

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE DE SAAD DAHLEB DE BLIDA



Faculté des sciences de l'ingénieur  
Département d'Aéronautique de Blida



Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme  
d'ingénieur d'état en Aéronautique

Option : Installation

**THEME**

**Synchronisation d'une transmission par étalement de  
spectre  
Simulation sous SIMULINK**

Réalisé par :

M. DIONY Nouhoun Bakary

Encadré par :

D<sup>r</sup> MEGUELATI S.

Soutenu devant le jury composé de :

D<sup>r</sup> KOUIDER B.  
M. BENACHENOU K.  
M. ZABOT A.

Président du jury  
Examineur  
Examineur

Promotion 2006/2007



## REMERCIEMENTS

Je remercie tout d'abord notre Créateur Allah, le Très Miséricordieux pour m'avoir accordé santé, vie et courage enfin de voir arriver ce jour.

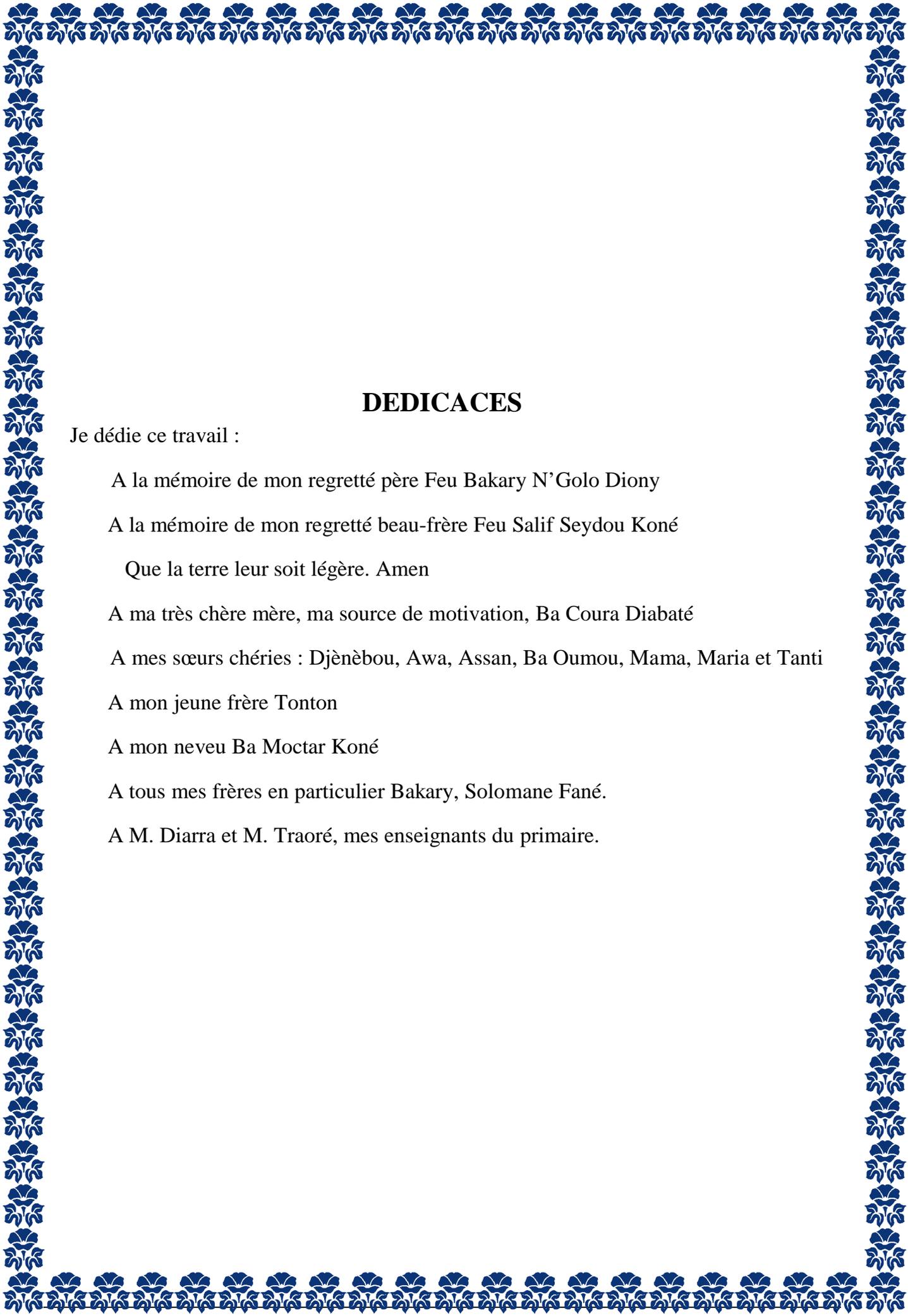
Je remercie les deux Etats, Malien et Algérien, qui, de par leur coopération, m'ont permis d'entamer ces études supérieures.

Mes profondes gratitude vont ensuite à l'endroit de mon Promoteur **M. S. MEGUELATI** qui n'a ménagé aucun effort pour la réalisation de ce projet et surtout qui a fait preuve d'une patience extraordinaire à mon égard.

Un grand merci au corps professoral de Guelma et Blida.

Mes vifs remerciements vont aussi à l'endroit de tous mes amis étudiants, en particulier la promotion 2002 de Guelma, de tous ceux ou toutes celles qui, de loin ou de près, m'ont permis de conduire à terme ce cursus universitaire.

---

A decorative border made of repeating blue floral motifs surrounds the text. The motifs are stylized flowers with multiple petals, arranged in a grid-like pattern.

## DEDICACES

Je dédie ce travail :

A la mémoire de mon regretté père Feu Bakary N’Golo Diony

A la mémoire de mon regretté beau-frère Feu Salif Seydou Koné

Que la terre leur soit légère. Amen

A ma très chère mère, ma source de motivation, Ba Coura Diabaté

A mes sœurs chéries : Djènèbou, Awa, Assan, Ba Oumou, Mama, Maria et Tanti

A mon jeune frère Tonton

A mon neveu Ba Moctar Koné

A tous mes frères en particulier Bakary, Solomane Fané.

A M. Diarra et M. Traoré, mes enseignants du primaire.

## **RESUME**

Le but de ce projet est l'étude et la simulation d'un système de télécommunication sans fil appliqué au milieu indoor. L'outil logiciel utilisé est Simulink. Ce projet une fois réalisé permettra de mettre sur place un système de communication qui soit à la fois fiable, rapide, flexible et facile d'utilisation et d'installation. Ainsi, nous étudierons le fonctionnement d'un système complet de communication radiofréquence se composant à la fois d'un émetteur et d'un récepteur et répondant aux exigences que requièrent le milieu domotique ainsi que des normes actuelles. Une étude bibliographique nous a permis de définir précisément la technique de transmission radiofréquence de données numériques la mieux adaptée à notre application, à savoir la technique par étalement de spectre par séquence directe (DS-SS : Direct Sequence Spread Spectrum) qui présente un meilleur compromis par rapport aux autres techniques.

## **SUMMARY**

The goal of this project is the study and the simulation of a system of telecommunication without wire applied to the indoor medium. The software tool used is Simulink. This project once carried out will make it possible to on the spot put a communication system which is at the same time reliable, fast, flexible and easy to use and of installation. Thus, we will study the operation of a complete system of communication radio frequency being composed at the same time of a transmitter and a receiver and fulfilling the requirements that require the house automation medium as well as current standards. A bibliographical study enabled us to precisely define the technique of transmission radio frequency of numerical data best adapted to our application, namely the technique by spreading out of spectrum by direct sequence (DS-SS: Direct Sequence Spread Spectrum) which presents a better compromise compared to the other techniques.

---

## ملخص

الهدف من هذه الدراسة هو دراسة و محاكاة نظام الاتصالات اللاسلكي المطبق داخليا وهذا بالاعتماد على نظام المحاكاة "SIMULINK"

إن هذه الدراسة تسمح بتحقيق نظام للاتصالات فعال ,سريع و سهل الاستعمال , و هذا بدراسة طريقة عمل نظام كامل للاتصالات بذبذبات الراديو متكون في أن واحد من جهاز إرسال و جهاز استقبال ملبيا بذلك متطلبات الوسط الآلي الداخلي و المتطلبات الحالية للاتصالات.

الدراسة المكتبية التي قمنا بها سمحت لنا بالتعريف بتقنية الإرسال عن طريق ذبذبات الراديو للمعطيات الرقمية و التي تناسب الأمثل التطبيق الذي قمنا به و المتمثل في تقنية DS-SS و التي تمثل الطريقة الأمثل بالنسبة للطرق الأخرى المستعملة في هذا المجال.

# TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS.....	1
DEDICACES .....	2
RESUME .....	3
SUMMARY .....	3
ملخص.....	4
TABLE DES MATIERES.....	5
LISTE DES FIGURES.....	7
INTRODUCTION GENERALE .....	9
I. GENERALITES SUR LES SYSTEMES DE TRANSMISSION.....	11
I.1. Introduction.....	11
I.2. Synoptique d'une chaîne de transmission .....	11
I.3. Les modulations analogiques.....	15
I.3.1. La modulation d'amplitude .....	15
I.3.2. La modulation de fréquence .....	17
I.3.3. La modulation de phase .....	19
I.4. Modulations numériques .....	20
I.4.1. Modulation par déplacement d'amplitude.....	21
I.4.2. Modulation par déplacement de fréquence.....	21
I.4.3. Modulation par déplacement de phase .....	22
I.4.4. Comparaison des modulations numériques .....	23
I.5. Structure des émetteurs et récepteurs .....	24
I.5.1. Structure générale d'un émetteur .....	24
I.5.2. Structure générale d'un récepteur .....	25
I.6. Transmission en milieu clos .....	26
I.6.1. Caractéristiques d'une communication en milieu clos.....	26
I.6.2. Les réseaux personnels sans fil (WPAN : Wireless Personal Area Network).....	27
I.7. Conclusion .....	29
II. L'ETALEMENT DE SPECTRE.....	30
II.1. Introduction .....	30
II.2. Intérêt de l'étalement de spectre.....	30
II.3. Les méthodes d'accès.....	32
II.3.1. L'accès multiple à répartition de fréquence .....	32
II.3.2. L'accès multiple à répartition dans le temps .....	33
II.3.3. L'accès multiple à répartition par les codes .....	34
II.3.4. Critère de choix sur les méthodes d'accès .....	35
II.4. Les principales techniques d'étalement .....	35
II.4.1. L'étalement de spectre par sauts de fréquence FH-SS.....	35
II.4.2. L'étalement de spectre à séquence directe DS-SS.....	36
II.5. Principe de l'étalement de spectre à séquence direct.....	38
II.5.1. Les séquences pseudo-aléatoires .....	39
II.5.2. Génération des séquences pseudo-aléatoires.....	40
II.5.3. L'étalement à l'émission.....	42
II.5.4. Le désétalement par corrélation.....	45
II.6. Bruit, interférences dans les systèmes à étalement de spectre.....	46
II.7. Conclusion.....	47
III. LES ORGANES D'ACQUISITION ET DE POURSUITE.....	48
III.1. Introduction .....	48

