séquences chaotiques n'est pas vraiment envisageable à cause des problèmes liés à la synchronisation, dans le cas des systèmes à séquences directes plusieurs études ont été réalisées. Généralement l'étalement de spectre par séquence chaotique directe revient à remplacer directement la séquence d'étalement binaire générée par des registres à décalage, par une séquence chaotique avec des valeurs réelles comprises dans un intervalle bien précisé, les solutions proposées sont introduites surtout pour augmenter les capacités en accès multiple.

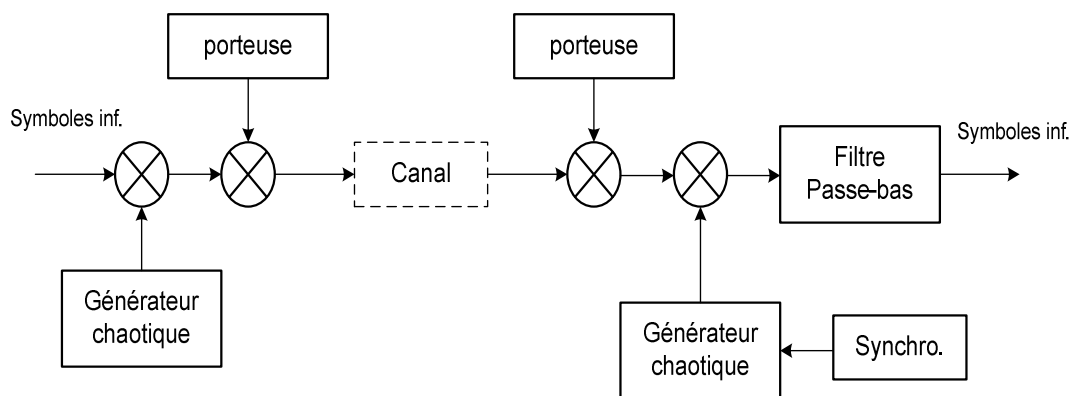


Fig.II.12. Modèle d'un système de communication à étalement de spectre par séquence chaotique directe

IV.6.3.2. Les séquences d'étalement chaotiques [12] :

On peut envisager l'utilisation de deux séquences chaotiques différentes :

- ✓ La première suppose un code d'étalement périodique où le plus souvent la longueur du code chaotique est égale au gain d'étalement.
- ✓ Une deuxième solution non périodique où le code d'étalement est considéré de longueur infinie.

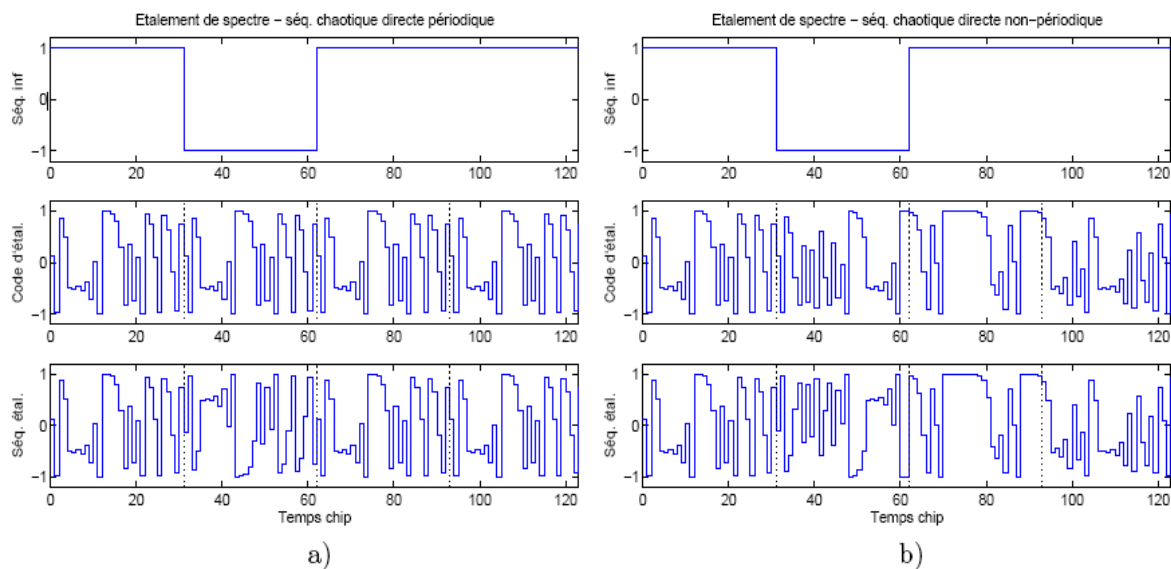


Fig. II.13. Exemple d'étalement de spectre par séquence chaotique directe

a) séquence périodique sur la durée symbole : b) séquence non-périodique.

L'avantage de la solution périodique est donné par l'emploi des mêmes systèmes qui assurent la synchronisation au sein des systèmes à étalement de spectre classiques. Particulièrement appliquées aux cas de communications mobiles, pour les connexions dowlink, une synchronisation au niveau du système pour les différents récepteurs est facilement maintenue, ainsi une solution du code d'étalement classique peut garantir un minimum d'interférences entre les utilisateurs. Par contre, pour les liaisons uplink, on se trouve dans la solution où les variantes synchrones ne sont plus envisageables. Dans ces conditions spécifiques, des travaux ont été réalisés prouvant que les séquences chaotiques

peuvent facilement surpasser les performances des séquences d'étalement classiques (longueur maximal, Gold...).

IV.6.4. Système DS-CDMA chaotique :

IV.6.4.1. Principe

Ce nouveau paragraphe concerne la présentation du système CDMA utilisant des séquences chaotiques comme séquences d'étalement. Nous allons présenter deux systèmes **DS-CDMA asynchrones**, dont les séquences d'étalement sont générées par un système dynamique discret chaotique. Les séquences d'étalement du premier système seront des séquences chaotiques binaires, et celles du second système seront des séquences chaotiques multi-niveaux.

La particularité de ces deux systèmes contrairement aux systèmes CDMA conventionnels, est que la période de leurs séquences d'étalement est suffisamment grande par rapport à la durée de la transmission, pour que ces séquences soient considérées comme **apériodiques**, cela signifie que chaque bit d'information est étalé par un segment tronqué de la séquence d'étalement apériodique, le message à transmettre est à la fois codé et étalé par un code dynamique.

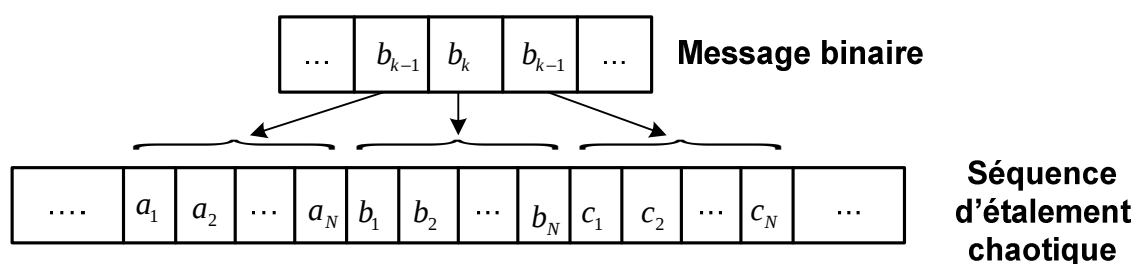


Fig.II.14. Illustration de la méthode d'étalement

IV.6.4.2. Génération des signaux chaotiques :

Le générateur utilisé pour le système CDMA est une fonction non linéaire bouclée par P retards

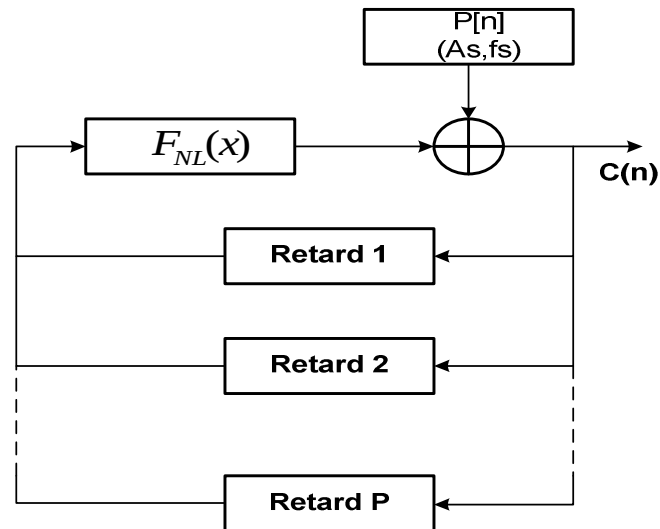


Fig.II.15. Génération des séquences chaotiques

Le signal délivré par le générateur est un signal composé de niveaux B_i codés sur N_b bits, et de durée T_{ch} . (Fig. II.16).

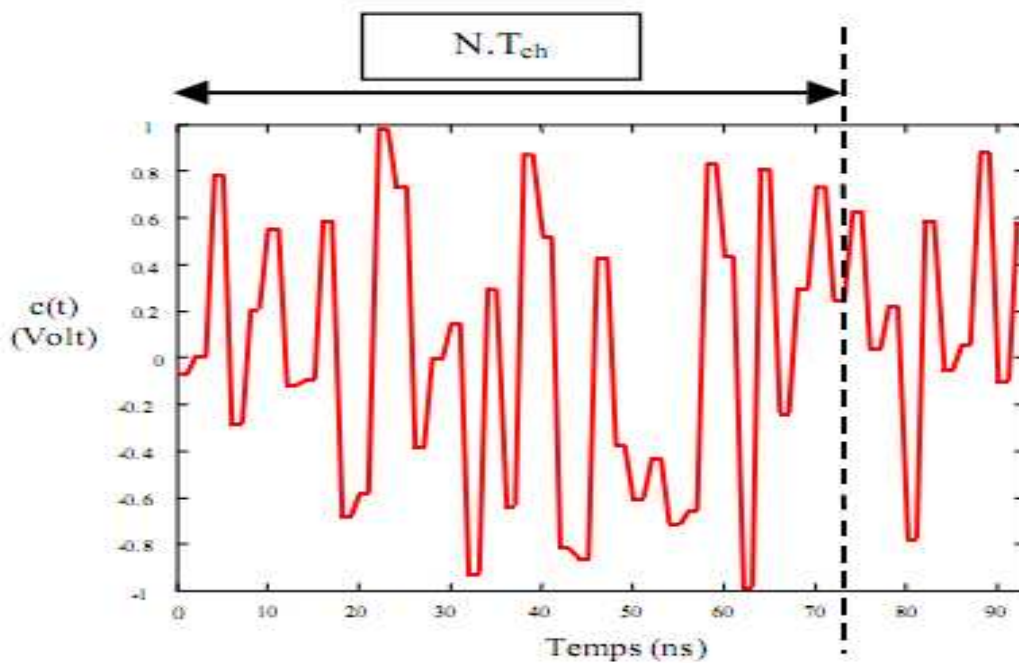


Fig.II.16.: exemple d'un signal chaotique.

Dans le cas où les séquences d'étalement sont binaires, le signal $c(t)$ multi-niveaux est transformé à l'aide d'un convertisseur analogique numérique en un signal binaire (0.1). Il s'agit simplement d'une conversion parallèle/série de la séquence. Chaque niveau chaotique de durée T_{ch} est converti en une séquence binaire de N chips de durée T_c , avec N le gain de traitement du système à étalement de spectre. A un bit d'information de durée T_b correspond un niveau chaotique, c'est-à-dire une séquence de N chips.

Soit $T_b = T_{ch} = NT_c$.

IV.6.4.3. Système basé sur les séquences chaotiques binaires [6] :

IV.6.4.3.a. Système mono-utilisateurs :

IV.6.4.3.a.1. Architecture du système à étalement de spectre :

La figure (II.17), présente le synoptique de l'émetteur à étalement de spectre en bande de base ainsi que le récepteur qui lui est associé.

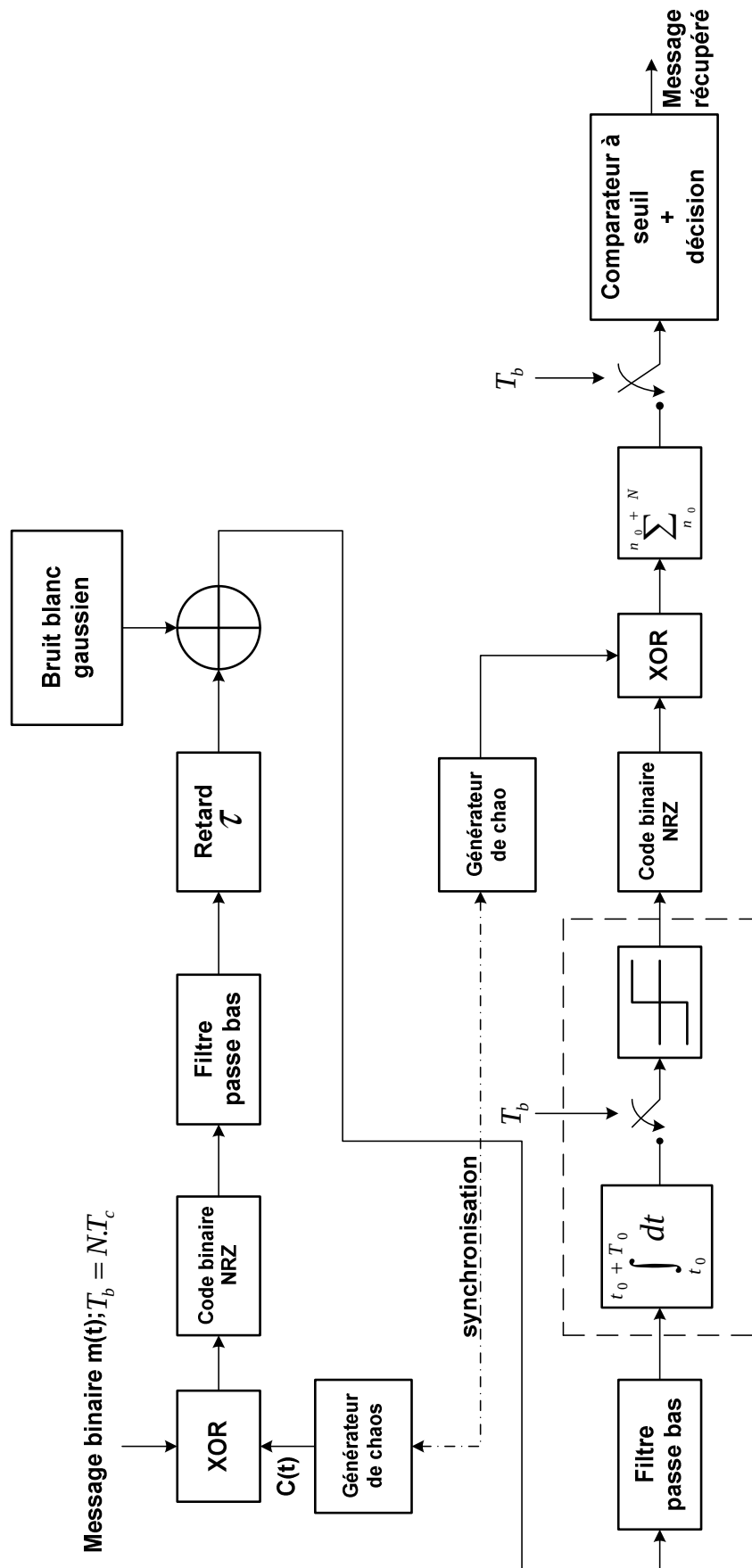


Fig.II.17. Architecture émetteur-récepteur, Séquence d'étalement binaire.

NB : les opérations réalisées pour l'étalement et le désétalement sont les mêmes que celles utilisées dans le chapitre précédent.

Les figures des comparaisons sont réalisées par un logiciel omnisys dans un laboratoire de recherches Français [6].

La figure (II.18) montre que le système à base de séquences chaotiques est sensiblement meilleur que celui utilisant des séquences de Gold [6]. et cela vis-à-vis du bruit blanc gaussien.

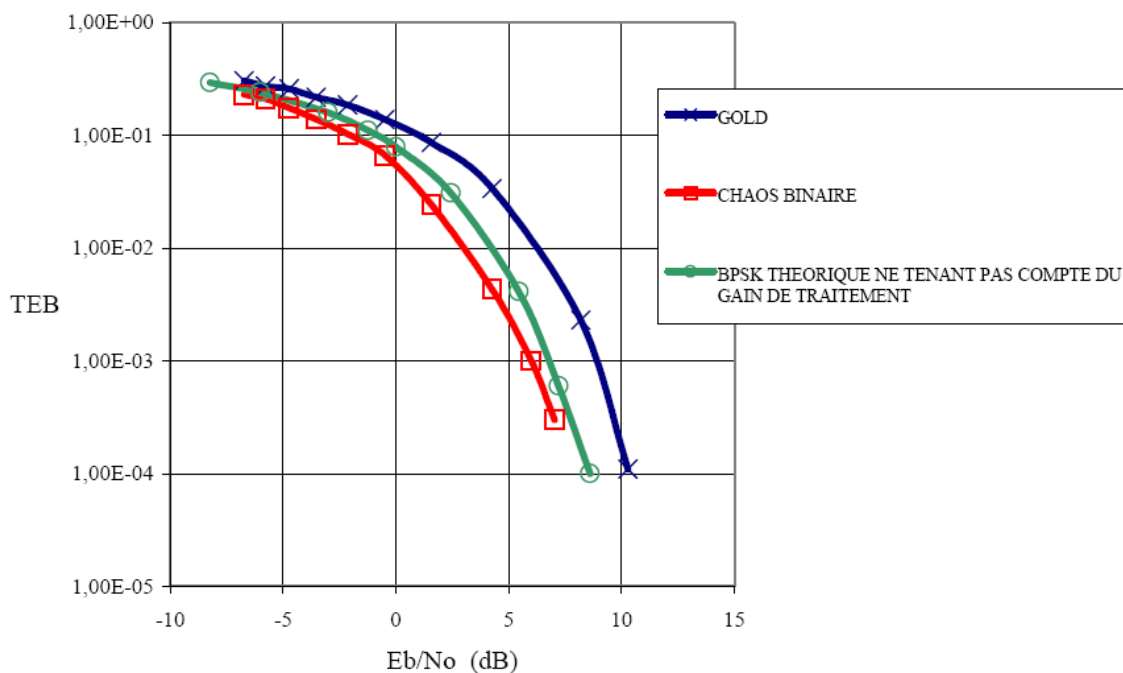


Fig. II.18. Taux d'erreurs bits du système mono-utilisateurs en fonction de E_b/N_0

L'objectif est de quantifier le système vis à vis de la robustesse face au bruit blanc gaussien, pour cela la figure (II.18) nous permet de comparer les taux d'erreurs bits (TEB), obtenus avec un générateur de codes chaotiques, puis avec un générateur de codes de Gold.

IV.6.4.3.b. Système multi-utilisateurs :

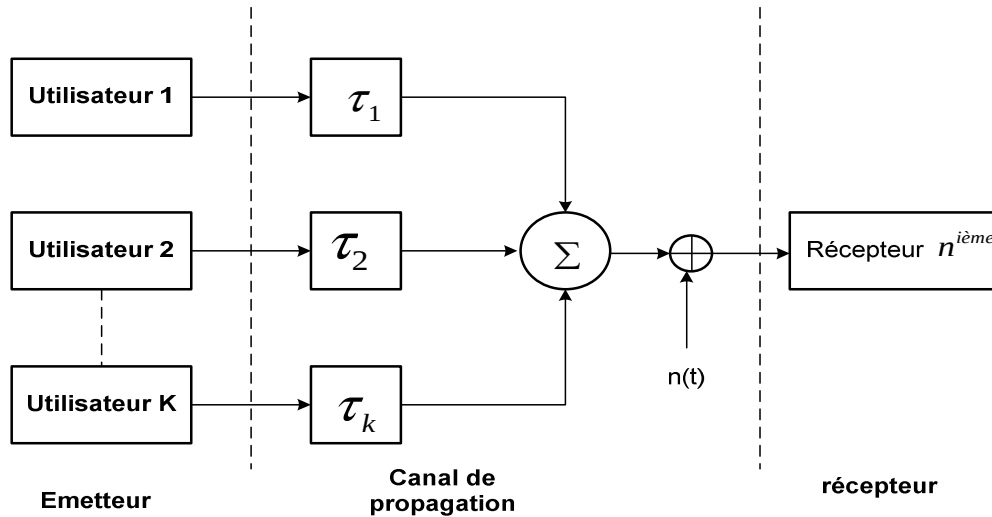


Fig. II.19. principe du système DS-CDMA binaire.

L'objectif dans la structure multi-utilisateurs est de comparer l'efficacité des séquences d'étalement chaotiques binaires par rapport aux séquences de Gold, dans ce système à K utilisateurs, les (k-1) autres utilisateurs représentent le bruit d'accès multiple (MAI). La figure (II-20) représente la comparaison des courbes des taux d'erreurs bits en fonction de K (nombre d'utilisateurs du système), pour le système utilisant des séquences chaotiques binaires issues du générateur du chaos et pour le même système utilisant des séquences de Gold.

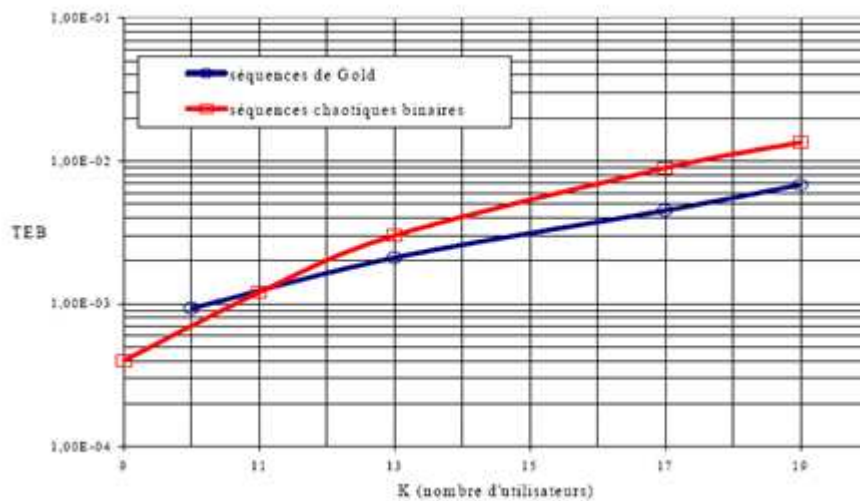


Fig. II.20. Comparaison TEB système DS-CDMA utilisant des séquences de Gold puis des séquences chaotique binaires $N=31$.

La figure (II.20) montre que les séquences de Gold restent plus performantes que les séquences issues du signal chaotique même si pour $K < 11$ la tendance s'inverse [6]. Ce résultat semble logique dans la mesure où la conversion de chacun des niveaux du signal chaotique en un train binaire codé sur N bits ne permet pas la conservation des bonnes propriétés de corrélation des séquences de N chips. Il n'est intéressant que du point de vue de la confidentialité dans la mesure où l'étalement de spectre se fait d'une manière dynamique (chaque bit d'information est étalé avec un motif différent des N chips, alors que dans le cas des séquences de Gold, chaque bit d'information est étalé avec le même motif).

La courbe précédente peut être tracée en fonction de E_b/I Figure (II-21) où I représente à la fois le bruit d'accès multiple et le bruit blanc gaussien du canal de transmission.

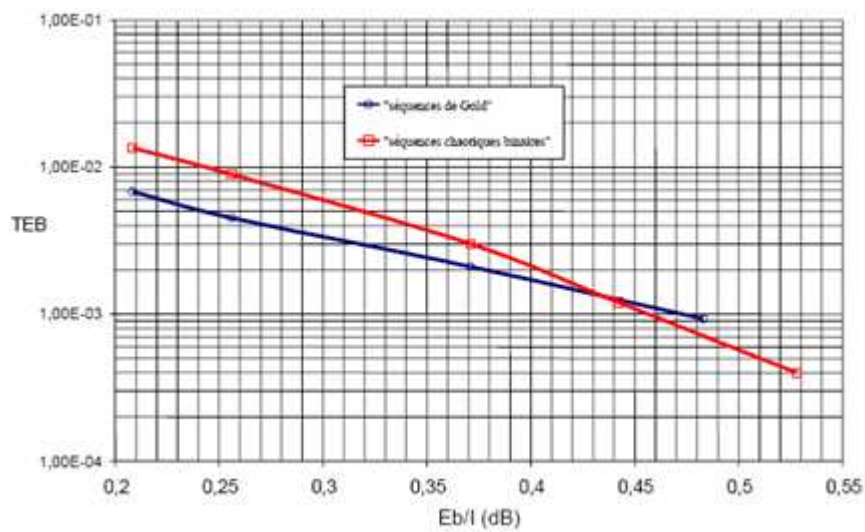


Fig. II.21. TEB en fonction de E_b/I –séquence chaotique binaire, séquence de Gold.

IV.6.4.4. Système Basé sur des Séquences Chaotiques Multi-niveaux:

IV.6.4.4.a. Architecture de système en bande de base :

La figure (II.22) présente un système DS-CDMA à étalement de spectre dans le cas mono-utilisateur qui utilise les séquences d'étalement chaotiques multi-niveaux.

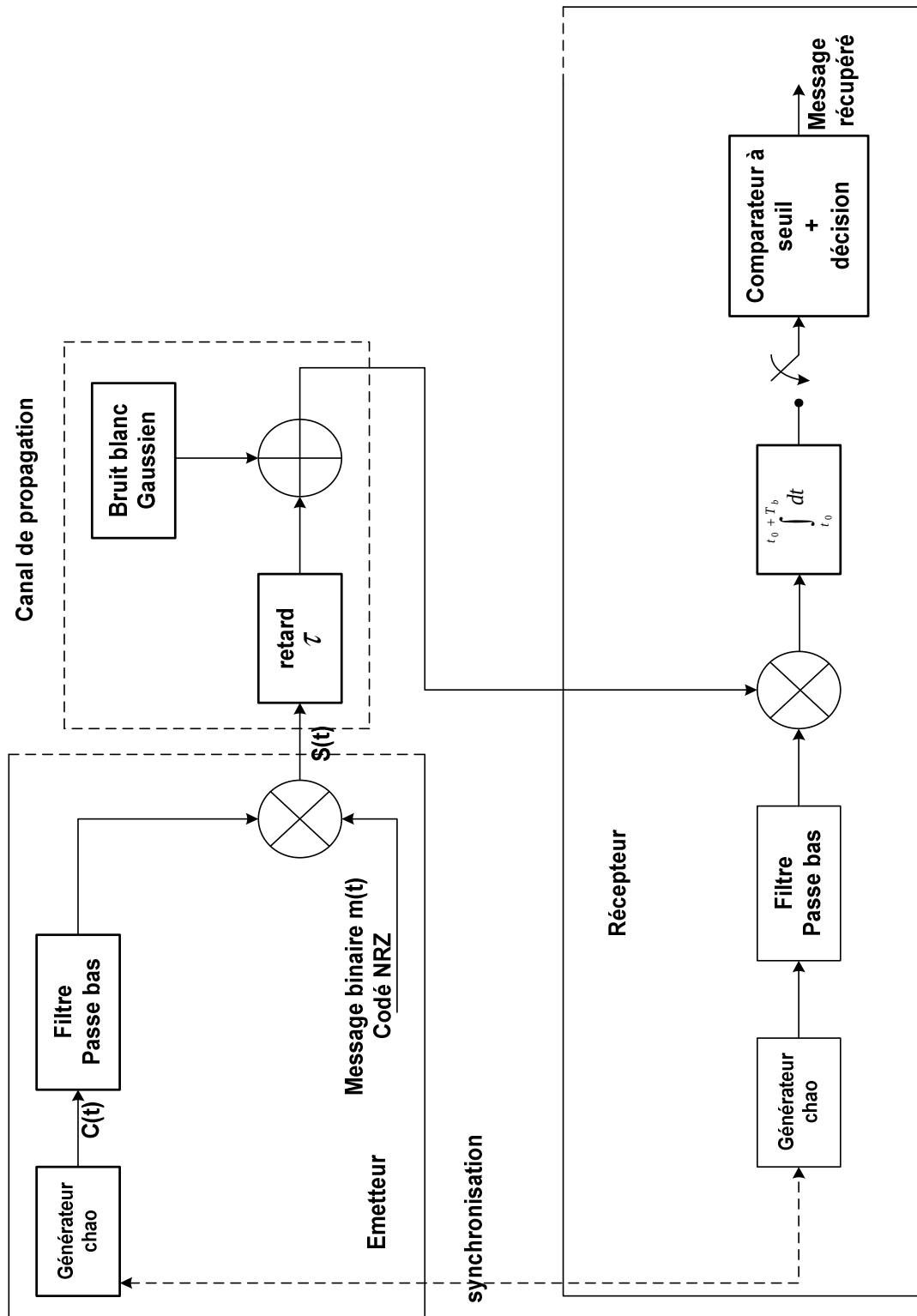


Fig.II.22.Architecture du système DS-CDMA. Séquence d'étalement chaotique.

Remarque : pour le cas multi-utilisateurs, l'architecture générale du système reprend l'architecture de la figure (II.19).

La figure (II.23) présente les taux d'erreurs bits en fonction de E_b/N_0 lorsque le système utilise, dans un premier temps, une séquence chaotique binaire, puis dans un second temps, une séquence chaotique multi-niveaux [6]. Cette comparaison des deux types de séquences chaotiques utilisées permet de voir que la séquence multi-niveaux générée est plus robuste face au bruit que celle en binaire. Ainsi, un TEB de 10^{-3} est obtenu pour un rapport E_b/N_0 de 7 dB avec la séquence multi-niveaux, alors que la séquence binaire nécessite un rapport E_b/N_0 de 13 Db pour obtenir la même valeur de TEB.