III.2. Problématique de la synchronisation d'un organe à étalement de spectre .....	48
III.3. Principes de mise en œuvre de la fonction acquisition .....	49
III.4. Mise en œuvre de la fonction acquisition.....	50
III.4.1. L'acquisition par corrélation.....	50
III.4.2. L'acquisition par filtrage adapté .....	51
III.4.3. Les organes d'acquisition .....	52
III.5. Les boucles de poursuite .....	56
III.5.1. La DLL cohérente .....	57
III.5.2. La TDL (Tau Dither Loop).....	58
III.6. Conclusion .....	59
IV. DESCRIPTION DU SYSTEME ET SIMULATION.....	60
IV.1. Introduction .....	60
IV.2. L'outil de simulation Simulink .....	60
IV.3. Synoptique du système.....	60
IV.4. Description des différents modules.....	62
IV.4.1. L'émetteur .....	62
IV.4.2. Le Canal .....	65
IV.4.3. Le récepteur .....	65
IV.5. Fonctionnement de la boucle de l'acquisition .....	67
IV.6. Modèles Simulink du système .....	69
IV.7. Simulation .....	72
IV.8. Conclusion.....	78
CONCLUSION GENERALE.....	79
ANNEXE.....	80
BIBLIOGRAPHIE .....	81

## LISTE DES FIGURES

- Fig. I.1 : Chaîne de transmission
- Fig. I.2 : Occupation spectrale du message
- Fig. I.3 : Effet de la modulation
- Fig. I.4 : Allure d'un signal AM modulé par un signal sinusoïdal (taux <1)
- Fig. I.5 : Spectre du signal AM modulé par un signal sinusoïdal
- Fig. I.6 : Allure d'un signal FM
- Fig. I.7 : Spectre d'un signal modulé en fréquence par un signal sinusoïdal (indice=5)
- Fig. I.8 : Modulation ASK
- Fig. I.9 : Modulation FSK
- Fig. I.10 : Modulation BPSK
- Fig. I.11 : Structure simplifiée d'un émetteur
- Fig. I.12 : Changement de fréquence
- Fig. I.13 : Synoptique d'un récepteur hétérodyne
- Fig. I.14 : Système de transmission en milieu clos
- Fig. II.1 : L'étalement de spectre
- Fig. II.2 : Représentation temps-fréquence du FDMA
- Fig. II.3 : Représentation temps-fréquence du TDMA
- Fig. II.4 : Représentation temps-fréquence du CDMA
- Fig. II.5 : Principe de l'étalement de spectre par saut de fréquence
- Fig. II.1 : Principe de l'étalement de spectre à séquence direct
- Fig. II.2 : Spectre du signal étalé en DS-SS
- Fig. II.8 : Mise en œuvre de l'étalement de spectre
- Fig. II.9 : Exemple d'un codage par étalement de spectre à séquence directe
- Fig. II.10 : Générateur m-séquences
- Fig. II.11: Principe de l'étalement de spectre à l'émission
- Fig. II.12: Densité spectrale de puissance du signal de donnée et du signal de donnée étalé (N=3)
- Fig. II.13 : Principe de la décorrélation à la réception
- Fig. II.14 : Interférence et bruit
- Fig. III.1: Schéma de principe de l'organe « acquisition poursuite »
- Fig. III.2. Organigramme des différentes possibilités d'acquisition
- Fig. III.3 : Synchronisation par corrélation
- Fig. III.4 : Acquisition par filtrage adapté.
- Fig. III.5 : Acquisition Série simple branche
- Fig. III.6 : Synchronisation Série N branches
- Fig. III.7 : Principe de la synchronisation RASE.
- Fig. III.8 : Schéma de principe d'une boucle de poursuite
- Fig. III.9 : Schéma de principe de la DLL cohérente
- Fig. III.10 : Schéma de principe de la TDL
- Fig. IV.1 : Schéma fonctionnel du système étalé par séquence directe
- Fig. IV.2 : Composition de l'émetteur
- Fig. IV.3: Schéma de principe de la génération de code Gold

- Fig. IV.4 : Canal AWGN
- Fig. IV.5 : Composition du récepteur
- Fig. IV.6 : Chronogramme de la boucle d'acquisition  
Cas de non synchronisation des codes
- Fig. IV.7 : Chronogramme de la boucle d'acquisition  
Cas de synchronisation des codes
- Fig. IV.8 : Modèle Simulink du codeur de Gold
- Fig. IV.9 : Modèle Simulink général du système
- Fig. IV.10 : Modèle Simulink général du système avec deux émetteurs
- Fig. IV.11 : Modèle Simulink du module « saut de chip »
- Fig. IV.12 : Horloge de données et circuit de mise en forme
- Fig. IV.13 : Signaux émetteur
- Fig. IV.14 : Simulation pour un retard de propagation de 11s  
Code (7,3) commun à l'émetteur et au récepteur. Puissance bruit  $< 0,1$
- Fig. IV.15 : Simulation pour un retard de propagation de 11s  
Code (7,3) commun à l'émetteur et au récepteur. Puissance bruit  $> 0,1$
- Fig. IV.16 : Simulation pour un retard de propagation de 41s  
Code (7,3) commun à l'émetteur et au récepteur ; Puissance bruit  $> 0,1$
- Fig. IV.17 : Simulation pour un retard de propagation de 123 s  
Code (7,3) commun à l'émetteur et au récepteur ; Puissance bruit  $> 0,1$
- Fig. IV.18 : Simulation pour un retard de propagation de 11s  
Code (8,4) pour l'émetteur et (7,3) pour le récepteur
- Fig. IV.19 : Simulation du multi-trajet à l'aide de deux émetteurs
- Fig. IV.20 : Simulation de deux émetteurs ayant des données  
différentes et des codes différents(8,4) et (7,3)

## **INTRODUCTION GENERALE**

Dans le cadre du projet de fin d'études du cycle d'ingéniorat en aéronautique, option « Installations », j'ai choisi d'étudier et de simuler un système de télécommunications basé sur la technique d'étalement de spectre.

L'évolution de l'électronique digitale a permis ces dernières années une expansion rapide des télécommunications sans fil dans le domaine spatial ou dans la téléphonie mobile. Dernièrement, les besoins en systèmes fonctionnant dans les espaces clos ont beaucoup augmenté, la multiplication des systèmes électroniques de l'habitat ou du véhicule automobile par exemple ont nécessité le développement de systèmes de communication pour relier les calculateurs, les capteurs et les actionneurs répartis dans un espace restreint. Ces systèmes permettent de limiter les câblages et par conséquent d'augmenter la souplesse d'utilisation et de réduire en plus le coût.

Dans ce projet nous ferons l'étude et la simulation d'un système de communication par voie hertzienne utilisable en milieu clos.

Pour des raisons de confidentialité et de contraintes de propagation liées au milieu indoor, le système utilise la technique CDMA (Code Division Multiple Access) pour l'accès au médium, impliquant du coup le recours à l'étalement de spectre par séquence directe.

La simulation de la chaîne complète d'émission-réception sera effectuée grâce au logiciel Simulink.

Dans une première partie, nous rappellerons les principes de base de la télécommunication de façon générale. Il sera abordé une description des différentes modulations. Ensuite nous étudierons la structure générale des émetteurs et des récepteurs. Nous finirons cette partie par la présentation du projet.

Au deuxième chapitre nous ferons une étude comparée des différentes méthodes d'accès et des principes de télécommunication par étalement de spectre et présenterons ceux retenus pour notre projet.

Au troisième chapitre, nous développerons les différentes structures des systèmes d'acquisition et de poursuite qui sont les éléments essentiels dans tout système CDMA.

Enfin, dans la dernière partie sera présenté le modèle Simulink de notre émetteur récepteur avec une description de son fonctionnement et les résultats de la simulation.

## I. GENERALITES SUR LES SYSTEMES DE TRANSMISSION

### I.1. Introduction

Ce début de siècle est marqué par une véritable explosion dans le domaine des télécommunications. De plus en plus nombreuses sont les applications qui réclament leur part d'une ressource unique : le spectre des ondes électromagnétiques. Bien que ces applications soient extrêmement diversifiées, puisqu'elles couvrent aussi bien la radiodiffusion et la télévision que les communications diverses, le radar ou les aides à la navigation, les structures des circuits utilisés pour produire et recevoir les signaux haute fréquence mis en œuvre sont remarquablement semblables.

Il sera abordé dans ce chapitre un aperçu des différents types de modulation utilisés pour transmettre un signal, puis une description des architectures des émetteurs et des récepteurs sera faite avec enfin une présentation du domaine dans lequel s'inscrit notre projet.

### I.2. Synoptique d'une chaîne de transmission

Au cours du développement des dispositifs de télécommunication, il est rapidement apparu indispensable de coder l'information à transmettre, soit pour adapter l'information au canal de transmission (fibre optique, câble coaxial, faisceaux hertziens...), soit pour transmettre simultanément plusieurs signaux informatifs sur un seul et même canal. De ce fait, le codage de l'information s'est révélé être un point-clef qui fait aujourd'hui encore l'objet de recherches et de normalisation.

L'une des formes de codage de l'information parmi les plus simples et les plus anciennes consiste à effectuer une translation en fréquence du signal informatif. Ce type de codage est appelé modulation. La figure I.1 représente le schéma-bloc d'un système d'émission-réception qui comprend un certain nombre d'éléments dont nous allons expliquer le rôle.