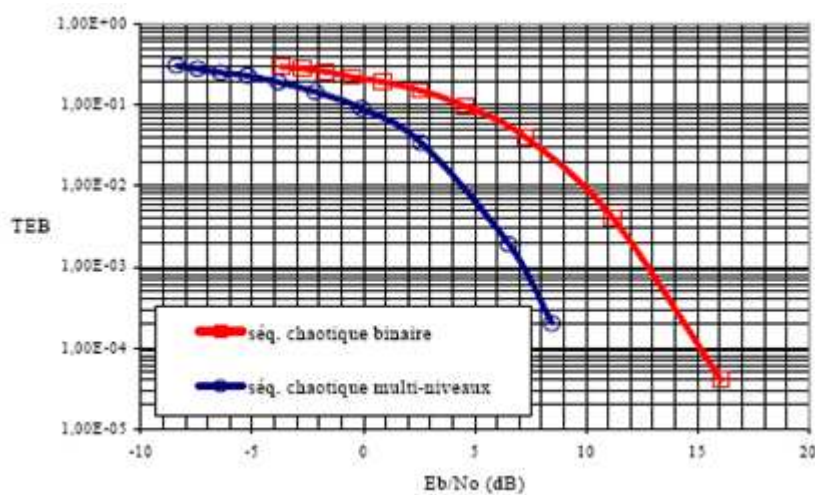


Fig. II.23. Comparaison des TEB entre deux séquences chaotiques multiniveaux et binaires .

La figure (II.24) nous permet de comparer les taux d'erreurs bits (TEB) entre un système DS-CDMA utilisant des séquences chaotiques multi-niveaux et celles du même système utilisant des séquences de Gold [6].

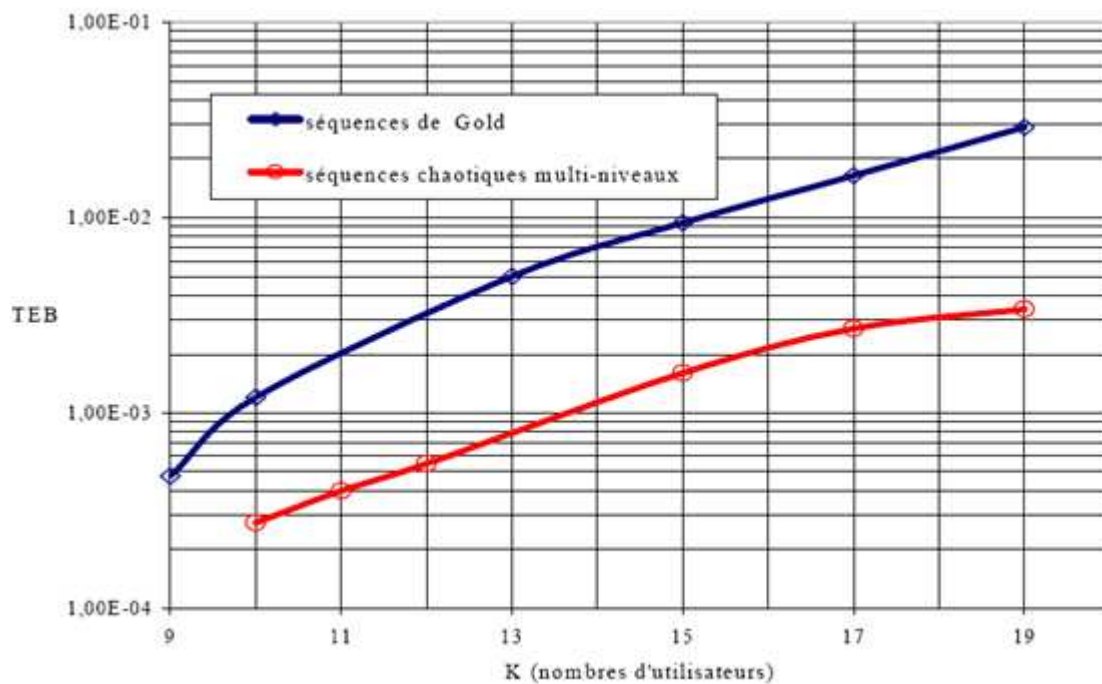


Fig. II.24. Comparaison du TEB obtenu avec le système CDMA utilisant des séquences de GOLD et ensuite des séquences chaotiques N=31.

Contrairement aux séquences chaotiques binaires, les séquences chaotiques multi-niveaux sont bien meilleures que celles de Gold vis-à-vis du TEB, ainsi pour un TEB donné, le nombre d'utilisateurs d'un système chaotique est plus grand que le nombre d'utilisateurs du même système utilisant des séquences de Gold.

IV.7. Les contraintes de la technique CDMA :

- Autobrouillage : à moins que tous les utilisateurs mobiles ne soient parfaitement synchronisés, leurs transmissions ne sont pas parfaitement alignées sur les limites de chips. Leurs séquences d'étalement ne sont pas alors orthogonales et il faut compter avec un certain degré d'intercorrélation.
- Problème de proximité (near/far problem) : les signaux proches du récepteur sont reçus avec une atténuation moindre par rapport à ceux qui sont plus éloignés. En raison de l'absence d'une totale orthogonalité, les transmissions des mobiles les plus éloignés peuvent être plus difficiles à récupérer. Les techniques de contrôle de puissance sont donc très importantes dans un système CDMA.

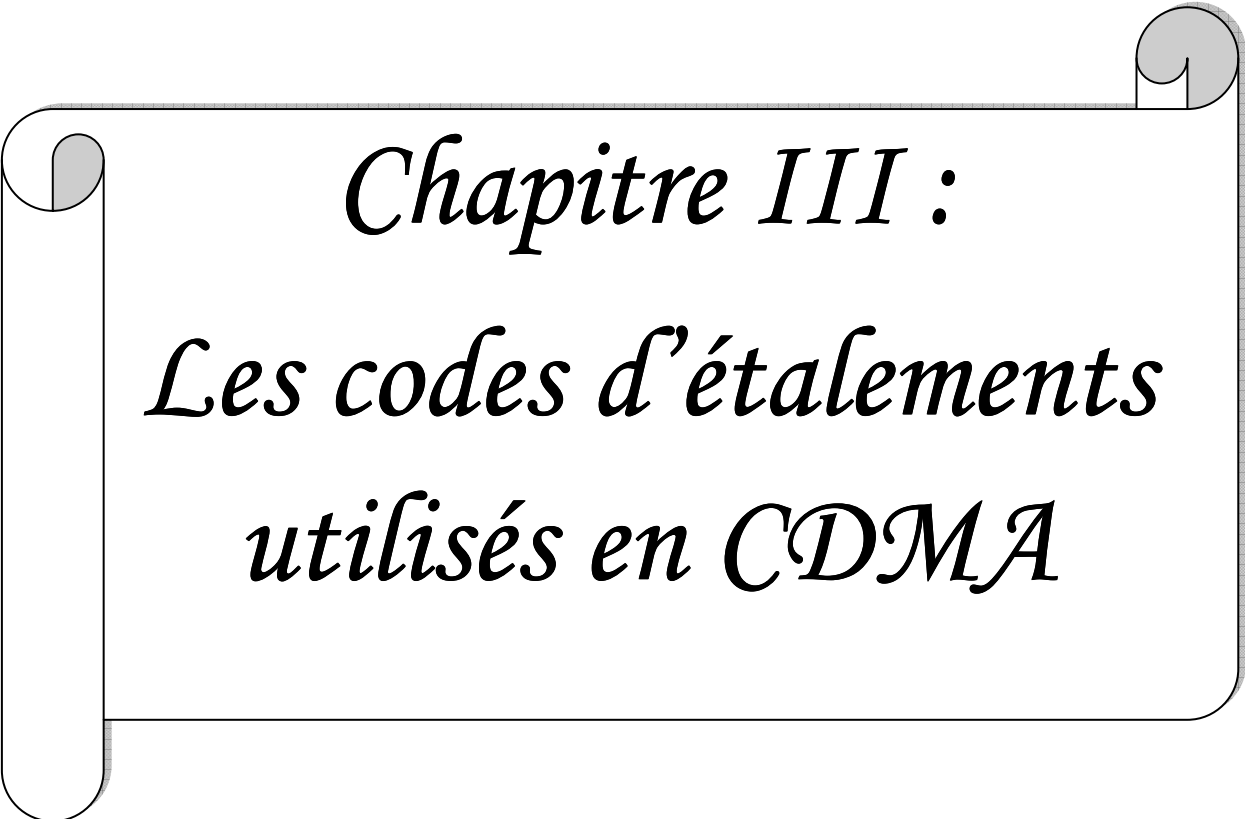
- Complexité des systèmes: la complexité de mettre en œuvre un système cellulaire du type CDMA conduit à des coûts très élevés pour mettre de tels systèmes en service

V. Conclusion :

Durant ce chapitre, nous avons présenté une technique d'accès multiple connue sous le nom "Accès Multiple à Répartition par les Codes" (AMRC) ou CDMA. Cette méthode est basée sur la technique de l'étalement de spectre, soit par séquence directe (DS-CDMA) soit par saut de fréquence (FH-CDMA).

Dans les systèmes actuels, les codes d'étalements sont des séquences binaires périodiques optimisés de manière à présenter de bonnes propriétés de corrélation (inter-corrélation la plus faible possible et auto-corrélation élevée en zéro, et voisine du zéro ailleurs).

Depuis quelques années, de nombreux travaux de recherches ont été publiés sur l'impacte de l'utilisation des séquences chaotiques à la place des séquences binaires telles que les séquences de Gold, dans la mesure où ces séquences chaotiques permettent d'augmenter la capacité des systèmes CDMA.

A decorative frame resembling a scroll, with a vertical strip on the left and a horizontal strip at the top, both featuring rounded ends and a slight 3D effect.

Chapitre III :

Les codes d'étalements utilisés en CDMA

I. Introduction :

Contrairement au FDMA et au TDMA qui ont un seuil de capacité stricte, le CDMA offre un seuil de capacité souple, les performances du système se dégradent graduellement avec l'ajout de nouveaux utilisateurs. Le CDMA permet à chaque utilisateur de profiter de la totalité de la bande passante en tout temps et le codage offre une protection contre les interférences.

Cependant les codes utilisés dans les systèmes qui se basent sur la techniques CDMA sont multiples :

- Les codes pseudo-aléatoires(PN), utilisés pour générer l'étalement de spectre tel que les codes de Gold et les codes de Kasami ...
- Les codes Orthogonaux, utilisés pour assurer des fonctions de Scrambling et brouillage tel que les codes de Walsh-Hadamard et les codes OVSF (orthogonal Variable Spreading Factor)...
- Les codes pseudo- aléatoire orthogonaux tel que les codes de Gold orthogonaux.

Ces deux familles de codes (pseudo-aléatoires et orthogonaux) sont utilisées simultanément dans les systèmes CDMA dont le but est d'assurer les différentes fonctions citées.

II. Notion de codes pseudo-aléatoires (codes PN) :

Les codes pseudo-aléatoires (PN), utilisés pour l'étalement de spectre, sont des séquences binaires (1, 0) générées par des registres à décalages rebouclés. Cependant ces codes doivent respecter certaines propriétés pour être utilisés dans les systèmes de télécommunication telle que le CDMA. Parmi ces propriétés on peut citer :

- ✓ Ils doivent dans un premier temps être facile à générer, et ce pour des raisons de coût.
- ✓ Ils doivent être très large bande, ce qui implique que les registres à décalages fonctionnent à des vitesses élevées.
- ✓ Ils possèdent des bonnes propriétés aléatoires, cela se caractérise par une auto-corrélation maximum en zéro, et très faible ailleurs pour permettre une meilleure synchronisation des séquences en réception.

- ✓ Ils doivent présenter de très bonnes propriétés d'inter-corrélation, en vue de lutter contre les interférences engendrées par les autres utilisateurs dans les systèmes à accès multiples.

Comme susciter, Il existe plusieurs familles de codes d'étalement pseudo-aléatoires. La différence entre ces codes réside dans leurs propriétés d'auto et d'inter-corrélation, qui sont des facteurs très important pour être utilisés dans les systèmes à environnement multiples.

III. Les différents codes Pseudo-aléatoires :

III.1. Séquences pseudo-aléatoires à Longueur Maximal :

III.1.1. Définition :

Cette famille de codes pseudo-aléatoires est encore connue sous le nom de Maximal-Length Linear feedback Shift Register Sequences (ML séquences), se sont des codes utilisés pour générer de l'étalement de spectre, mais ils ne sont pas utilisés dans le CDMA vue leurs inter-corrélation élevée comme on le verra plus loin. Cependant la connaissance de cette famille est primordiale dans la mesure où les codes de Gold qui eux sont utilisés en CDMA sont un cas particulier des séquences ML.

III-1-2-Principe et génération des ML séquences :

Cette séquence d'étalement est une suite aléatoire de uns et de zéros de période N, chaque séquence G de b_i éléments s'écrit par définition [6] :

$$G(D) = b_0 + b_1D + b_2D^2 + \dots = \sum_{i=0}^{+\infty} b_i D^i \quad (III.1)$$

D : est l'opérateur retard.

i : correspond au nombre de cycle d'horloge du registre à décalage nécessaire pour faire apparaître le terme b_i .

Toute fois, comme l'émetteur et le récepteur doivent tous deux détenir une copie de cette séquence, ils doivent disposer d'une méthode prévisible de génération du même flux binaire, tout en lui préservant leur caractère aléatoire. Ces séquences sont générées par des registres à décalages comme l'illustre la figure suivante :

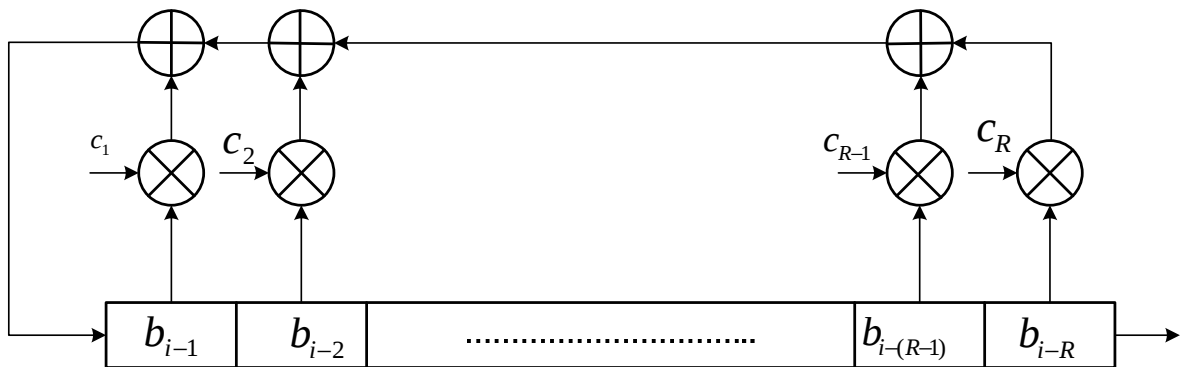


Fig.III.1. structure d'un générateur de ML-Séquences.

La séquence b_i ainsi générée peut s'écrire sous la forme :

$$b_i = C_1 b_{i-1} + C_2 b_{i-2} + \dots + C_R b_{i-R} = \sum_{k=1}^R C_k b_{i-k} \quad (III.2)$$

Avec :

R : la longueur du registre à décalage.