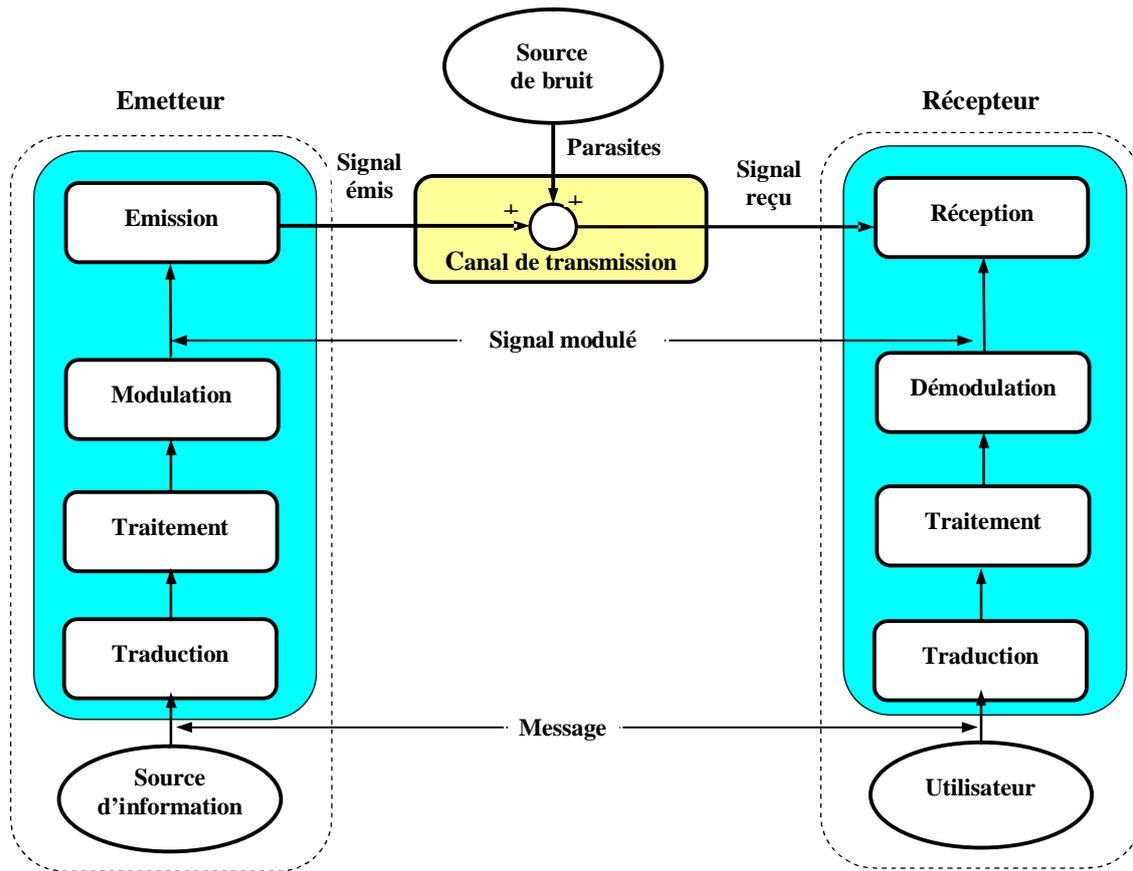


Fig. I.1 : Chaîne de transmission

► **Source d'information**

Avant toute transmission, il faut convertir le message (voix, musique,...) en un signal sous forme électrique dont le spectre occupera une largeur de bande  $B=[f_{min}, f_{max}]$ . Pour simplifier la transmission, cette largeur de bande doit être en général limitée (Fig. I.2).

Par exemple :

- En téléphonie,  $B = [300\text{Hz}, 3400\text{Hz}]$

- En télévision,  $B = [0\text{Hz}, 5\text{MHz}]$

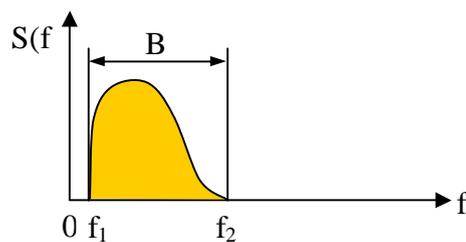


Fig. I.2 : Occupation spectrale du message

### ► Canal de transmission

Le canal de transmission (atmosphère, ligne électrique, fibre optique, etc.) est en général un milieu :

- Absorbant : les ondes se propageant dans un milieu matériel s'atténuent en raison d'une dissipation d'énergie. La constante d'atténuation est fonction de la fréquence d'où une distorsion d'amplitude.
- Dispersif : la vitesse des ondes dépend aussi de la fréquence, cet effet est appelé dispersion qui introduit une distorsion de phase (retards différents)

### ► Les sources de bruit

On nomme bruit, tout phénomène responsable de parasites. On peut classer les bruits en deux catégories :

- Les bruits externes : rayonnements parasites captés par l'antenne comme le bruit atmosphérique (éclairs des orages), galactiques, industriels (moteurs).
- Les bruits internes dus aux composants électroniques : bruit thermique (agitation des électrons),...

On utilise le rapport puissance signal/puissance bruit pour mesurer la qualité d'une transmission.

### ► Modes de transmission

- Contraintes générales de conception d'un système de transmission

La solution qui consiste à transmettre le signal directement (transmission en bande de base) est généralement irréalisable en raison de :

- Bande passante de canal limitée,
- Non linéarité du canal,
- Nécessité de partager un même support de transmission entre plusieurs émetteurs,
- Bruit pouvant être important en fonction de la fréquence

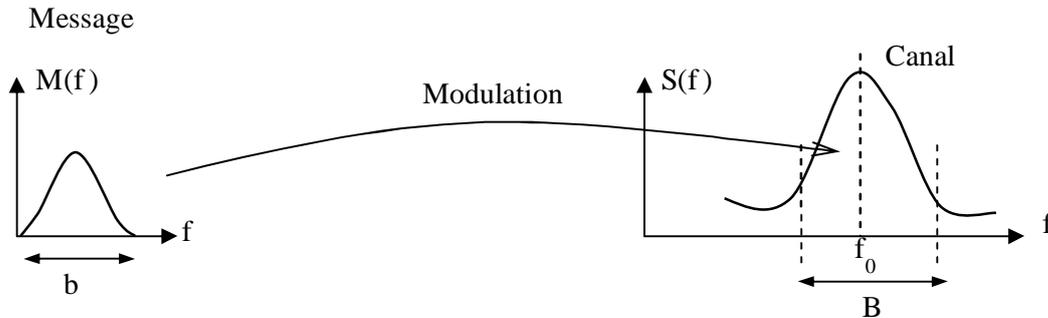
- Solutions à envisager

Compte tenu de ces contraintes, il est nécessaire de traiter le signal informatif pour :

- L'adapter à la non-linéarité du canal
- Optimiser le rapport signal/bruit
- Optimiser le débit d'information (systèmes numériques)
- Moduler le signal

La modulation consiste à faire varier l'un des paramètres (amplitude  $A$ , fréquence  $f$  ou phase  $F$ ) d'un signal HF sinusoïdal  $s(t) = A(t)\cos(2\pi f(t) + F(t))$  appelé porteuse en fonction du signal informatif analogique ou numérique à transmettre.

La modulation a pour effet de translater le spectre du signal autour d'une fréquence  $f_0$  favorable à la propagation comme le montre la figure I.3.



**Fig. I.3** : Effet de la modulation

La modulation favorise le multiplexage pour que plusieurs émetteurs puissent utiliser le même canal.

Il est à noter aussi que l'une des causes premières de la modulation des signaux basse fréquence est l'envergure d'antennes qu'ils nécessiteraient pour la transmission. Pour fixer les idées, il faudrait les dimensions d'antennes suivantes pour émettre un signal basses fréquences :

- 15km si  $f=10\text{kHz}$
- 1500km si  $f=100\text{Hz}$

Il existe un grand nombre de modulations différentes qui sont classées en général en deux groupes : les modulations analogiques et les modulations numériques.

Dans les modulations analogiques, on trouve :

- Modulations d'amplitude (AM)
- Modulation de fréquence (FM)
- Modulation de phase (PM)

Dans les modulations numériques, on trouve :

- Modulations par déplacement d'amplitude (ASK)
- Modulation par déplacement de fréquence (FSK)
- Modulation par déplacement de phase (PSK)

### I.3. Les modulations analogiques

#### I.3.1. La modulation d'amplitude

Des techniques de modulations analogiques, la modulation d'amplitude fut la première employée. Elle se caractérise par une grande simplicité de mise en oeuvre. On la trouve fréquemment pour les transmissions hertziennes (stations radiophoniques grandes ondes par exemple).

##### ► Description du signal AM

- Signal AM dans le domaine temporel

Comme son nom l'indique, un signal  $s(t)$  (courant ou tension) modulé en amplitude est un signal constitué par une porteuse sinusoïdale de fréquence  $f_p$  dont l'amplitude  $A_p$  est modifiée suivant une loi linéaire par le signal informatif  $u(t)$ . Si nous prenons le cas d'un signal modulant sinusoïdal, l'expression de  $s(t)$  est donc :

$$s(t) = A_p \left[ 1 + k \frac{A_m}{A_p} \cos(\omega_m t) \right] \cos(\omega_p t)$$

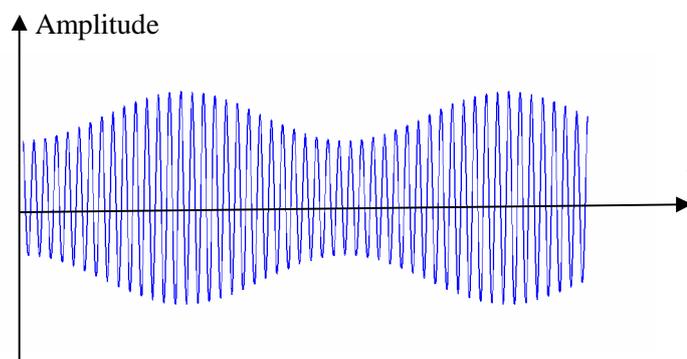
où  $k$  est le facteur de proportionnalité du modulateur.  $k$  est parfois appelé sensibilité du modulateur.

La modulation d'amplitude est caractérisée par le taux de modulation  $m$  :

$$s(t) = A_p \cdot \left[ 1 + \frac{k \cdot A_m}{A_p} \cdot \cos(\omega_m t) \right] \cdot \cos(\omega_p t) = A_p \cdot (1 + m \cdot \cos(\omega_m t)) \cdot \cos(\omega_p t)$$

$m = \frac{k \cdot A_m}{A_p}$  est un paramètre essentiel. Il est d'usage d'exprimer  $m$  en pourcentage.

La représentation temporelle de  $s(t)$  est illustrée par la figure I.4.



**Fig. I.4** : Allure d'un signal AM modulé par un signal sinusoïdal (taux  $<1$ )

La courbe en pointillés est appelée enveloppe de  $s(t)$ . Dans le cas où  $m$  est inférieur à 1 ( $m < 100\%$ ), l'enveloppe de  $s(t)$  est identique au signal modulant; dans ces conditions un détecteur d'enveloppe suffit à restituer le signal au niveau du récepteur.

- Signal AM dans le domaine fréquentiel

Le signal modulé  $s(t)$  prend la forme :

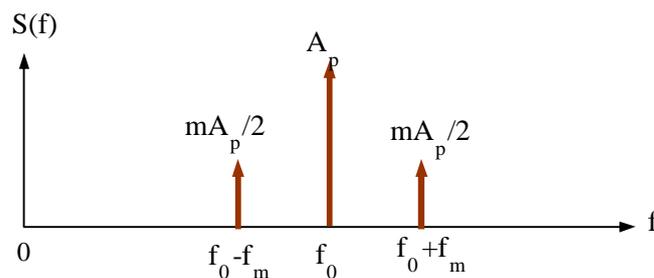
$$s(t) = A_p \cdot (1 + m \cdot u(t)) \cdot \cos(w_p t)$$

Dans le cas d'un signal sinusoïdal  $u(t) = \cos(w_m \cdot t)$ , le développement de l'équation précédente permet d'écrire :

$$s(t) = A_p \cdot \cos(w_p t) + \frac{m}{2} \left( \cos((w_p + w_m) \cdot t) + \cos((w_p - w_m) \cdot t) \right)$$

Le spectre du signal est donc composé de trois raies. L'une d'amplitude  $A_p$  à la fréquence de la porteuse  $f_p$ , les deux autres sont d'amplitude  $\frac{m}{2} \cdot A_p$  aux fréquences  $f_p - f_m$  (appelée bande latérale inférieure ou, dans la littérature anglo-saxonne Lower Side Band : LSB) et  $f_p + f_m$  (appelée bande latérale supérieure ou Upper Side Band : USB). La bande passante requise pour transmettre le signal  $u(t)$  en préservant son intégrité est appelée bande de fréquence  $B$  et vaut donc :  $B_{AM} = 2 \cdot f_m$ .

Un exemple de représentation spectrale du signal AM est donné en figure I.5.



**Fig. I.5** : Spectre du signal AM modulé par un signal sinusoïdal

- Puissance du signal AM

La puissance nécessaire à la transmission du signal est obtenue en élevant le signal au carré. S'il s'agit d'une tension (d'un courant), il suffit de diviser (multiplier) par la résistance de charge, souvent constituée par l'antenne de l'émetteur.

La puissance totale transmise par un signal modulé en AM vaut :

$$P_t = P_p \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right)$$

où  $P_p$  est la puissance de la porteuse non modulée.

### 1.3.2. La modulation de fréquence

Nous avons vu que le principe de la modulation AM repose sur la modification de l'amplitude de la porteuse sans modification de la fréquence. Une autre forme de modulation consiste à garder l'amplitude de la porteuse constante mais à faire varier sa fréquence.

#### ► Principe de la modulation de fréquence

La modulation de fréquence ou FM. (Frequency Modulation), très souvent employé en VHF (Very High Frequencies) ou en UHF (Ultra High Frequencies) pour la transmission des signaux audio, consiste à utiliser une porteuse dont la fréquence varie en fonction du signal modulant. Il est alors possible d'écrire  $f_s = f_p + f(t)$  où  $f(t)$  est une fréquence variant linéairement avec le signal modulant  $u(t)$ , c'est-à-dire:  $f(t) = k_f u(t)$  avec  $k_f$  un facteur de proportionnalité du modulateur (en Hz/Volt) qui prend parfois la dénomination de sensibilité du modulateur. La fréquence de la porteuse étant constante, la phase instantanée de  $s(t)$  est donnée par

$$j_s(t) = \omega_p t + 2\pi k_f \int u(t) dt$$

L'expression du signal  $s(t)$  modulé en fréquence est alors :

$$s(t) = A_p \cos\left(\omega_p t + 2\pi k_f \int u(t) dt\right)$$

Les techniques de modulations de fréquence font appel à des opérateurs électroniques nommés VCO (Voltage Controlled Oscillator ou Oscillateur Contrôlé en Tension). Nous pouvons citer deux techniques très répandues. La première, utilisée en basse fréquence (jusqu'à plusieurs dizaines de Mégahertz dans les circuits intégrés), est fondée sur l'emploi d'oscillateur à relaxation et consiste à charger un condensateur jusqu'à une tension de référence à l'aide d'une source de courant commandée en tension (VCCS). Lorsque la tension du condensateur atteint la tension de référence, le condensateur est déchargé et l'opération recommence. La seconde technique, employée en haute fréquence (typiquement VHF et UHF), repose sur un oscillateur LC quasi sinusoïdal.

Le condensateur employé est en fait une diode spéciale, appelée VARICAP ou varactor, qui polarisée en inverse, présente une capacité variable en fonction de la tension inverse de diode.

La fréquence de résonance de l'oscillateur est modifiée en fonction de la tension inverse appliquée à la diode VARICAP.

- Représentation temporelle du signal FM

Prenons le cas d'un signal modulant sinusoïdal :

$$u(t) = A_m \cos(\omega_m t)$$

L'expression du signal  $s(t)$  est alors :

$$s(t) = A_p \cos\left(\omega_p t + 2\pi k_f \int_0^t u(t) dt\right) = A_p \cos\left(\omega_p t + \frac{2\pi k_f}{\omega_m} A_m \sin(\omega_m t)\right)$$

En reprenant l'expression de la pulsation (ou de la fréquence) instantanée, il est possible d'en déduire la fréquence instantanée  $f_s$  du signal FM  $s(t)$  :

$$f_s(t) = f_p + k_f A_m \cos(\omega_m t)$$

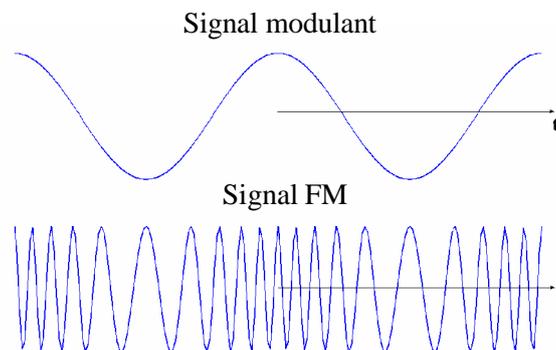
L'excursion en fréquence  $\Delta f_s$  de  $s(t)$  est donc :  $\Delta f = k_f A_m$

L'expression de la phase instantanée est :  $\theta_s(t) = \omega_p t + \frac{2\pi k_f A_m}{\omega_m} \sin(\omega_m t)$

L'excursion en phase de  $s(t)$  notée  $m_f$  est donc :  $m_f = \frac{2\pi k_f A_m}{\omega_m} = \frac{k_f A_m}{f_m}$ . Ce

paramètre appelé indice de modulation caractérise la modulation FM.

L'allure d'un signal FM est donnée ci-dessous (Fig. I.6) :



**Fig. I.6** : Allure d'un signal FM.

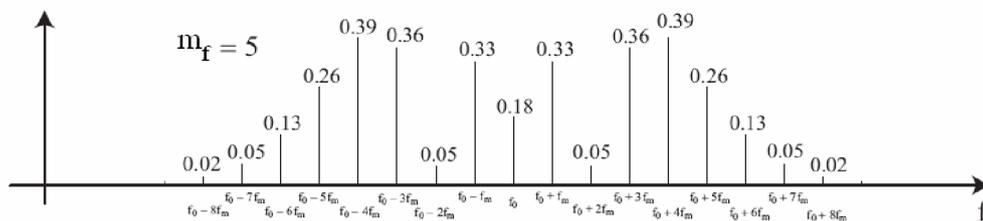
- Représentation fréquentielle d'un signal FM

Le spectre d'un signal FM est beaucoup plus complexe comparativement à celui de l'AM. Son calcul ne peut s'effectuer exactement que dans le cas particulier d'un signal modulant sinusoïdal. Son expression dans le cas d'une porteuse de fréquence  $f_0$  et d'amplitude  $A_p$ , modulée par un signal de fréquence  $f_m$  est donné alors par :

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_p J_n(m_f) \cdot \cos(2\pi(f_0 + nf_m)t)$$

Le spectre du signal FM modulé par un signal sinusoïdal de fréquence  $f_m$  est donc constitué d'une infinité de raies distantes de  $f_m$ , situées aux fréquences  $f_0 \pm nf_m$ , d'amplitude  $A_p J_n(m_f)$ , où  $J_n$  représente la fonction de Bessel de première espèce. Le nombre de raies significatives du spectre dépend de l'indice de modulation  $m_f$  caractérisant la modulation.

La figure I.7 ci-dessous représente le spectre d'un signal FM dont le signal modulant est sinusoïdal.



**Fig. I.7 :** Spectre d'un signal modulé en fréquence par un signal sinusoïdal (indice=5)

La largeur de bande d'un signal FM peut être estimée grâce à la formule de Carson qui s'écrit :  $B = 2f_m (m_f + 1)$

### I.3.3. La modulation de phase

Dans le cas de la modulation de phase, c'est la phase instantanée qui varie linéairement en fonction du signal modulant. Donc, par rapport à un signal FM, l'expression du signal modulé PM est :

$s(t) = A_p \cos(\omega_p t + D_j(t))$  avec  $D_j(t) = k_p \cdot A_p \cos(\omega_m t)$  où  $k_p$  est le coefficient de proportionnalité du modulateur (en radian/Volt). L'excursion en phase est  $D_j = k_p \cdot A_p$

La fréquence instantanée est donc :

$$Df(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} D_j(t) = - \frac{k_p \cdot A_p \omega_m}{2\pi} \sin(\omega_m t)$$

L'excursion en fréquence est donc :  $Df = k_p \cdot A_p \cdot f_m$

Par analogie avec la modulation de fréquence, l'indice de modulation est donc :

$$m_p = \frac{Df}{f_m} = k_p \cdot A_p$$

Notons, que contrairement à ce qui se produit pour un signal modulé FM, l'indice de modulation en PM est indépendant de la fréquence du signal modulant.

En faisant apparaître l'indice de modulation, l'expression du signal  $s(t)$  peut se mettre sous la forme :  $s(t) = A_p \cdot \cos(\omega_p t + m_p \cos(\omega_p))$ .

Le spectre d'un signal modulé PM est donc identique à celui d'un signal modulé FM.

La modulation de phase est peu utilisée en raison de ces performances vis-à-vis du bruit moindre qu'en FM et de la complexité de ses circuits.

#### **I.4. Modulations numériques**

Dans un nombre croissant de situations, il est nécessaire de transmettre des signaux numériques, en général sous la forme d'une séquence binaire. Les signaux numériques présentent en effet plusieurs propriétés intéressantes pour les télécommunications : souplesse des traitements, signal à états discrets donc moins sensibles aux bruits (il suffit de seuiller le signal) et simple à régénérer, utilisation de codes correcteurs d'erreur, cryptage de l'information. En revanche, nous verrons ultérieurement qu'à quantité d'informations transmise identique, un signal numérique nécessite une bande de fréquence nettement plus importante.