Les additions et les multiplications ayant lieu sur des éléments binaires. Ces deux opérations sont modulo 2.

$$C_k = \begin{cases} 1 & \text{s'il y a connexion} \\ 0 & \text{pas de connexion} \end{cases}$$

En combinant les deux équations III.1 et III.2 on aura :

$$G(D) = \sum_{i=0}^{+\infty} \sum_{k=1}^R C_k b_{i-k} D^i = \sum_{k=1}^R C_k D^k \left[\sum_{i=0}^{+\infty} b_{i-k} D^{i-k} \right]$$

Soit :

$$G(D) = \sum_{k=1}^R C_k D^k [b_{-k} D^{-k} + \dots + b_{-1} D^{-1} + G(D)] \quad (III.3)$$

Toutes ces opérations étant modulo 2. $G(D)$ peut s'écrire sous la forme d'un rapport de polynômes de degré fini :

$$G(D) = \frac{\sum_{k=1}^R C_k D^k [b_{-k} D^{-k} + \dots + b_{-1} D^{-1}]}{1 + \sum_{k=1}^R C_k D^k} \equiv \frac{g_0(D)}{f(D)} \quad (III.4)$$

F(D) : est le polynôme caractéristique de degré R du générateur de codes et ne dépend que des coefficients c_k .

Considérons le polynôme de degré 5 suivant : $F(D)=D^5+D^2+1$, la notation [52] est une autre représentation du polynôme précédent. Cette représentation correspond à un registre à décalage composé de 5 étages avec des prises sur les étages 5 et 2.

$g_0(D)$: est un polynôme qui dépend à la fois des conditions initiales du registre ($b_{-r}, b_{-r+1}, \dots, b_{-1}$) et de l'architecture du générateur avec les coefficients c_k .

Exemple : registre à décalage de 4 bascules [11] :

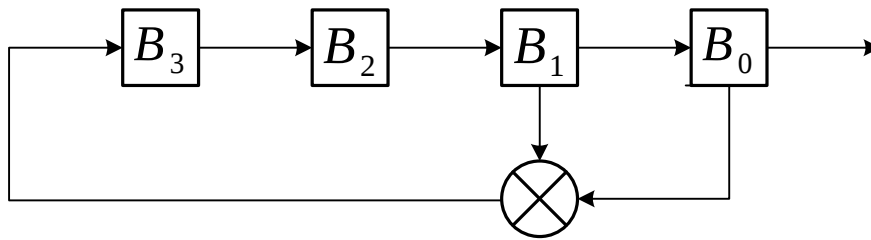


Fig.III.2. registre à décalage à 4 bits.

A chaque coup d'horloge, le registre à décalage décale le contenu de chaque bascule vers celle qui se trouve à sa droite. La séquence créée en sortie du registre est une combinaison linéaire de chaque bascule. Dans le cas de cet exemple, la sortie n'est que le contenu décalé de B_0 .

En tenant compte des valeurs initiales suivantes 1000, on obtient à la sortie du registre des séquences périodiques de 15 bits ($2^4-1 = 15$).

Etat	B_3	B_2	B_1	B_0	$B_0 \oplus B_1$	Sortie
Initial = 0	1	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0
2	0	0	1	0	1	0
3	1	0	0	1	1	1
4	1	1	0	0	0	0
5	0	1	1	0	1	0
6	1	0	1	1	0	1
7	0	1	0	1	1	1
8	1	0	1	0	1	0
9	1	1	0	1	1	1
10	1	1	1	0	1	0
11	1	1	1	1	0	1
12	0	1	1	1	0	1
13	0	0	1	1	0	1
14	0	0	0	1	1	1
15 = 0	1	0	0	0	0	0

Tableau.III.1. Table de vérité pour un registre à décalage à rétroaction pour la génération de séquences pseudo-aléatoires.

III-1-3. Propriétés des ML-séquences :

Les ML-séquences ont plusieurs propriétés qui les rendent intéressantes pour l'étalement de spectre :

- Une séquence-ML comprend 2^{n-1} bits à 1 et $2^{n-1}-1$ bits à 0. (n : est le nombre de bascules)
- Il y a une série de chiffres 1 de longueur n , une série de chiffre 0 de longueur $n-1$, une série de chiffre 1 et une série de chiffre 0 de longueur $n-2$, deux séries de chiffre 1 et deux séries de chiffre 0 de longueur $n-3$ et, en général, 2^{n-3} série d'un chiffre, pour la valeur 1 comme 0.
- La fonction d'auto-corrélation $R_c(k)$ d'une ML-séquence de période N est définie par la relation suivante :

$$R_c(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N B_k B_{k-\tau}$$

Cette dernière est composée de 2 valeurs :

$$R_b(\tau) = \begin{cases} 1 & \text{si } \tau = 0, N, 2N, 3N, \dots \\ -\frac{1}{N} & \text{sinon} \end{cases}$$

L'allure de la fonction d'auto-corrélation est donnée par la figure suivante :

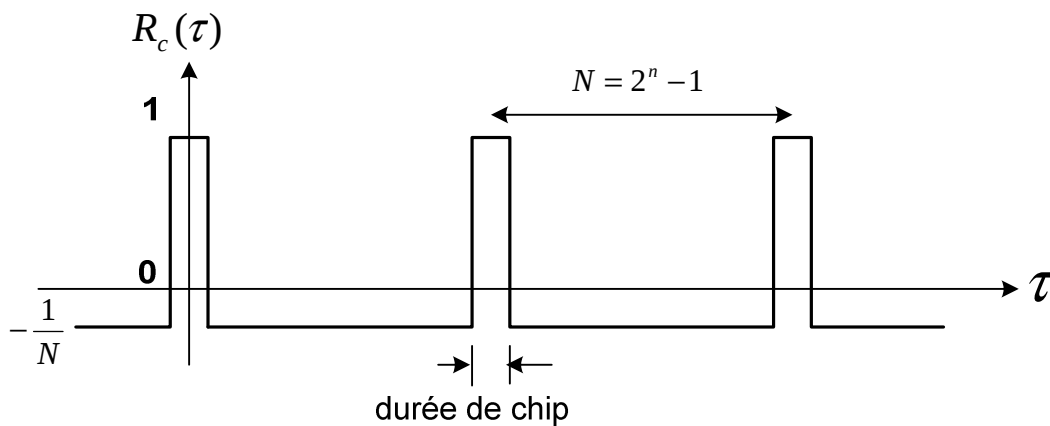


Fig.III.3. Allure de la fonction d'auto-corrélation

III-1-4. Intercorrélation des ML-séquences :

La fonction d'inter corrélation entre deux sources A et B est définie comme suit :

$$R_{A,B}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N A_k B_{k-\tau} \quad (III.5)$$

Le tableau suivant (Tab.III.2) donne les valeurs maximales de l'intercorrélacion en fonction du nombre d'étages du registre à décalage [6]:

R	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
L	7	15	31	63	127	255	511	1023	2047	4095	8191	16383
Interc. Max	5	9	11	23	41	95	113	383	287	1407	> 1703	> 5631

Tab.III.2. inter-corrélation des ML-séquences[6]

Le tableau (Tab. III.2) montre que les ML-séquences présentent la plupart du temps une inter-corrélation **très élevée** (au-delà de 30%) ce qui est incompatible pour les besoins du multiplexage CDMA. En effet, dans un système CDMA une inter-corrélation faible entre deux séquences différentes permet au récepteur de distinguer les signaux étalés par ces deux séquences.

III.1.5. Notion de confidentialité :

Lorsque l'objectif est d'utiliser les séquences d'étalement à la fois pour étaler mais aussi pour fournir une certaine confidentialité suffisamment importante, le choix des ML-séquences n'est pas envisageable car elles sont assez faciles à détecter. La connaissance de $2.R-1$ chips successifs est suffisante pour retrouver la séquence complète sachant, en plus, que la période N de la séquence peut être retrouvée par la mesure précise du spectre de puissance du signal reçu.

Exemple :

Supposons que l'on connaisse la séquence tronquée de 7 chips : 1100100 et que la période de la séquence égale à 15.

$N = 15 = 2^R - 1 \Rightarrow R = 4$ (la taille du registre) donc l'équation de récurrence est la suivante :

$$b_i = \sum_{k=1}^4 C_k b_{i-k} \text{ modulo } 2 = C_1 \cdot b_{i-1} + C_2 \cdot b_{i-2} + C_3 \cdot b_{i-3} + C_4 \cdot b_{i-4} \quad (III.6)$$

Avec $C_4=1$ (condition initiale pour avoir une séquence de période 15)

L'équation III.6 va nous permettre de retrouver les bouclages du registre générateur en écrivant 3 équations ($R-1$) qui sont les suivantes :

$$(1) \quad 0 = C_1 \cdot 0 + C_2 \cdot 1 + C_3 \cdot 0 + 1 \cdot 0$$

$$(2) \quad 0 = C_1.1 + C_2.0 + C_3.0 + 1.1$$

$$(3) \quad 1 = C_1.0 + C_2.0 + C_3.1 + 1.1$$

$$\Rightarrow (1) \quad 0 = C_2$$

$$(2) \quad 0 = C_1 + 1$$

$$(3) \quad 1 = C_3 + 1$$

$$\Rightarrow C_2 = 0 ; C_1 = 1 ; C_3 = 0$$

Nous savons que le polynôme caractéristique d'un registre à décalage est donné sous la forme suivante :

$$f(D) = 1 + \sum_{k=1}^R C_k D^k \quad (III.7)$$

Donc le polynôme utilisé pour ce code est le polynôme : $F(D) = 1 + D + D^4$

Le registre à décalage nécessaire à la construction de la séquence est un registre à 4 cases avec des prises sur les cases 4 et 1. Et pour connaître la totalité de la séquence, il a fallu connaître la période $N = 15$ et une série de 7 chips successifs. De ce fait, pour augmenter le degré de confidentialité d'un système de communication, il est nécessaire d'utiliser d'autres types de générateurs autre que les générateurs à ML-séquences.

III-2. Les codes de Gold :

Les codes de Gold ont une meilleure inter-corrélation que les ML-séquences et ils ont l'avantage de fournir un plus grand nombre de séquences à partir d'un générateur donné. Ces codes de gold sont construits à partir de couples particuliers de ML-séquences appelés paires préférées.

III-2-1. Architecture d'un générateur de séquences de Gold [6] [11]:

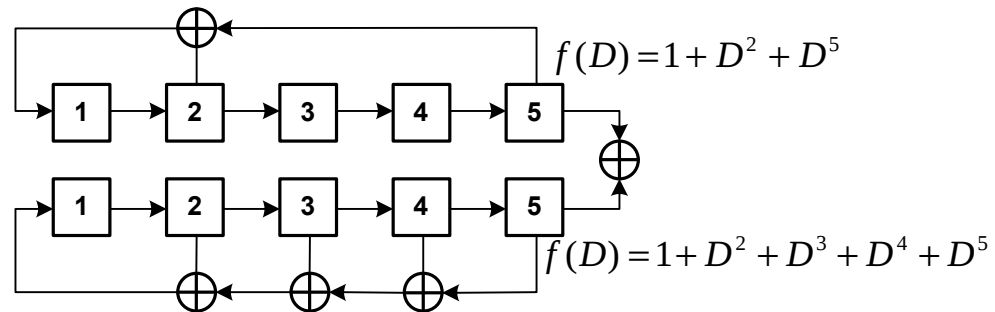


Fig.III.4. Exemple d'un générateur de séquences de Gold.

On crée une séquence de Gold en combinant par XOR deux ML-séquences de même synchronisation. Dans cette architecture, les deux registres à décalages produisent deux ML-séquences, lesquelles sont ensuite combinées par XOR.

Exemple de génération de séquences de Gold :

Séquence 1 : 1111100011011101010000100101100

Séquence 2 : 1111100100110000101101010001110

XOR après décalage 0 : 0000000111101101111101110100010

XOR après décalage 1 : 00001010101111100001010000110001

-
-

XOR après décalage 30 : 1000010001000101000110001101011

III-2-2. Les paires préférées des ML-séquences pour les codes de Gold :

Parmi une famille de ML-séquences de période N , il est possible de trouver des couples de ML-séquences qui ont une faible inter-corrélation. Ces couples sont appelés paires préférées. Pour générer des séquences de gold, la recherche de ces paires préférées est indispensable. Nous allons présenter une méthode qui nous permettra de savoir si un couple de ML-séquences forme une paire préférée :

Soient :

a_k une ML-séquence générée par le polynôme irréductible $f(D)$ de degré R et α une racine de ce polynôme.

B_k une seconde ML-séquence générée par le polynôme $g(D)$ de degré R

Si :

- R non divisible par 4 : R est impair ou $R \equiv 2 \pmod{4}$.
- $g(D)$ est tel que :

$\alpha^{2^{\left\lceil \frac{R-1}{2} \right\rceil} + 1}$ est une racine de $g(D)$ si R est impair.

$\alpha^{2^{\left\lceil \frac{R-2}{2} \right\rceil} + 1}$ est une racine de $g(D)$ si R est pair.

Alors a_k et b_k forment une paire préférée.

La fonction d'inter-corrélation non normalisée $\theta_{ab}(k)$ des codes a_k et b_k est composée de trois valeurs possibles :

$$\theta_{ab}(b) = \begin{cases} t(R) - 2 \\ -1 \\ -t(R) \end{cases} \quad (III.8)$$

Avec :

$$t(R) = \begin{cases} 1 + 2^{\frac{R+1}{2}} \\ 1 + 2^{\frac{R+2}{2}} \end{cases} \quad (III.9)$$

Exemple de paire préférée :

Pour $R=5$, les codes générés par les polynômes $[5,2]$ et $[5,4,2,1]$ forment une paire préférée.

$$[5,2] \Rightarrow f(D) = 1 + D^2 + D^5$$

$$[5,4,2,1] \Rightarrow g(D) = 1 + D + D^2 + D^4 + D^5$$

Si α est racine de $f(D)$ alors α^5 est une racine de $g(D)$. il suffit pour le vérifier de regarder la table de Peterson [13] (tableau III.3) et de voir que si α est une racine du polynôme codé en octal [045] (c.à.d. $[5,2]$) alors α^5 est une racine du polynôme [067] (c.à.d. $[5,4,2,1]$).

Degré 2	1	7H		
Degré 3	1	13F		
Degré 4	1	23F	3 37D	5 07
Degré 5	1	45E	3 75G	5 67H

Tab.III.3. extrait de la table de Peterson.

Remarque : la table de Peterson est une table de polynômes irréductibles de degré compris entre 2 et 34. Les polynômes sont représentés en octal.

La fonction de l'inter-corrélation du couple $[5,2]$ et $[5,4,2,1]$ respecte bien les valeurs de l'équation III.8 (figure III.5).