Pour des raisons identiques à celles évoquées dans le cas de signaux analogiques, ces signaux numériques modulent une porteuse sinusoïdale afin de présenter, soit des caractéristiques compatibles avec le canal de transmission utilisé (exemple des modems

(modem : MODulator–DEModulator)), soit pour transmettre plusieurs signaux simultanément.

Toutefois, c'est l'explosion de la téléphonie mobile et de la télévision numérique qui suscite une étude de ce type de modulations.

Les modulations numériques de base sont au nombre de trois comme nous allons va le voir.

#### I.4.1. Modulation par déplacement d'amplitude

Dans la modulation par déplacement d'amplitude connue sous les noms de ASK (Amplitude Shift Keying) ou modulation OOK (On–Off Keying), la porteuse est émise ou non selon la valeur du signal numérique ("0" pas de porteuse, "1" porteuse émise) comme c'est montré sur la figure I.8. Le "spectre" d'un signal OOK revient à celui d'un signal binaire aléatoire (donc en  $\sin(x)/x$  auquel s'ajoute une raie due à la valeur moyenne non nulle du signal) translaté à la fréquence de porteuse. Il existe donc une raie à la fréquence  $f_p$ . L'absence de porteuse lors de l'émission de « 0 » rend difficile la synchronisation.

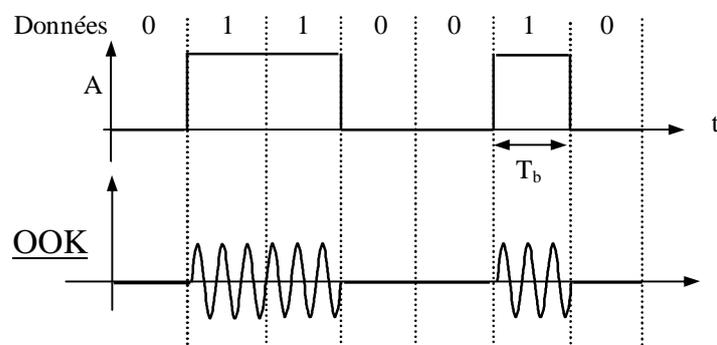
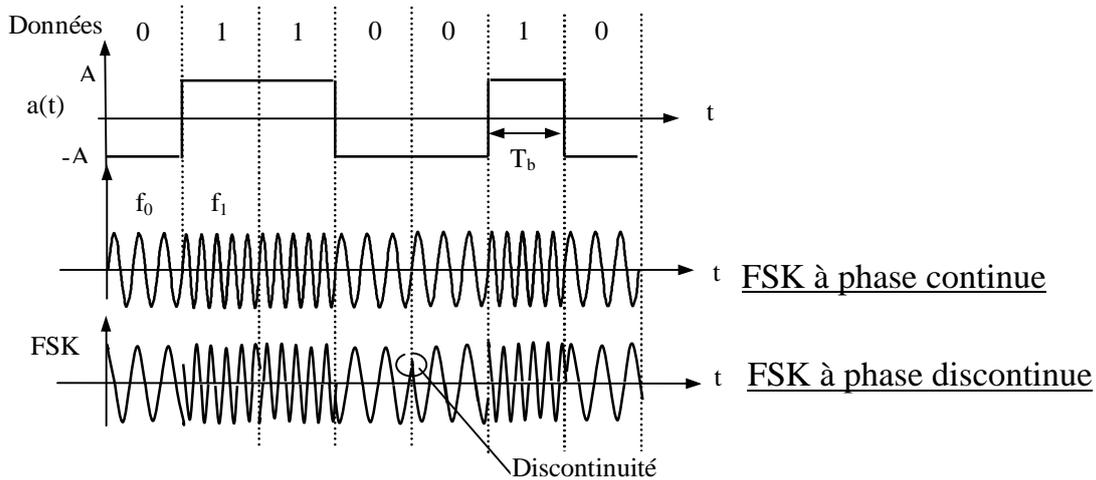


Fig I.8 : Modulation ASK

#### I.4.2. Modulation par déplacement de fréquence

Dans la modulation par saut de fréquence (Frequency–Shift Keying), la fréquence du signal modulé peut prendre 2 valeurs différentes selon la valeur du bit à transmettre (figure I.9). Lorsque ce type de modulation comporte des discontinuités de phase (modulation obtenue en commutant d'un oscillateur de fréquence  $f_{p1}$  vers un oscillateur de fréquence  $f_{p2}$  en fonction de la valeur du bit à transmettre), le spectre est simplement la superposition des spectres de signaux modulés OOK à  $f_{p1}$  et  $f_{p2}$ .

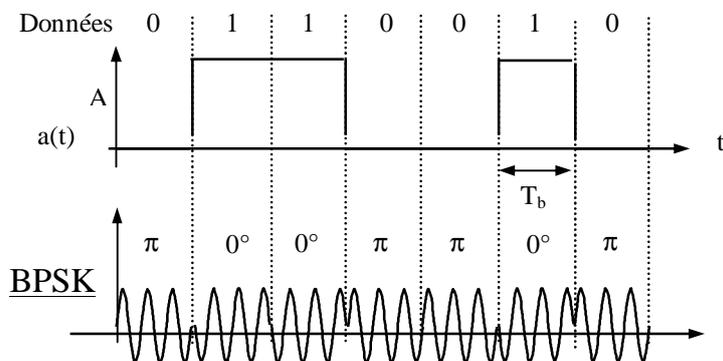
Lorsqu'il n'y a pas de discontinuité de phase (modulation obtenue en utilisant un oscillateur commandé par une tension VCO), nous retrouvons une modulation FM dont le signal modulant est un signal binaire aléatoire. La densité spectrale de puissance est alors bien plus complexe à établir. Retenons que ce type de modulation a été utilisé, en particulier, dans les premières générations de modems.



**Fig. I.9** : Modulation FSK

### I.4.3. Modulation par déplacement de phase

La modulation par saut de phase (Phase-Shift Keying) est, du fait de sa grande résistance aux bruits, utilisé en particulier pour les signaux GPS. La phase de la porteuse prend la valeur 0 ou  $\pi$ , selon la valeur du bit à transmettre (figure I.10). Etant donné que le signal modulé est un signal sinusoïdal multiplié par +1 ou -1, le "spectre" d'un signal PSK revient à celui d'un signal binaire aléatoire (donc en  $\sin(x)/x$ ) translaté à la fréquence de porteuse.



**Fig I.10** : Modulation BPSK

Dans le cas d'une transmission PSK, il est nécessaire au récepteur de retrouver la fréquence et la phase de la porteuse. La restauration de la fréquence ne pose pas trop de problèmes, mais la récupération de la phase sera beaucoup plus délicate. L'utilisation d'une modulation différentielle DPSK (Differential Phase Shift Keying) simplifie ce travail en permettant d'utiliser, comme référence, la phase de la donnée précédente.

#### I.4.4. Comparaison des modulations numériques

Les principaux critères caractérisant une modulation numérique sont :

- Débit binaire D (bit/s) ou vitesse de canal :

C'est le nombre d'informations élémentaires (ou bits) que ce canal transporte par unité de temps.

- Le taux d'erreur sur les bits

Les modulations numériques sont évaluées grâce au taux d'erreur par bit (TEB). Il permet de chiffrer l'influence du bruit (grâce au rapport signal sur bruit) pour chaque modulation et en fonction du nombre d'états de la modulation. Il se définit de la manière suivante :

$$TEB = \frac{\text{Nombre d'éléments binaires faux}}{\text{Nombre d'éléments binaires émis}}$$

– L'efficacité d'occupation spectrale

L'efficacité spectrale (en Bit/Seconde/Hertz) d'un signal numérique est le nombre de bits par seconde de données qui peuvent être supportés pour chaque hertz de la bande de fréquence utilisée (B en Hertz) :

$$h = \frac{\text{Débit}}{\text{Bande occupée}}$$

– La simplicité de réalisation

Le tableau suivant présente les avantages et inconvénients des différentes modulations binaires numériques. A partir de ce tableau, on peut remarquer que la modulation DPSK est globalement la plus intéressante comparativement aux autres.

Modulation	$E_b/N_0$ pour un TEB de $10^{-6}$	Efficacité spectrale	Avantages	Inconvénients
ASK	10,5	1	-simplicité pour la démodulation et son faible coût	Sensible aux non-linéarités du système
PSK	10,5	1	-simple à réaliser -TEB meilleure que ASK de façon générale	Démodulation cohérente
DPSK	11,3	1	-identique à la PSK -plus simple à réaliser que la PSK	Un peu moins performant que PSK
FSK	TEB dépend de l'indice de modulation	Liée aux fréquences porteuses	Moins sensible aux brouillages des canaux adjacents	Faible efficacité spectrale

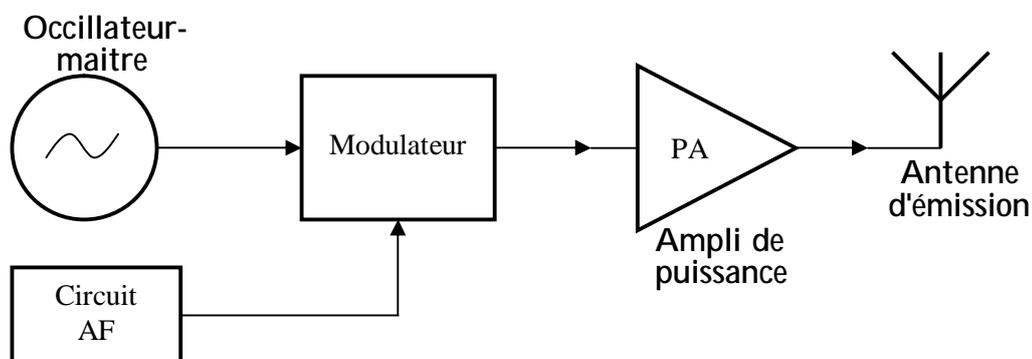
**Tableau I.1** : Performances des modulations numériques

## I.5. Structure des émetteurs et récepteurs

### I.5.1. Structure générale d'un émetteur

Quel que soit le procédé de modulation utilisé, un émetteur comporte essentiellement les blocs suivants (fig. I.11):

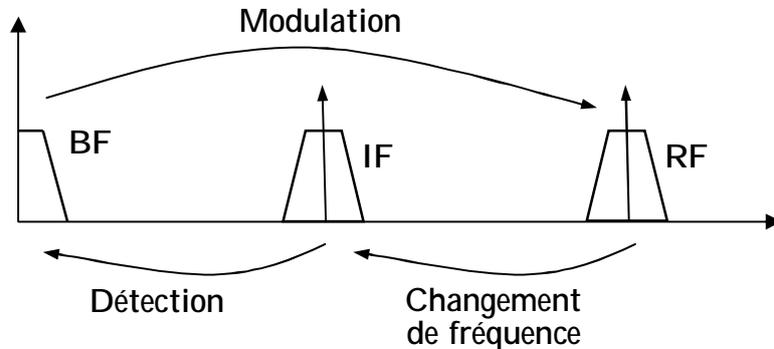
- Un circuit audiofréquence (AF) qui traite le signal modulant
- Un oscillateur qui génère la porteuse
- Un modulateur qui combine porteuse et signal modulant, il en sort un signal modulé, qui est un signal haute fréquence d'amplitude de fréquence ou de phase variable
- Un amplificateur qui porte le signal modulé à la puissance nécessaire pour l'émission, le courant de sortie est envoyé vers une antenne d'émission.