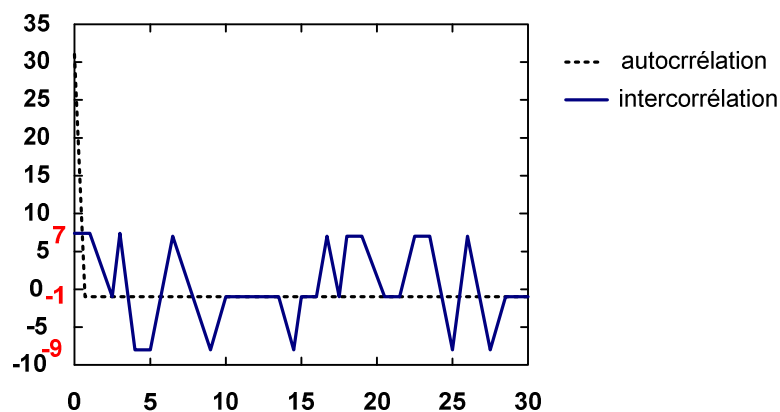


Fig.III.5. Autocorrélation - intercorrélation. Polynôme $[5,2],[5,4,2,1]$ de degré 5.

III-3. Les séquences de Kasami [11] :

Un autre ensemble important de séquences aléatoires réunit les séquences de Kasami, lesquelles servent dans certains systèmes de 3^{ième} génération. Elles sont définies par une procédure analogue à celle utilisée pour les codes de Gold.

Il existe des petits et des grands ensembles de Kasami :

- les petits ensembles de Kasami :

pour n pair, nous pouvons générer un petit ensemble contenant $M = 2^{n/2}$ séquences distinctes chacune de période $N = 2^n - 1$.

Un ensemble est défini en débutant par une ML-séquence (a) de période N et en procédant à une décimation avec $d = 2^{n/2} + 1$, il en résulte une séquence (a') de période $q = 2^{n/2} - 1$. Nous répliquons ensuite une seule période de (a'q) fois pour produire une séquence de longueur $(2^{n/2} - 1)(2^{n/2} + 1) = N$

Enfin nous générons l'ensemble de kasami en combinant par XOR N bits de a et N bits a' ainsi que tous les résultats des $2^{n/2} - 1$ étapes de décalages des bits de (a').

- les grands ensembles de kasami :

Un grand ensemble de kasami inclut à la fois des séquences de Gold et le petit ensemble de kasami en tant que sous ensemble.

On définit un tel ensemble en commençant par la génération d'une ML-séquence (a) de période N , suivie de sa décimation avec $q = 2^{n/2} + 1$ pour former (a') et d'une autre décimation $q = 2^{n+2/2} + 1$ pour former (a'').

L'ensemble est ensuite formé en combinant par XOR (a), (a') et (a'') avec différents décalages de (a') et (a'').

Remarque : la valeur d'intercorrélation maximale des séquences de kasami est inférieure à celle des séquences de Gold. Cette valeur est de $2^{n/2} - 1$ pour le petit ensemble de Kasami et elle est de $2^{n+2/2}$ pour le grand ensemble.

IV. Les codes orthogonaux :

IV-1. Définition :

Les codes orthogonaux consistent en un ensemble de séquences dans lequel toutes les intercorrélations par paires sont nulles. Un tel ensemble est caractérisé par l'égalité suivante :

$$\sum_{k=0}^{M-1} \varphi_i(k\tau) \varphi_j(k\tau) = 0 \quad \text{pour } i \neq j \quad (III.10)$$

M : est la longueur de chaque séquence de l'ensemble.

φ_i et φ_j : Sont les i^e et j^e membres de l'ensemble.

τ : est la durée d'un bit.

Remarque : les systèmes CDMA reposent à la fois sur des codes orthogonaux de longueurs variables et de longueurs fixes. Chaque utilisateur mobile emploie une des séquences de l'ensemble comme code d'étalement, donnant lieu à une intercorrélation nulle entre tous les utilisateurs.

IV-2. Codes de Walsh [11] :

Les codes de Walsh sont les codes orthogonaux les plus couramment utilisés avec CDMA. Un ensemble de codes de Walsh de longueur n comprend les n lignes d'une matrice de Walsh $n \times n$, soit n codes de longueur n.

La matrice de Walsh est définie récursivement comme suit :

$$W_1 = (0) \quad W_n = \begin{bmatrix} W_{\frac{n}{2}} & W_{\frac{n}{2}} \\ W_{\frac{n}{2}} & \overline{W_{\frac{n}{2}}} \end{bmatrix} \quad (III.11)$$

n: est la dimension de la matrice de Walsh W_n .

$W_{\frac{n}{2}}$: matrice de dimension $\frac{n}{2}$.

Le 4^{ième} quadrant ($\bar{W}_{\frac{n}{2}}$) de la matrice W_n est représenté avec une barre, cette dernière représente la négation logique des bits de la matrice $W_{\frac{n}{2}}$. Autrement dit $\bar{W}_{\frac{n}{2}}$ est le complément de $W_{\frac{n}{2}}$.

Exemple : matrices de Walsh de dimension 2, 4, 8.

$$\begin{aligned}
 & W_1 = (0) \\
 & (a) \ 1 \times 1 \\
 & W_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \bar{1} \end{bmatrix} \quad W_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \bar{1} & \bar{1} \\ 0 & 1 & \bar{1} & 0 \end{bmatrix} \quad W_8 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} \\ 0 & 1 & 0 & 1 & \bar{1} & 0 & \bar{1} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & \bar{1} & \bar{1} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & \bar{1} & 0 & 0 & \bar{1} \end{bmatrix} \\
 & (b) \ 2 \times 2 \\
 & (c) \ 4 \times 4 \\
 & (d) \ 8 \times 8
 \end{aligned}$$

Remarque : dans chaque cas (b, c, d), la 1^{ière} ligne de la matrice ne comprend que des 0 et les autres lignes comprennent n/2 zéro et n/2 un.

IV-3. Codes Hadamard [14] :

Les séquences d'étalement de Hadamard sont des séquences binaires orthogonales qui se construisent récursivement à partir d'une matrice 2×2 de la manière suivante :

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad H_{2n} = \begin{bmatrix} H_{2(n-1)} & H_{2(n-1)} \\ H_{2(n-1)} & -H_{2(n-1)} \end{bmatrix} \quad (III. 12)$$

V. Les codes composites :

Les systèmes IS-95 et UMTS/WB-CDMA font appel en guise de code d'étalement C_i pour un signal dédié à une communication i au produit de deux codes d'étalement :

$$C_i = C_{ch_i} \cdot C_{scrambling} \quad (III.13)$$

- le premier code C_{ch_i} est un code d'étalement choisi dans une famille de codes orthogonaux (Walsh-Hadamard, OVSF). On le nome « code de cannnélisation ». Il sert principalement à discriminer un type de communication pour un usager donné.

Les codes de cannnélisation sont des codes OVSF (Orthogonal Variable Spread Factor) fabriqués comme suit :

$$C_{ch,1,0} = 1$$

$$\begin{bmatrix} C_{ch,2,0} \\ C_{ch,2,1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{ch,1,0} & C_{ch,1,0} \\ C_{ch,1,0} & -C_{ch,1,0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (III.14)$$

$$\begin{bmatrix} C_{ch,2^{(n+1)},0} \\ C_{ch,2^{(n+1)},1} \\ C_{ch,2^{(n+1)},2} \\ C_{ch,2^{(n+1)},3} \\ \vdots \\ C_{ch,2^{(n+1)},2^{(n+1)}-2} \\ C_{ch,2^{(n+1)},2^{(n+1)}-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{ch,2^n,0} & C_{ch,2^n,0} \\ C_{ch,2^n,0} & C_{ch,2^n,0} \\ C_{ch,2^n,1} & C_{ch,2^n,1} \\ C_{ch,2^n,1} & C_{ch,2^n,1} \\ \vdots & \vdots \\ C_{ch,2^n,2^{(n)}-1} & C_{ch,2^n,2^{(n)}-1} \\ C_{ch,2^n,2^{(n)}-1} & C_{ch,2^n,2^{(n)}-1} \end{bmatrix}$$

On fabrique ainsi un arbre de codes :

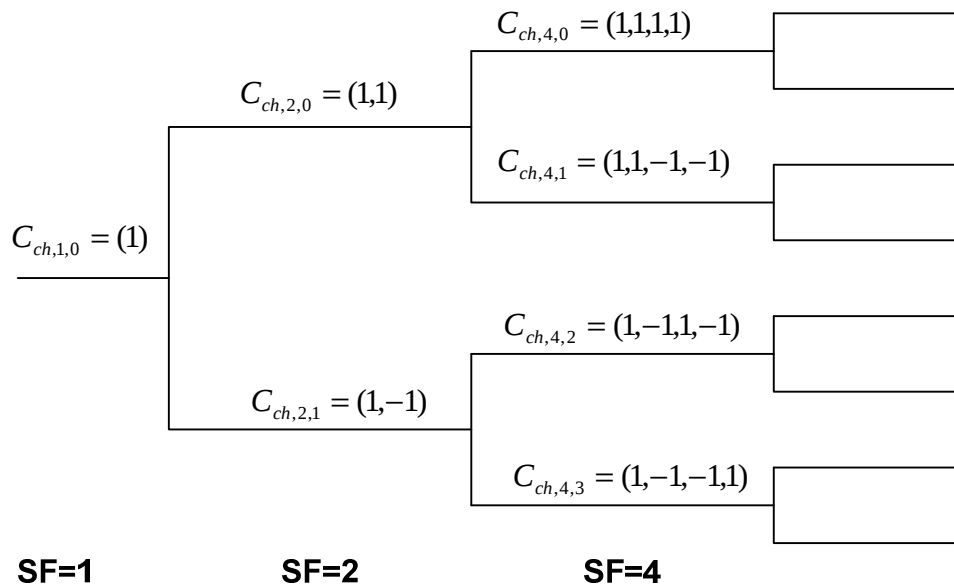


Fig.III.6. Arbre OVFSF des codes de cannelisation

Dans cet arbre, chaque code est orthogonal avec un code situé sur un même niveau de branche (cousin) mais n'est pas orthogonal avec les codes à gauche de la même branche dont il descend (pères) et ceux à sa droite qui l'ont pour père (fils).

On entend par le terme « orthogonal », dans le domaine des séquences de signaux à valeur dans $(-1,1)$, le cas de deux séquences de même longueur dont la somme des produits deux à deux des signaux est nulle.

Exemple :

$C_{ch,4,1}(1,1,-1,-1)$ est orthogonale avec $C_{ch,4,2}(1,-1,1,-1)$

$$\begin{array}{cccc}
 1 & 1 & -1 & -1 \\
 \times & \times & \times & \times \\
 \hline
 1 & -1 & 1 & -1 \\
 \hline
 1 & -1 & -1 & 1 = 0
 \end{array}$$

- Le second code $C_{scrambling}$ est un code pseudo-aléatoire long qui possède de moindres propriétés d'orthogonalité que les codes de cannelisation, rigoureusement orthogonaux par construction, moyennant le maintien d'un

synchronisme mutuel. On le nomme « code de scrambling ». Il sert principalement à discriminer les cellules du système entre elles.

VI. Conclusion :

Le choix de la famille des codes d'étalement de spectre est très important dans la mesure où ils possèdent des propriétés de corrélation et d'orthogonalité différentes. En effet, pour qu'une famille de codes soit utilisée dans un environnement à accès multiple comme le CDMA ils doivent lutter efficacement contre les interférences engendrées par les différents utilisateurs et cela est assuré par les bonnes propriétés d'auto et d'inter-corrélation.

Chapitre IV :
Simulation sous
Matlab d'un système
FHSS

I-Définition du logiciel Matlab

Matlab est l'abréviation de MATrix LABoratory. C'est un logiciel pour le calcul numérique et la visualisation, optimisé pour le calcul matriciel. Ce logiciel peut être considéré comme un langage de programmation.

II-résultats de simulation :

Nous avons étudié durant notre travail les systèmes à étalement de spectre à savoir les DSSS et FHSS. Nous avons simulé un système à étalement de spectre par sauts en fréquence (FHSS). Durant cette simulation nous avons généré un signal informationnel qui prend des valeurs dans (1,-1) puis on l'a modulé avec une modulation BPSK. Après on a généré des fréquences porteuses pour étaler notre signal. Les figures obtenues sont les suivantes :

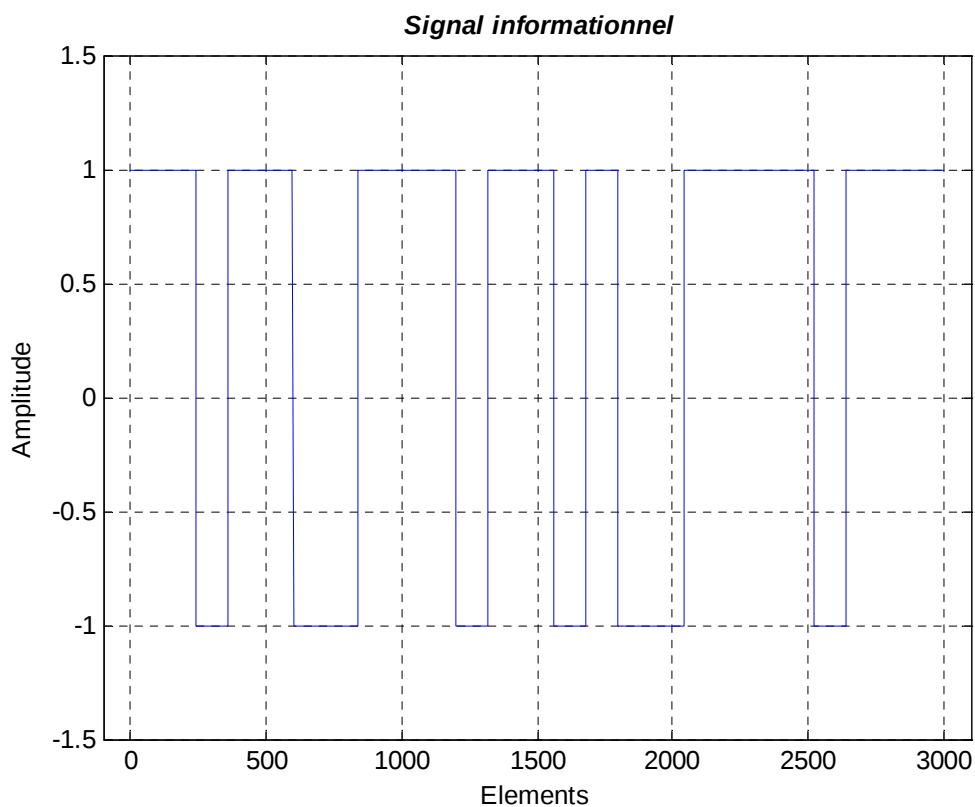


Fig.IV.1. Signal original

Cette figure représente le signal informationnel généré d'amplitude 1 et -1, ce signal comprend 25 points de 120 éléments chacun ce qui donnera 3000 pts(ou éléments).

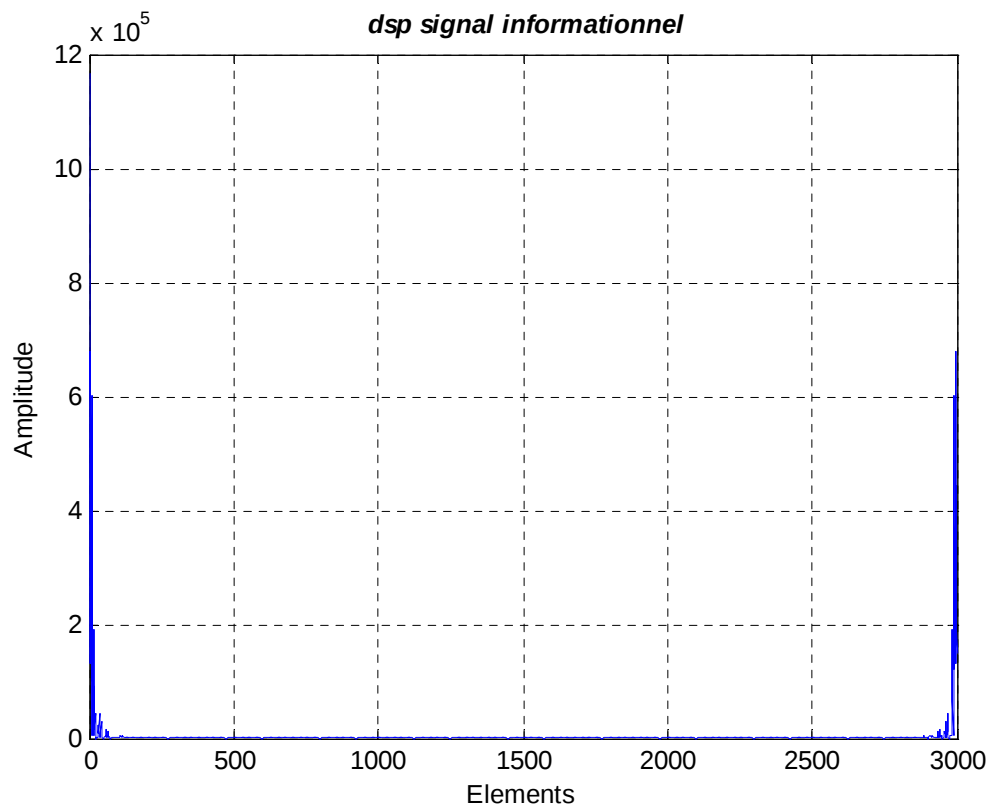


Fig.IV.2. DSP du signal original

Cette figure représente la densité spectrale de puissance (DSP) du signal informationnel. On voit que le signal est en bande étroite.

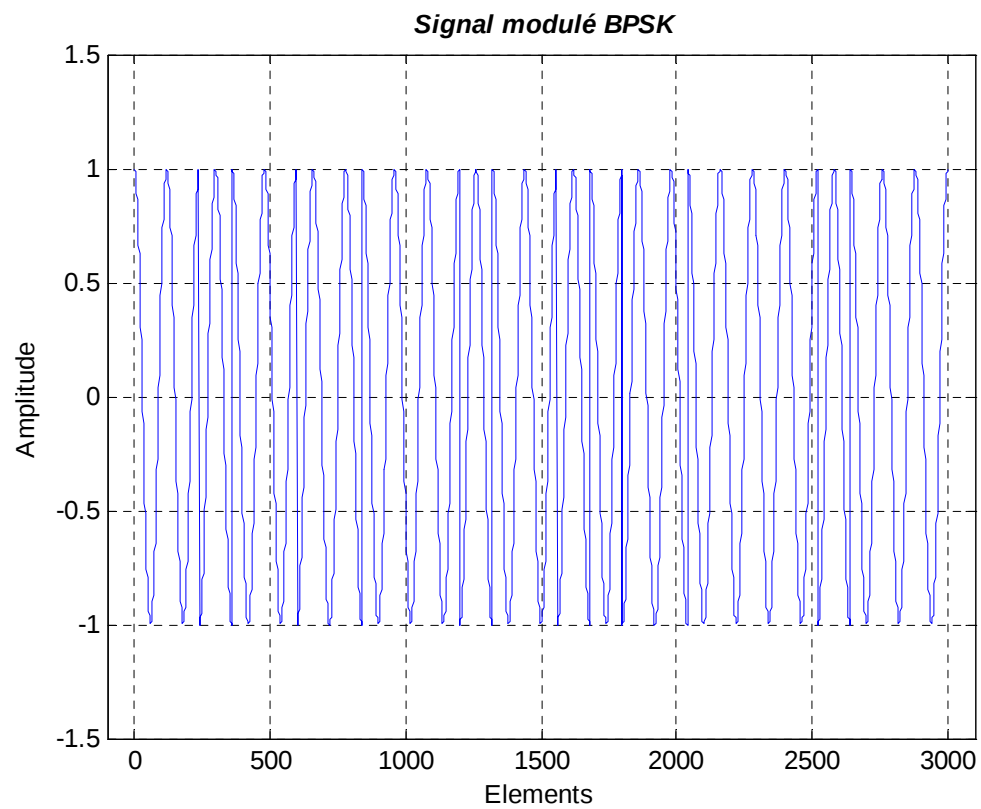


Fig.IV.3. Signal modulé BPSK

Cette figure représente le signal modulé en BPSK, à chaque changement d'état de l'amplitude du signal correspond à un changement de phase.

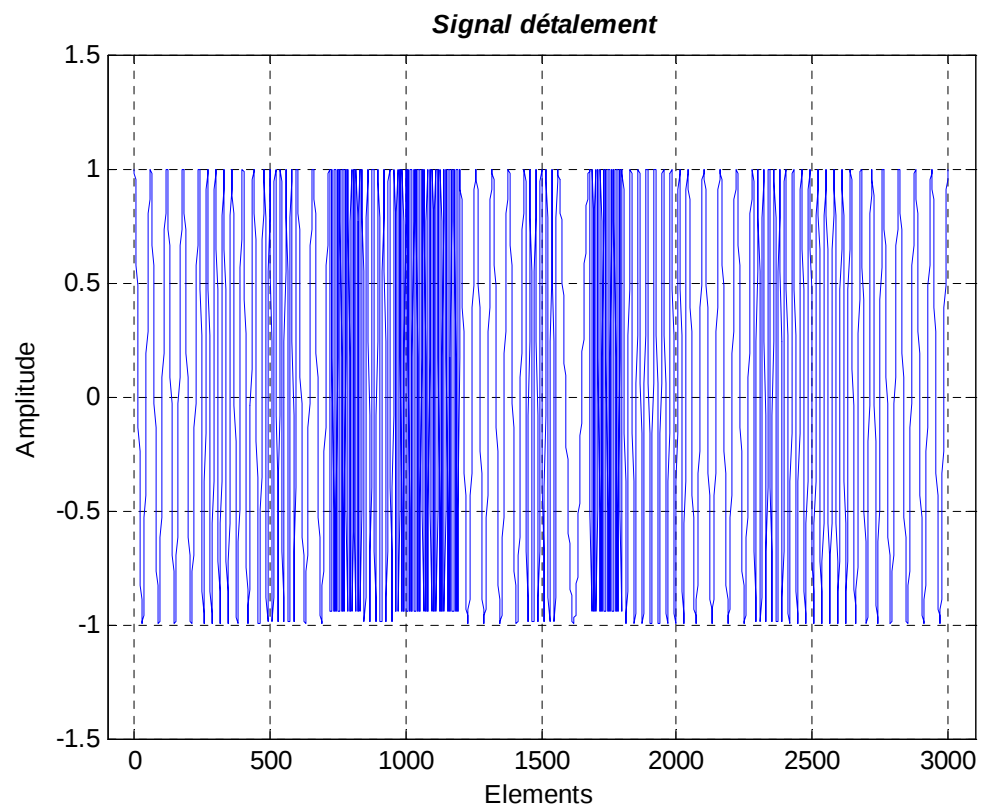


Fig.IV.4. distribution des fréquences porteuses

On voit ici la distribution d'une manière aléatoire de six fréquences porteuses différentes qui vont servir à l'opération d'étalement en sauts de fréquences(FHSS).

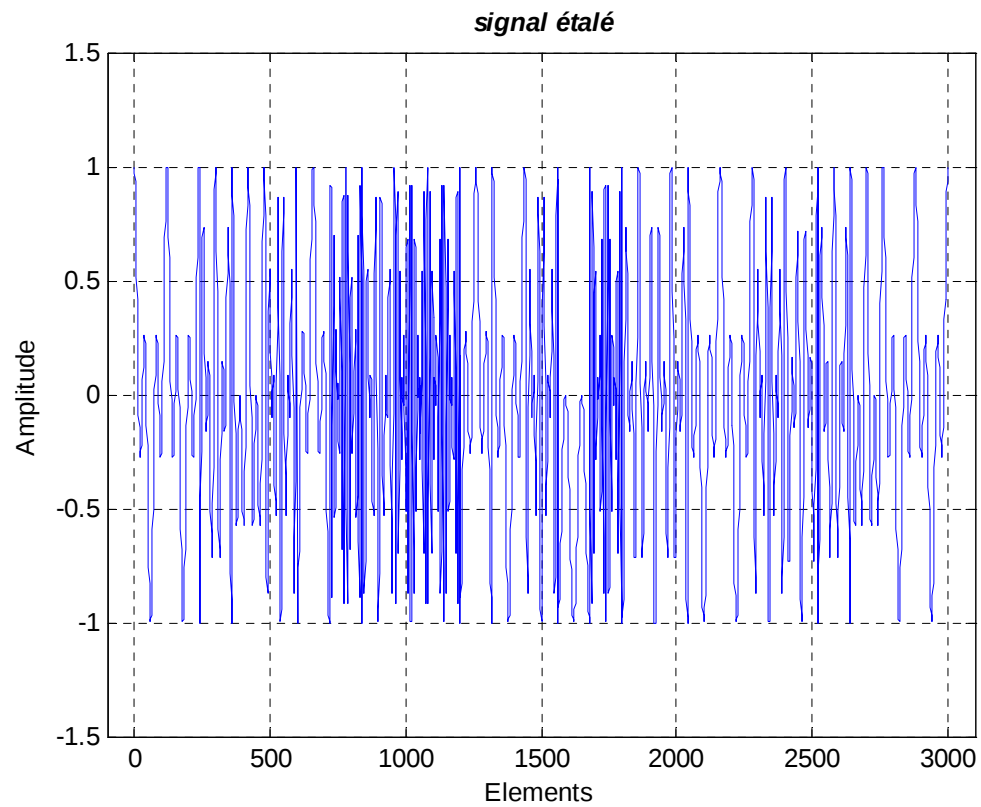


Fig.IV.5. le Signal étalé (FHSS)

La figure (IV.5) illustre le résultat de la multiplication du signal informationnel modulé en BPSK par les fréquences porteuses.

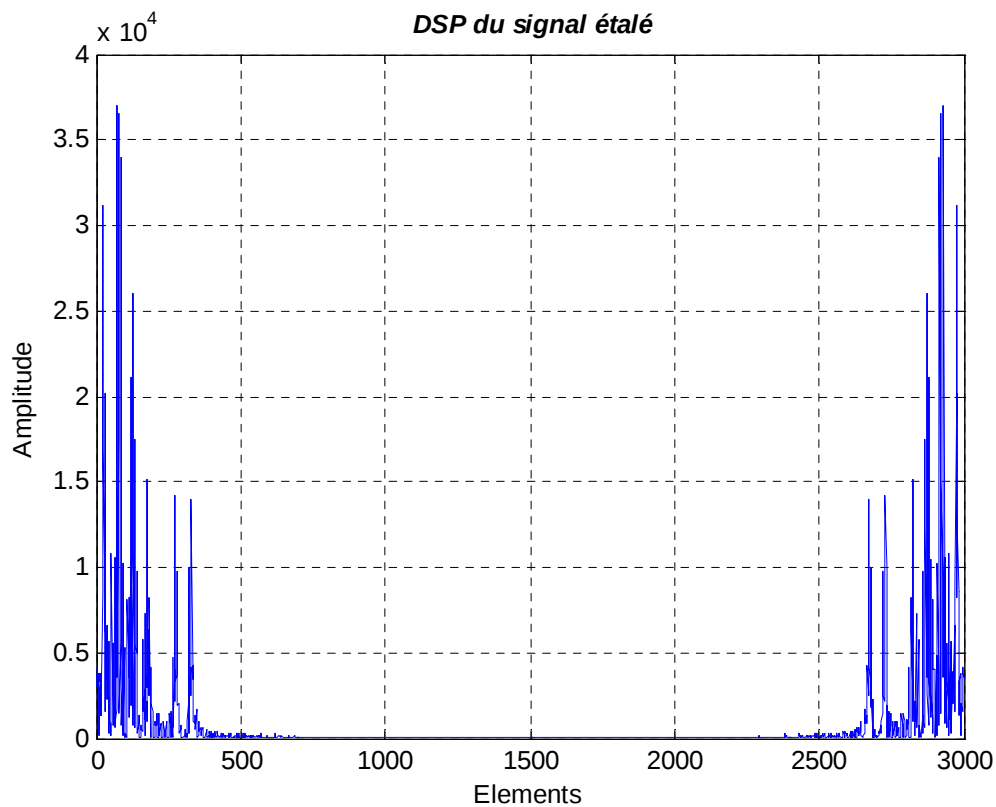
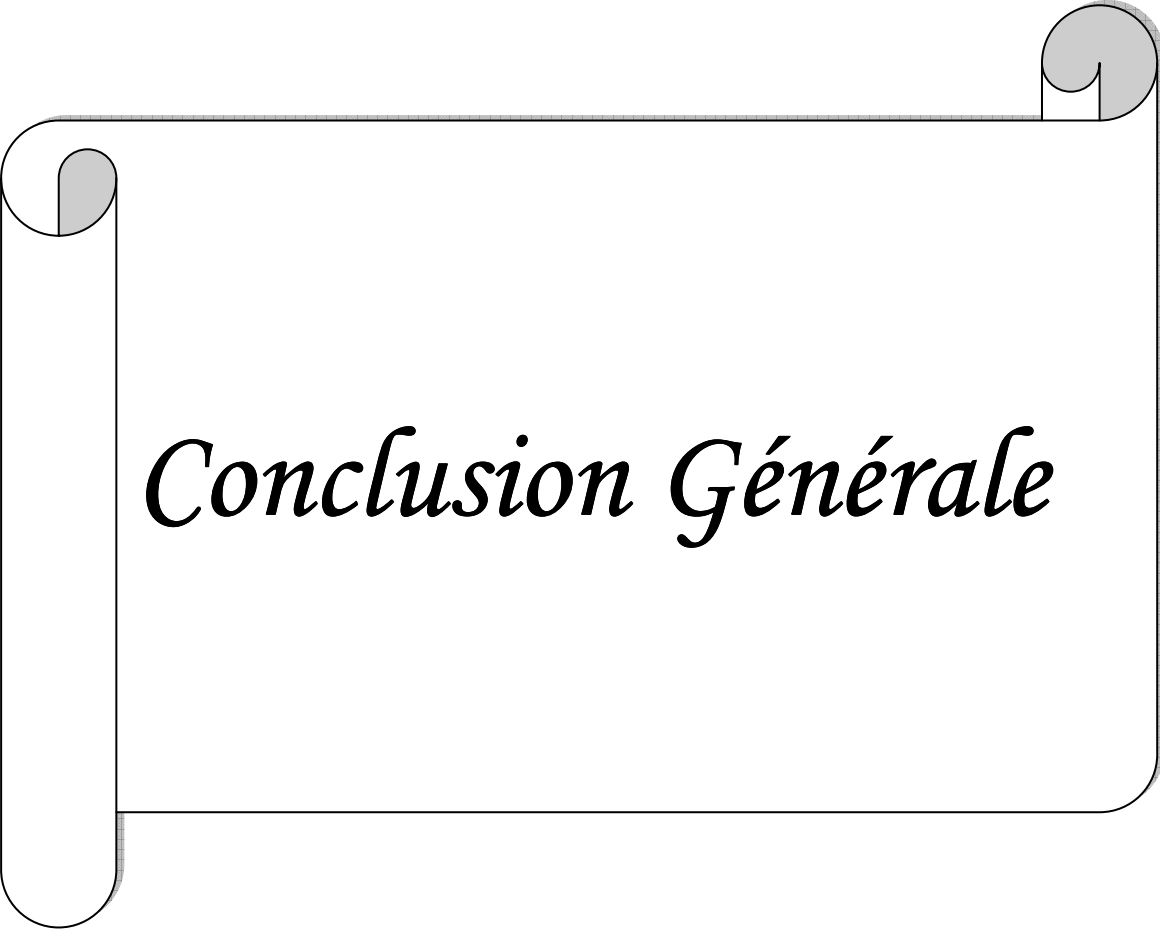


Fig.IV.6. DSP du signal étalé

La figure(IV.6) représente la densité spectrale de puissance du signal étalé. Cette figure nous permet de voir le phénomène de l'étalement de spectre. En effet en comparant cette figure avec la figure (IV.2), on constate que le niveau de la DSP du signal informationnel est abaissé de $11,8 \times 10^5$ jusqu'à $3,6 \times 10^4$, par conséquent le spectre du signal qui était à bande étroite est devenu plus large.