**Fig. I.11** : Structure simplifiée d'un émetteur

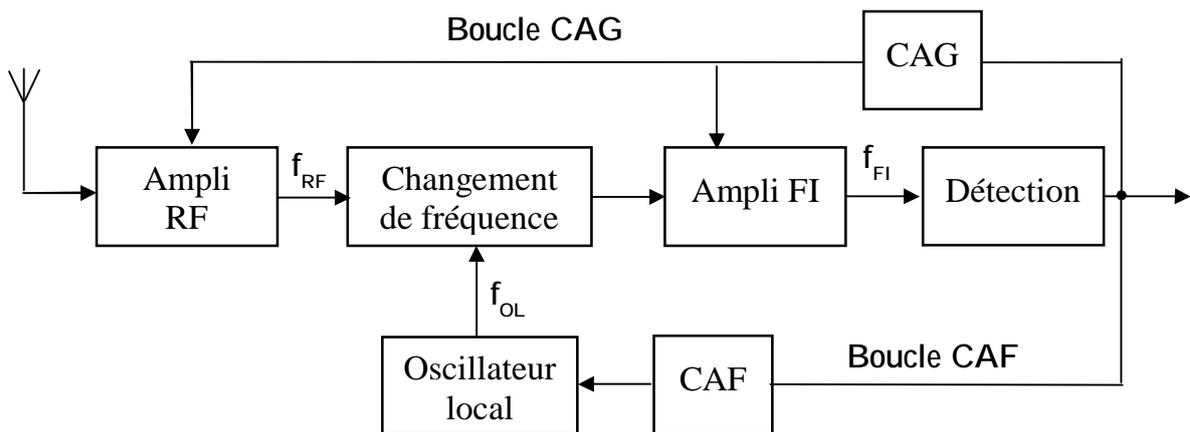
### I.5.2. Structure générale d'un récepteur

Les récepteurs sont en général de type hétérodyne : ils sont organisés autour d'un changement de fréquence qui translate le spectre autour d'une fréquence particulière appelée fréquence intermédiaire comme le montre la figure I.12.



**Fig. I.12** : Changement de fréquence

Les éléments principaux d'un récepteur hétérodyne sont représentés sur la figure I.13 :



**Fig. I.13** : Synoptique d'un récepteur hétérodyne

- Un étage RF dont le rôle est d'effectuer l'adaptation d'antenne, la préamplification et le filtrage,
- Un changement de fréquence (mélangeur) qui effectue le produit de la fréquence  $f_{RF}$  avec la fréquence de l'oscillateur local  $f_{OL}$  pour produire la somme et la différence des deux fréquences,
- Un amplificateur de fréquence intermédiaire qui assure l'amplification du signal modulé et le filtrage de la bande de fréquence centrée sur la fréquence intermédiaire

$$f_{FI} = |f_{OL} - f_{RF}|.$$

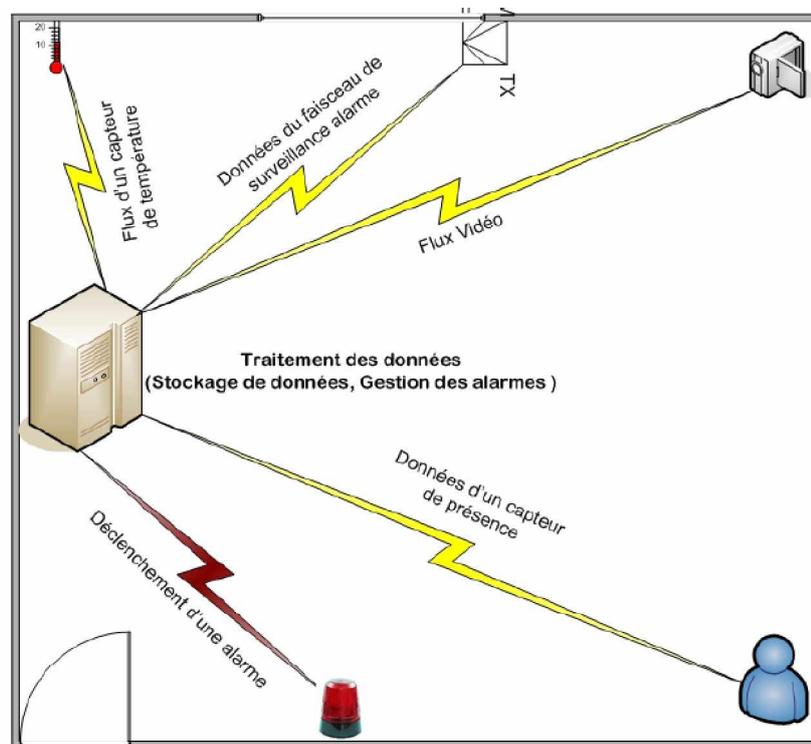
- Un démodulateur (détection) qui restitue le signal modulant transmis,
- Une boucle de contrôle automatique de gain (CAG) qui est une régulation de la tension moyenne de sortie du détecteur,
- Un contrôle automatique de fréquence (CAF) destiné à contrôler la fréquence intermédiaire de façon à ce qu'elle coïncide avec les fréquences d'accord des amplis FI.

## I.6. Transmission en milieu clos

Notre travail consiste à étudier un système de transmission en milieu clos et à le simuler en vue d'en déterminer les performances. Nous allons présenter donc dans le paragraphe suivant les caractéristiques principales de ce type de système.

### I.6.1. Caractéristiques d'une communication en milieu clos

La figure I.14 représente le schéma d'une communication multi-capteurs en milieu clos (par exemple un habitat) qui diffère de la communication classique par un milieu de propagation fermé et un grand nombre de liaisons radioélectriques avec un récepteur central. Les problèmes posés par ce type de transmission et les solutions apportées par les fabricants diffèrent de la transmission classique. Nous allons les examiner dans ce qui suit.



**Fig. I.14** : Système de transmission en milieu clos

### ► **Contraintes du milieu clos**

Le milieu de l'habitat est un milieu à fortes contraintes temporelles. On peut classer ces contraintes en deux catégories : les problèmes posés par les interférences radio et les problèmes posés par le nombre d'utilisateurs.

#### ► **Les interférences radio**

L'émergence des réseaux sans fil et de la téléphonie mobile, que nous venons de décrire, rend le milieu clos, de plus en plus pollué en ondes électromagnétiques. Les ondes réellement perturbantes sont celles que l'on retrouve dans la bande passante et qui ne peuvent pas être filtrés. Les contraintes des interférences radio sont de deux types :

- Brouillage des autres sources. L'allocation des fréquences étant régie par la loi, les systèmes de communication dans le milieu « INDOOR » opèrent sur les mêmes fréquences. Pour des transmissions hauts débits, seulement trois bandes de fréquences sont disponibles (2,4GHz, 5,2GHz ou 60GHz).
- Multi-trajets. Ceux-ci sont dus aux réflexions multiples propres à l'environnement de l'habitat (cloisons, plafond...). Ces réflexions vont créer des ondes dans la même gamme de fréquences mais retardées et atténuées de manière quasi aléatoire.

#### ► **Le nombre d'utilisateurs**

Pour des systèmes émission/réception destinés à la communication dans un environnement clos le nombre d'utilisateurs partageant le même médium devient une contrainte. En effet les réseaux de communication doivent prendre en compte le fait que plusieurs utilisateurs devront cohabiter sur le même canal. Les problèmes suivants sont alors soulevés :

- Sécurisation permettant de garantir la confidentialité des informations transmises.
- Contraintes liées aux techniques de multiplexages (méthodes d'accès) permettant le partage du médium.
- Flexibilité en termes du nombre d'utilisateurs.

### **1.6.2. Les réseaux personnels sans fil (WPAN : Wireless Personal Area Network)**

Les réseaux personnels permettent la communication entre différents appareils dans un rayon réduit. Actuellement, le réseau personnel le plus communément utilisé est celui basé sur la technologie Bluetooth. Deux nouvelles technologies émergent pour ce type de

réseaux : une adaptée à des débits élevés UWB (Ultra Wide Band ou Ultra large bande), tandis que ZigBee autorise des connexions d'équipements faibles consommations.

### ► Bluetooth

Le but principal de cette technologie est de supprimer les câbles et de permettre la transmission de la voix et des données via une liaison radio courte distance. Bluetooth permettait initialement de faire communiquer un appareil maître avec sept autres appareils esclaves. Cette technologie est normalisée sous le nom IEEE 802.15.1. Les spécifications techniques de la dernière norme (Bluetooth 2.0) permettent de bénéficier de débits supérieurs allant jusqu'à 2 ou 3 Mbits/s dans un rayon de moins de 100 mètres. Les appareils compatibles Bluetooth utilisent des ondes radio sur la bande ISM (Industrial Scientific & Médical). Cette bande de fréquence est comprise entre 2,4 et 2,48 GHz, utilisable librement sans licence ni autorisation.

### ► Techniques de transmission en milieu clos

L'étalement de spectre est la technique actuellement développée pour les communications en habitat car elles présentent de nombreux atouts tels que la confidentialité, la faible densité spectrale de puissance et une meilleure démodulation dans le cas de multi-trajets. Les avantages d'une telle technique sont nombreux :

- Un canal unique pour tous les utilisateurs : les utilisateurs ne se voient plus attribués un canal physique, c'est à dire une bande de fréquence, mais un code. Cela simplifie l'organisation des bandes de fréquences et change fondamentalement la notion de canal.
- Une densité spectrale de puissance plus faible : la puissance moyenne du signal reste la même, mais elle est étalée sur toute la bande de fréquence. Cette propriété entraîne une densité spectrale de puissance (qui représente la répartition de la puissance en fonction de la fréquence) plus faible. Ainsi, les autres systèmes de communication seront moins gênés par ce type de communication.
- L'immunité aux interférences : le système ne verra pas les autres signaux codés différemment et ne sera pas gêné par les signaux en bande étroite.
- L'immunité aux effets de multitrajets : si l'on considère que les ondes retardées arrivant sur le récepteur sont des interférences, le système ne verra pas non plus ces ondes.

- Un accès au médium aléatoire : les utilisateurs pourront transmettre à tout moment (méthode d'accès aléatoire codée CDMA).
- Le caractère privé de l'information : l'information ne pourra pas être interceptée par un utilisateur ne possédant pas le code.

### **I.7. Conclusion**

Nous avons présenté dans ce chapitre les différents types de modulations analogiques et numériques qui sont à la base des transmissions et nous avons donné la constitution des émetteurs et récepteurs. Ensuite, nous avons examiné les problèmes posés par les milieux clos et l'une des solutions adoptées pour résoudre ces problèmes, à savoir l'étalement de spectre qui sera l'objet du prochain chapitre.

## II. L'ÉTALEMENT DE SPECTRE

### II.1. Introduction

Les techniques d'étalement de spectre sont largement utilisées de nos jours dans la réalisation de systèmes de télécommunications car elles présentent certaines propriétés très intéressantes par rapport aux techniques classiques.

Nous allons dans ce chapitre examiner ces propriétés et voir comment mettre en œuvre ces techniques.

### II.2. Intérêt de l'étalement de spectre

Initialisées dans le domaine militaire pour assurer une certaine confidentialité aux communications, les techniques d'étalement de spectre (Spread spectrum en anglais) autorisent le partage d'une bande de fréquence et augmentent la résistance aux interférences et signaux parasites.

L'étalement de spectre consiste à étendre la bande de fréquence du signal à transmettre, l'énergie radioélectrique est ainsi répartie comme le montre le schéma de la figure II.1; la densité spectrale de puissance du signal utile est diminuée. Ce signal est perçu comme un bruit pour un utilisateur non concerné par la transmission.

Cela est réalisé grâce à un codage de l'information à transmettre par une séquence pseudo-aléatoire (Pseudo Noise-code, PN code), que nous expliquerons un peu plus loin, connue seulement des utilisateurs.

L'étalement de la bande fréquentielle confère à ce type de transmission différents avantages :

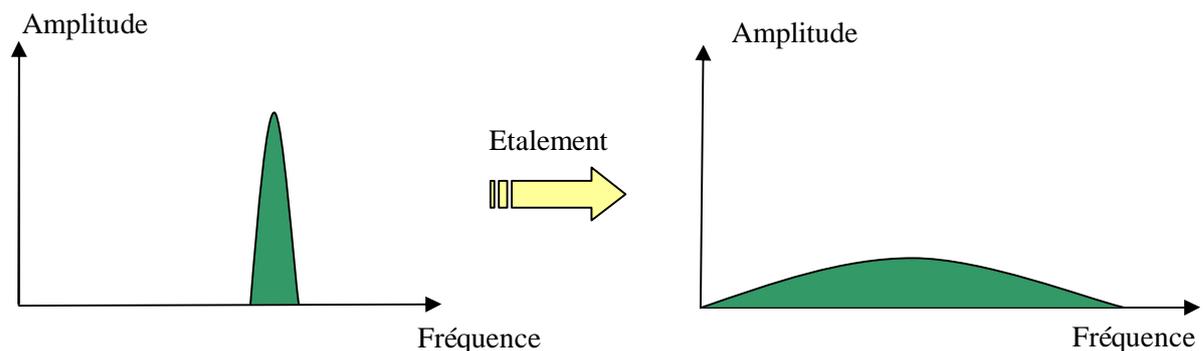
- La densité spectrale du signal étant étalée, elle devient plus faible pour une fréquence donnée et perturbe donc moins les systèmes de communications à bande étroite.

- L'information est codée et répond donc à une règle de transmission. Tout signal ne répondant pas à cette règle ne perturbera pas le récepteur. Cela implique une certaine immunité aux interférences provoquées par d'autres signaux.
- Les effets des multi-trajets sont limités car les ondes retardées peuvent être assimilées à des interférences.
- Grâce au codage de l'information, un utilisateur ne connaissant pas le code ne peut pas l'intercepter.
- L'attribution d'un code par utilisateur permet l'adressage et donc la constitution d'un réseau.
- Le rapport signal sur bruit est amélioré en réception de la valeur du gain en traitement.

L'inconvénient majeur de l'étalement de spectre est son efficacité spectrale ; en effet, à débit donné la largeur de bande doit être plus importante. Cependant, on peut considérer que la bande n'est occupée que partiellement car des transmissions à bande étroite dans cette même bande peuvent se faire sans créer de perturbations.

Les deux principales techniques d'étalement de spectre sont les suivantes :

- L'étalement par sauts de fréquence FH-SS (Frequency Hopping Spread Spectrum)
- L'étalement par séquence directe DS-SS (Direct Sequence Spread Spectrum)



**Fig. II.1:** L'étalement de spectre

Cependant les communications par étalement et communications hertziennes vont de paire. Et ces dernières doivent utiliser la bande de fréquence qui leur est allouées de manière optimale. Il s'agit en effet, d'une part de transmettre un maximum de données utiles par unités de temps entre la source et le destinataire, mais également de fixer les

règles permettant à tous les émetteurs de communiquer de façon optimale. Ces principes basés sur le partage de la ressource sont appelés techniques de méthode d'accès.

Nous ne saurions aborder les techniques d'étalement de spectre sans évoquer les principes de communication à l'intérieur du médium pour que les utilisateurs puissent se partager le canal : c'est les méthodes d'accès.

### **II.3. Les méthodes d'accès**

Il sera évoqué dans cette partie les principes de communication à l'intérieur du médium pour que les utilisateurs puissent se partager le canal. L'accès partagé d'une liaison hertzienne est une application directe des techniques de multiplexage, non pour rationaliser l'utilisation d'un lien mais pour gérer une ressource rare : l'espace de fréquence. Le partage de la voix hertzienne peut être aléatoire ou organisée. Historiquement, il existe trois possibilités de partage :

- Le FDMA (Frequency Division Multiple Access) fractionne l'accès au médium par un partage en fréquence de la bande allouée.
- Le TDMA (Time Division Multiple Access) partage l'accès au médium dans le temps
- Le CDMA (Code Division Multiple Access) permet un accès multiple en nombre d'utilisateurs avec une répartition par code.

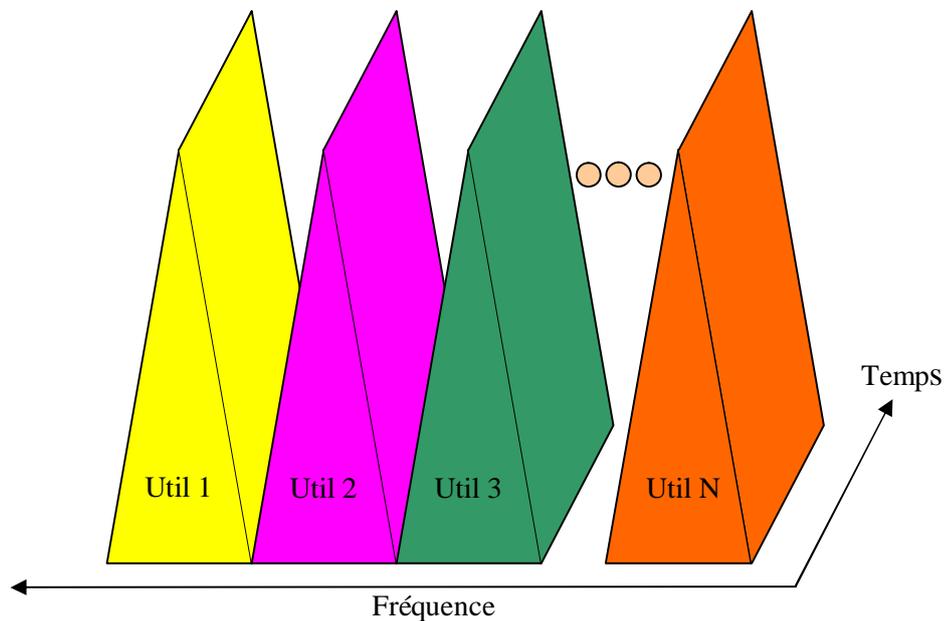
Nous présenterons dans ce qui suit chacune de ces méthodes d'accès et conclure quant à la méthode la plus intéressante que nous utiliserons.

#### **II.3.1. L'accès multiple à répartition de fréquence**

Application direct du multiplexage fréquentiel, le AMRF (ou FDMA: Fréquence Division Multiple Accès) est la technique la plus ancienne où les utilisateurs se partagent la bande passante du canal alors divisée. Chaque utilisateur se voit allouer une fréquence porteuse différente. La figure II.2 illustre le principe de répartition en fréquence du FDMA.

Il peut alors émettre en continu dans sa bande de fréquence propre. La largeur de la bande étant plus réduite que la bande totale autorisée, elle permet à cette technique d'être moins sensible aux interférences. Son inconvénient majeur est le manque de souplesse pour la réalisation d'un débit variable. Le nombre d'utilisateurs est fixé par le nombre de synthétiseurs de fréquence implantés dans le système. La technique FDMA est bien

adaptée à la transmission de signaux analogiques. Elle est très souvent utilisée dans les satellites de diffusion d'émissions de télévisions ou de radiodiffusion.