III. Conclusion

Les résultats obtenus avec cette simulation, sous le logiciel Matlab, nous ont permis de vérifier l'effet de l'étalement de spectre comme il a été étudié dans la partie théorique de notre travail.



Conclusion Générale

Conclusion :

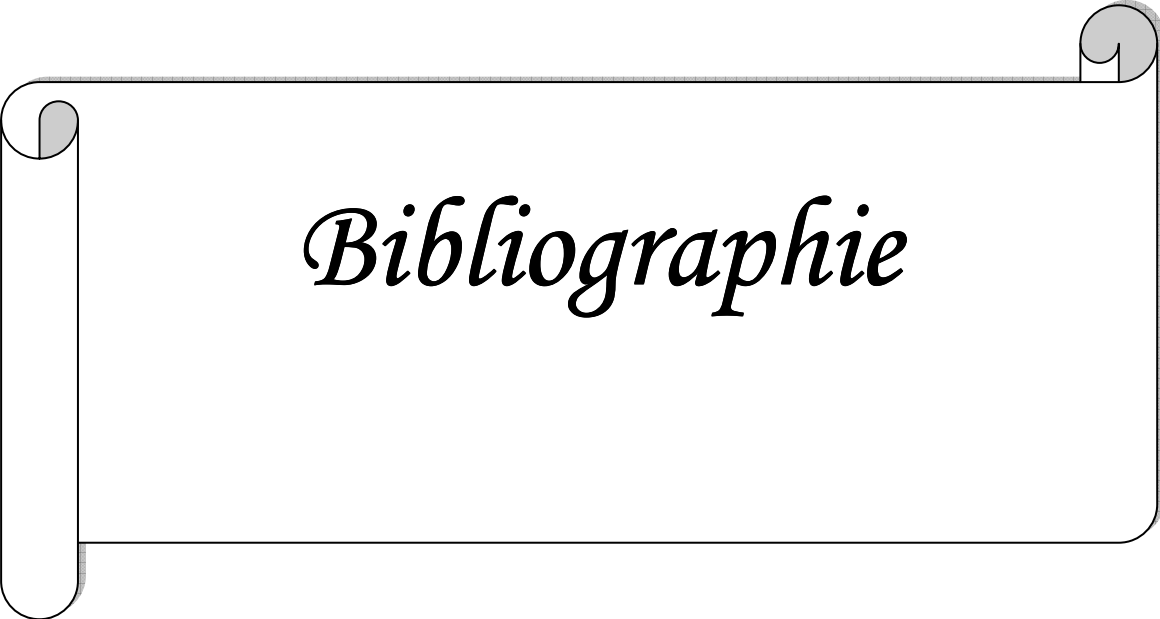
Nous avons essayé de faire l'état de l'art de toutes les méthodes d'étalement de spectre, cependant nous nous sommes limités qu'aux principales et pratiques méthodes.

En effet, nous avons consacré une partie sur la présentation de deux techniques d'étalement de spectre décrites par leur méthode et leurs circuits de bases respectifs ; puis nous nous sommes intéressés au principe des systèmes à Accès Multiple à Répartition en Codes (AMRC ou CDMA) qui sont une extension des techniques à étalement de spectre. Par la suite, les modèles des deux systèmes DS-CDMA et FH-CDMA ont été cités ; ensuite nous avons présenté les différents codes utilisés dans les systèmes CDMA à savoir les codes pseudo aléatoires (Gold, Kasami...) et les codes orthogonaux (Walsh, OVSF...). En fin nous avons simulé une technique à étalement de spectre par sauts en fréquence en utilisant la modulation BPSK.

Au terme de ce travail, nous pouvons affirmer que l'utilisation de l'étalement de spectre dans les systèmes de communications semble une bonne solution dans la mesure où il permet de lutter efficacement contre les effets de la propagation multi trajets et les tentatives de brouillages. L'utilisation des codes pour générer l'étalement de spectre est très intéressante car ils permettent l'augmentation de la capacité des réseaux de communication en nombre d'utilisateurs par cellule, et garantissent un certain degré de confidentialité lors des transmissions, d'où l'utilisation de l'étalement de spectre dans le domaine militaire.

Les besoins des usagers, qui sont de plus en plus croissants, ainsi que leurs exigences en service, particulièrement l'accès aux services de haut débit tel que la vidéo, l'image et l'accès à l'internet fait en sorte que les systèmes de 3^{ième} génération répondent parfaitement à ces besoins par un choix judicieux des différents codes d'étalement multi débits.

La complexité de ces systèmes qui engendrent des coûts très élevés ne permet pas de les universaliser, et par conséquent, plusieurs pays sont dans l'obligation d'utiliser les systèmes de 2^{ième} générations au moins pour quelques années supplémentaires.



Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

[1] : CLAUD BRIELMANN

“Cours de codage en bande de base” <http://www.uqtr.ca/~bensaber/GPA785/cours3B.pdf>

[2] : PATRICE KADIONIK

“ Bases de transmission numériques, les modulations numériques ”,

Document d’après l’Ecole Nationale supérieure Electroniques @ Radiocommunication
BORDEAUX(ENSEIRB) <http://WWW.enseirb.fr/~Kadionik>, année 2000.

[3] : Mme. CELINE GUILLEMINOT

“Etude et intégration numérique d’un système multicapteur AMRC de télécommunication
basé sur un prototype virtuel utilisant le langage de haut niveau VHDL et AMPS”,

Mémoire de thèse doctorat de l’université de TOULOUSE, Décembre 2005.

[4] : ZOE BERTHIAUME-DUTRISAC

“Conception d’un émetteur-récepteur utilisant la technologie à bande ultra large ”

Document par l’école polytechnique de Montréal, Août 2000.

[5] : THOMAS JOHN

“Modélisation de la chaîne de transmission d’un émetteur-récepteur à étalement de spectre
par séquence directe en VHDL-AMS”

Rapport de stage de fin de cycle d’ingénieur à l’ENAC et de DEA signal, Image, Acoustique et
optimisation.

[6] : STEPHANE PENAUD

“ Etude des potentialités du chaos pour les systèmes de télécommunication, Evaluation des
performances de systèmes CDMA, utilisant des séquences d’étalement chaotiques”,

Thèse de doctorat, Université de LIMOGES, Mars 2001.

[7] : A. BLANCHARD

“ Technique des boucles d’asservissement de phase”,

Ecole Supérieure d’Electricité, 1975.

[8] : MEHDI MEKNI

“Evaluation de performance de la méthode d’accès radio $1 \times EV - DO$ ”

Mémoire présenté à l’université LAVAL (QUEBEC) pour l’obtention du grade de Maitre des sciences. 2006.

[9] : THIERRY LUCIDARME

“Principe de Radio Communication de 3^{ième} génération (GSM, GPS, UMTS)”, Avril 2002.

[10] :S. LEVEQUE

“ Conception et réalisation d’un système de transmission numérique CDMA autour de 60 GHZ”,

Thèse de Doctorat de l’université de Marne-la-Vallée, décembre 1999.

[11] : WILLIAM STALLING

“Réseaux et communication sans fil”, 2^{ième} édition Mai 2005.

[12] : MIHAI BOGDAN LUCA

“Apport du chaos et des estimateurs d’état pour la transmission sécurisée de l’information”

Thèse de doctorat, université de Bretagne occidentale-Ecole Doctorale SMIS, Novembre 2006.

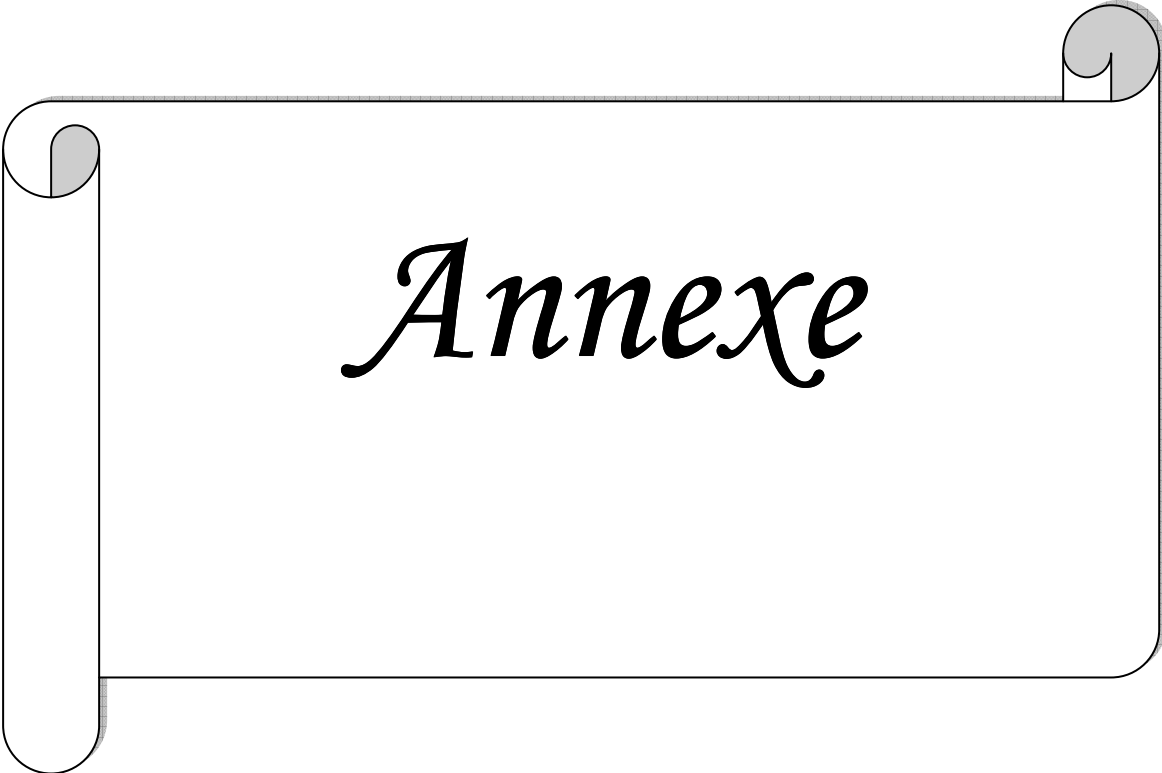
[13] : R.C. DIXON

“spread spectrum system with commercial applications, 3^{ième} édition”

John wiley & Sons, 1994.

[14]:ROBERT VALLET

Document par l’école nationale supérieur des télécommunications, paris Janvier 2004
<http://www.enst.fr/~vallet>.



Annexe

L'IS-95

La version du CDMA la plus utilisée dans les réseaux de deuxième génération est l'IS-95, principalement en Amérique du nord. Comme les structures de transmission sur les liaisons descendante et montante diffèrent nous allons les décrire séparément.

1. Liaison descendante

Cette liaison comprend 64 canaux logiques CDMA, occupant chacun une bande passante de 1228Kh. Quatre types de canaux sont supportés sur cette liaison :

- Pilote (**canal 0**) : ce canal émet un signal continu, fournissant aux mobiles des informations de synchronisation, une référence de phase pour le processus de démodulation et un moyen de comparaison de la puissance du signal à des fins de transfert.
- Synchronisation (**canal 32**) : les mobiles se servent de ce canal de 1200bits/s pour obtenir des informations d'identification concernant le système cellulaire (heure système, état du code long, révision de protocole...)
- Notification (**canaux 1 à 7**) : ces canaux contiennent des messages concernant un ou plusieurs mobiles.
- Trafic (**canaux 8 à 31 et 33 à 63**) : la liaison descendante supporte 55 canaux de trafic. la spécification initiale définissaient des débits allant jusqu'à 9600bits/s, mais on lui a ajouté depuis un second ensemble de débits allant jusqu'à 14400bits/s .

NB : ces canaux emploient tous la même bande passante. Les codes d'étalement servent à distinguer les différents canaux. Pour les canaux descendant il s'agit des 64 codes orthogonaux de 64 bits dérivés d'une matrice du Walsh 64×64 .

La figure suivante donne la représentation des canaux descendant IS-95 :

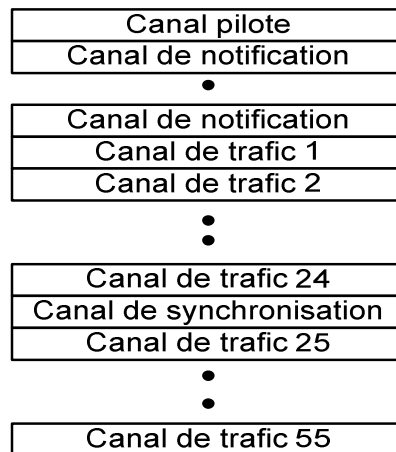


Fig.1. Caneaux descendants dans l'IS-95

L'architecture de liaison descendante est donnée sur la figure suivante :

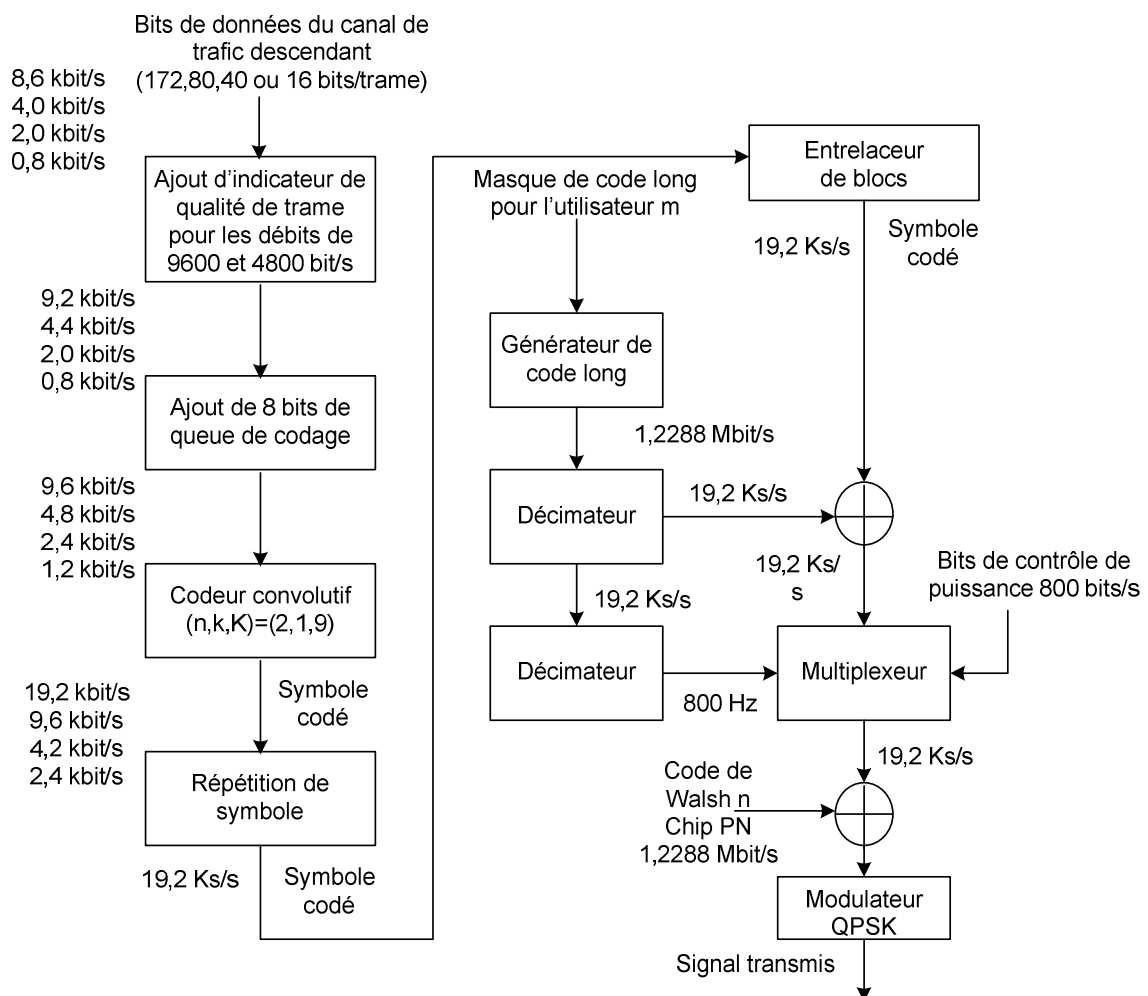


Fig.2. Transmission sur la liaison descendante.

La figure précédente illustre les étapes de traitement lors d'une transmission sur un canal de trafic descendant. La parole est codée à un débit de 8550 bit/s. Après l'ajout de bits de détection d'erreurs ce débit passe à 9600 bits/s. Lorsque l'utilisateur ne parle pas, la pleine capacité du canal n'est pas exploitée. Aussi, durant ces périodes d'accalmie, le débit est abaissé à 1200 bit/s. le débit de 2400bit/s sert à transmettre les bribes (transeints) dans le bruit de fond et le débit de 4800bit/s est utilisé pour combiner la parole numérisée et les données de signalisation.

Les données ou la parole numérisée sont transmises dans des blocs de 20ms avec une correction aval des erreurs assurée au moyen d'un codeur convolutif de taux $1/2$, doublant de fait le débit effectif pour obtenir un maximum de 19,2Kbit/s. dans le cas de débits inférieurs, les bits en sortie du codeur (appelés symboles codés) sont coupiés pour atteindre 19,2Kbit/s. les bits de données sont ensuite entrelacés par blocs afin de réduire les effets des erreurs en étalant celles-ci.

A l'issue de l'entrelacement, les bits sont brouillés afin d'appliquer un masque de confidentialité et aussi pour éviter l'envoi de séquences répétitives, ce qui a pour conséquences de diminuer la probabilité que des utilisateurs n'émettent en même temps à une puissance crête. Le brouillage est réalisé au moyen d'un code long consistant en un nombre pseudo-aléatoire généré par un registre à décalage d'une longueur de 42 bits. Ce registre est initialisé avec le numéro de série électronique de l'utilisateur. Le résultat du générateur de code long possède un débit de 19,2Kbits/s, donc un seul bit est sélectionné sur les 64(par la fonction de décimation). Le flux résultant est combiné par XOR au résultat de l'entrelaceur de blocs.

L'étape suivante consiste à introduire les informations de contrôle de puissance dans le canal de trafic. La fonction de contrôle de puissance sur la station de base prend des bits du canal de trafic à un débit de 800bit/s. le flux de 800bit/s transporte des informations qui indiquent au mobile qu'il doit incrémenter, décrémenter ou maintenir son niveau de puissance courant. Ce flux de contrôle de puissance est multiplexé avec le flux de 19,2Kbit/s en remplaçant certains bits codés et en utilisant le générateur de code long pour coder les bites.

La fonction DSSS intervient ensuite pour étaler le débit de 19,2Kbit/s et le faire passer à 1,2288Mbit/s à l'aide d'une ligne de matrice de Walsh 64×64 . Lorsqu'un appel est établi, une ligne de cette matrice est assignée à un mobile. Si un bit 0 est présenté à la fonction XOR, alors les 64 bits de la ligne assignée sont envoyés. Si un 1 est présenté, c'est le résultat de l'opération XOR qui est envoyé. Le débit résultant est donc de 1,2288Mbit/s. ce flux binaire est ensuite modulé sur la porteuse au moyen de la technique de modulation QPSK.

2. Liaison montante

La liaison montante de l'IS-95 comprend un maximum de 94 canaux logiques CDMA, occupant une même bande passante de 1228Khz. Cette liaison jusqu'à 32 canaux d'accès et 62 canaux de trafic :

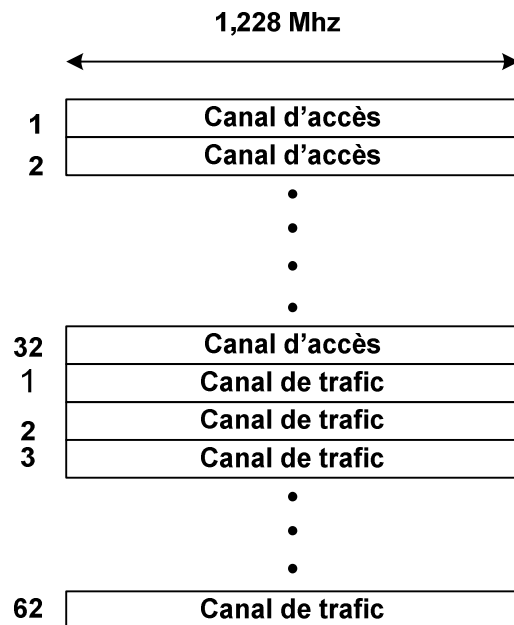


Fig.3.Canaux montants dans L'IS-95.

Le schéma de principe d'une liaison montante est donné dans cette figure :

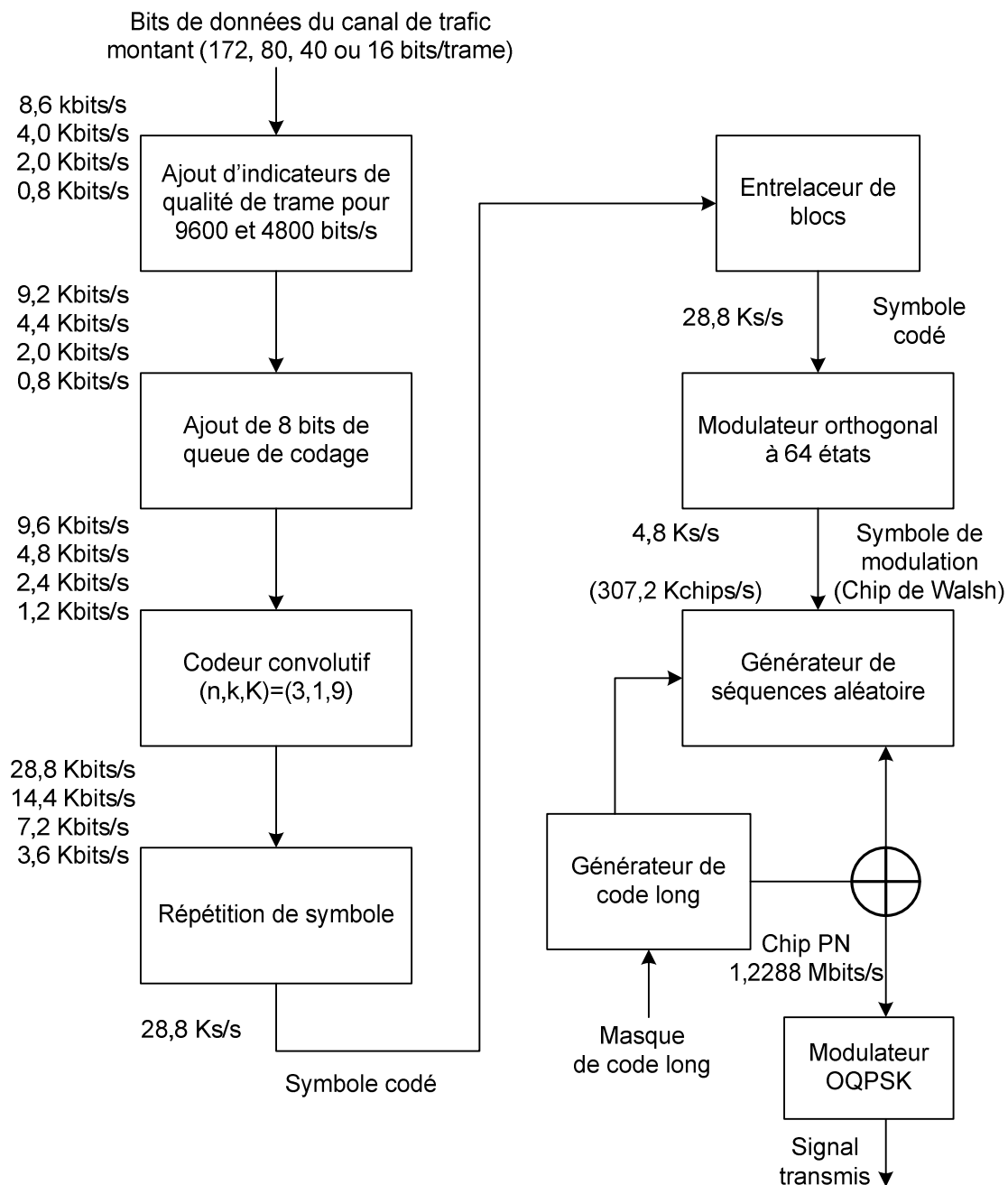


Fig.4. Transmission sur la liaison montante IS-95.

La figure précédente illustre les étapes de traitement lors d'une transmission sur un canal de trafic montant. Les premières étapes sont les mêmes que pour un canal descendant. Pour un canal montant, le codeur convolutif présente un taux de 1/3, triplant de fait le débit pour atteindre un maximum de 28,8 Kbit/s. Les bits sont ensuite entrelacés par blocs.

L'étape suivante consiste à étaler les bits l'aide d'une matrice de Walsh. Ici, l'utilisation et l'objectif de la matrice ne sont pas les mêmes que pour la liaison descendante. Pour un canal montant, le résultat de l'entrelaceur est organisé en groupe de 6 bits, chaque groupe servant d'indice pour sélectionner une ligne de la matrice de Walsh 64×64 ($2^6 = 64$), la ligne choisie remplaçant l'entrée. Le Débit augmente ainsi d'un facteur de 64/6, passant à 307,2 Kbits/s. le but de ce codage est d'améliorer la réception par la station de base. Etant donné que les 64 codes possibles sont orthogonaux, ce codage améliore l'algorithme de prise de décision du récepteur et est aussi plus efficace sur le plan du calcul. Nous pouvons voir cette modulation de Walsh comme une forme de codes correction de bloc avec $(n,k)=(64,6)$ et $d_{\min} = 32$. En fait, toutes les distances sont de 32.

Le générateur de séquences aléatoires (data burst randomizer) est implémenté pour réduire les interférences de la part d'autres mobiles.

La fonction DSSS intervient ensuite. Pour un canal montant, le code long unique du mobile est combiné par XOR au résultat du générateur précité pour produire le flux binaire de 1,2288 Mbit/s. ce flux est ensuite modulé sur la porteuse à l'aide de la technique de modulation OQPSK (Orthogonal QPSK). La différence par rapport à la liaison descendante est qu'un élément de délai est utilisé ici dans le modulateur pour produire l'orthogonalité. Pour un canal descendant, les codes d'étalement sont orthogonaux, provenant tous de la matrice de Walsh, tandis que pour un canal montant, l'orthogonalité des codes n'est pas garantie.



Glossaire

1G : première Génération.

2G : Deuxième Génération.

3G: Troisième Générationp.

3GPP: Third Generation Partnership project.

A-CDMA: Asynchronous – CDMA.

AMPS : Advanced Mobile Phone Service.

AMRC : Accès Multiple à Répartition par les codes.

ASK: Amplitude Shift Keying.

BPSK: Binary Phase Shift Keying.

CDMA: Coded Division Multiple Access.

D-AMPS : Digital-AMPS.

DQPSK: Differential QPSK.

DS-CDMA: Direct Sequence-CDMA.

DSP: Densité Spectrale de Puissance.

DSSS: Direct Sequence Spread Spectrum.

FDMA: Frequence Division Multiple Access.

FH-CDMA: Frequency Hopping-CDMA.

FHSS: frequency Hopping Spread Spectrum.

FSK: Frequency Shift Keying.

GPS: Global Position System.

GSM: Global system for Mobil Communication.

IF: Fréquence Intermédiaire.

MLS: Maximum Likelihood Sequence.

MMSE: Minimum Mean Squared Error.

MSS: Mobile Satellite Service.

NCO: Numeric Controlled Oscillator.

NRZ : Non Retour à Zéro.

OL: Oscillateur Locale.

OQPSK: Offset QPSK.

OVSF: Orthogonal Variable Spread Factor.

P/S: Parallèle/Serie.

PDC : Personal Digital Cellular.

PN: Pseudo Noise.

PSK: Phase shift Keying.

QPSK: Quaternary Phase Shift Keying.

RF: Radio Fréquence.

S/P: Serie/Parallèle.

S-CDMA: Synchronous –CDMA.

SS: Spread Spectrum.

TDMA: Time Division Multiple Access.

TEB: Taux d’Erreurs par Bit.

THSS: Time Hopping Spread Spectrum.

UMTS: Universal Mobil Telecommunication System.

VCO: Voltage Controlled Oscillator.

W-CDMA ou WB-CDMA: Wide band CDMA.