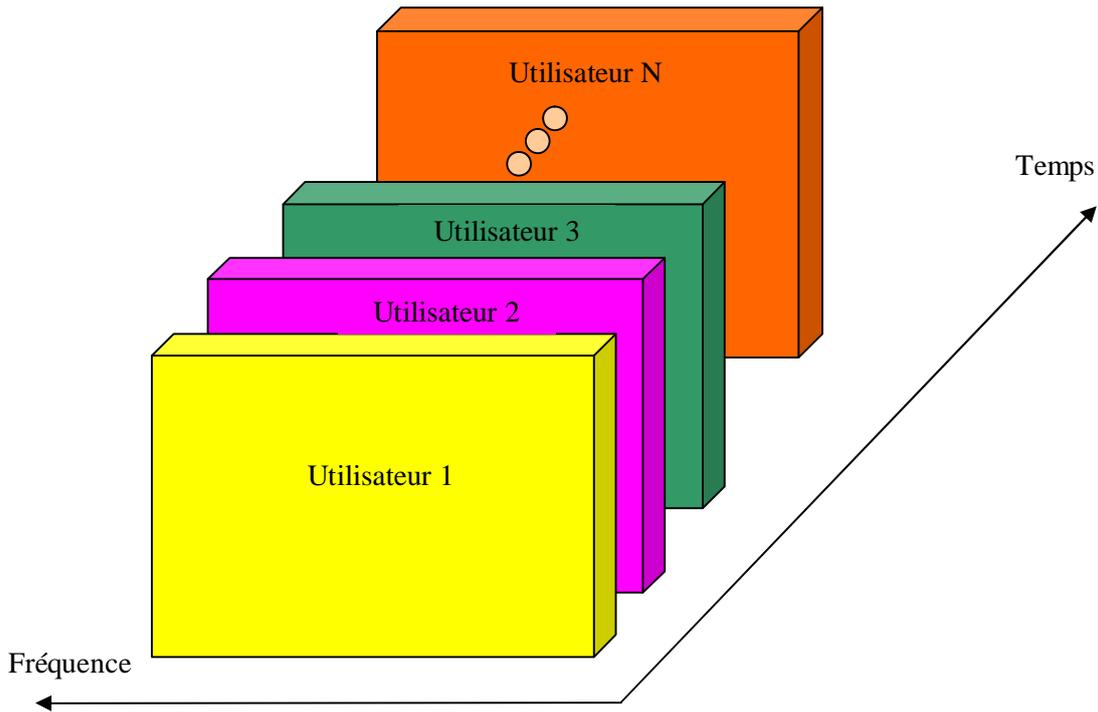


**Fig. II.2:** Représentation temps-fréquence du FDMA

### II.3.2. L'accès multiple à répartition dans le temps

Contrairement à la méthode précédente où chaque utilisateur travaille sur une porteuse différente, le AMRT (ou TDMA: Time Division Multiple Accès) utilise ici une fréquence fixe, son émission est alors restreinte à des intervalles de temps prédéfinis. Cette technique dérive du multiplexage temporel. La figure II.3 illustre le principe de répartition dans le temps du TDMA.

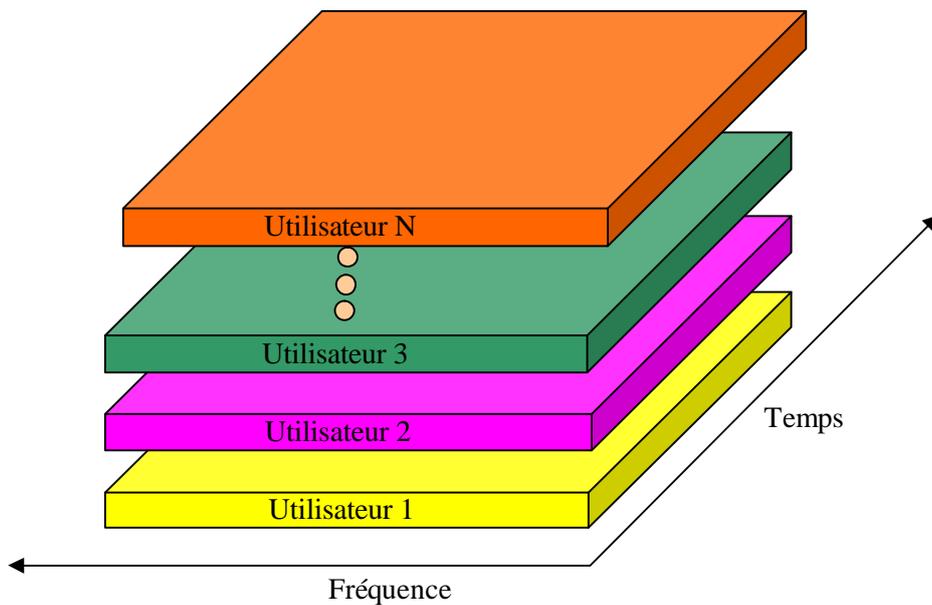
Le temps est ainsi découpé en intervalles de longueurs fixes ou « Slots ». Nous ne pouvons pas émettre en continu, mais seulement à certains instants définis de façon périodiques, la transmission se faisant en rafales, le débit est plus grand que pour le FDMA mais entraîne une sensibilité plus importante aux interférences (un retard peut dégrader l'intervalle de temps suivant). Son inconvénient principal est la nécessité d'une station directrice qui synchronise l'accès au canal.



**Fig. II.3:** Représentation temps-fréquence du TDMA

**II.3.3. L'accès multiple à répartition par les codes**

La technique du AMRC (ou CDMA: Codes Division Multiple Accès) repose sur l'accès du canal par tous les utilisateurs, qui pourront émettre en continu et sur toute la largeur de bande disponible. Ce principe est généralement identifié comme une technique d'étalement de spectre. La figure II.4 illustre cette technique.



**Fig. II. 4:** Représentation temps-fréquence du CDMA

Ici, 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. La récupération de l'information se fait en réalisant l'opération inverse, c'est-à-dire en décorrélant avec le code utilisateur identique. L'émission de chaque utilisateur est alors perçue par les autres utilisateurs comme un bruit. L'inconvénient de cette méthode est la diminution du débit réel dans la mesure où chaque bit de données sera codé par un mot de longueur inférieur et variable.

### **II.3.4. Critère de choix sur les méthodes d'accès**

Le mode TDMA paraît plus performant que le mode FDMA en terme de débit et de souplesse, mais la méthode d'accès la plus adéquate pour les milieux clos apparaît être le CDMA car elle répond aux besoins suivants :

- Sécurisation de l'information grâce à la signature par code,
- Flexibilité car elle se superpose facilement à un système existant (peu perturbatrice et forte immunité aux perturbations grâce à l'étalement de spectre),
- Souplesse en termes de nombres d'utilisateurs et de débits grâce au code d'étalement,
- Accès parfaitement aléatoire.

D'un point de vue des interférences, des études ont montré que le TDMA et le FDMA étaient plus avantageux si le milieu de propagation n'introduisait pas d'évanouissements. Dans le cas contraire, on montre que grâce à l'étalement de spectre, le CDMA garantit de meilleures performances en milieu clos.

## **II.4. Les principales techniques d'étalement**

Nous toucherons dans cette partie aux deux techniques les plus couramment utilisées à savoir l'étalement de spectre par saut de fréquence et l'étalement de spectre par séquence directe.

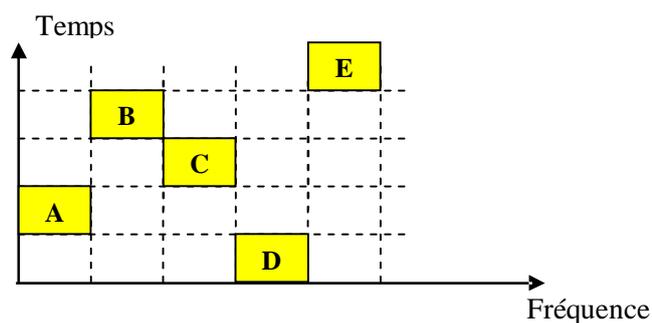
### **II.4.1. L'étalement de spectre par sauts de fréquence FH-SS**

Dans cette technique tout le spectre de fréquence disponible est occupé par l'ensemble de canaux. Cependant, périodiquement selon une séquence pseudo-aléatoire connue des couples émetteur-récepteur la fréquence (canal) utilisée change. La figure II.5 illustre ce principe. Ce saut de fréquence peut être soit rapide (Fast FH-SS) ou lent (Low FH-SS)

selon que le rythme des sauts est bien supérieur ou bien inférieur au rythme des symboles.

Les avantages du FH-SS sont :

- Sa résistance aux interférences bandes étroites présentes dans la bande du canal
- Sa résistance aux problèmes de near/far. Les problèmes de near/far sont provoqués lorsque des utilisateurs (A) d'un système fonctionnant en CDMA placés trop près d'un récepteur écoutant un utilisateur (B). En effet, si la puissance de (A) est trop importante alors la corrélation entre le code du récepteur et le message de (A) peut être supérieure à la corrélation du code récepteur et du message issu de (B). Dans ce cas, le récepteur n'accroche plus (B) et perd l'information. Là encore, grâce aux sous-canaux, le FH-SS est mieux immunisé car le problème ne se posera que lorsque (A) et (B) seront sur la même fréquence porteuse, alors qu'en DS-SS, que nous verrons plus loin, le problème est permanent. Les inconvénients se trouvent dans la complexité de la réalisation et au niveau des performances de la synchronisation. En effet, pour que le récepteur se synchronise, il faut avoir une horloge commune pour l'émetteur-récepteur qui sera gérée par un utilisateur maître. Le gain en traitement dépend de la longueur de la séquence de sauts de fréquence mais aussi des performances des synthétiseurs.



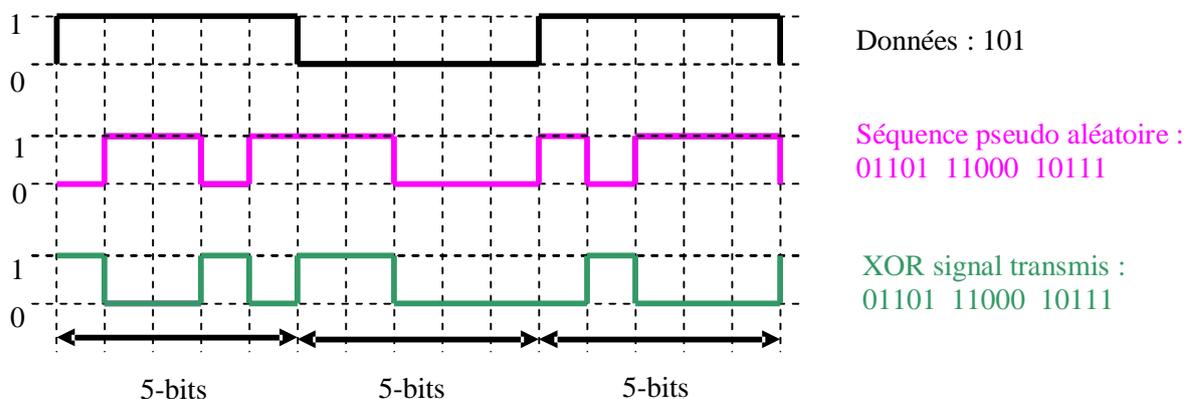
**Fig II.5** : Principe de l'étalement de spectre par saut de fréquence  
Séquence de sauts : D A C B E

#### II.4.2. L'étalement de spectre à séquence directe DS-SS

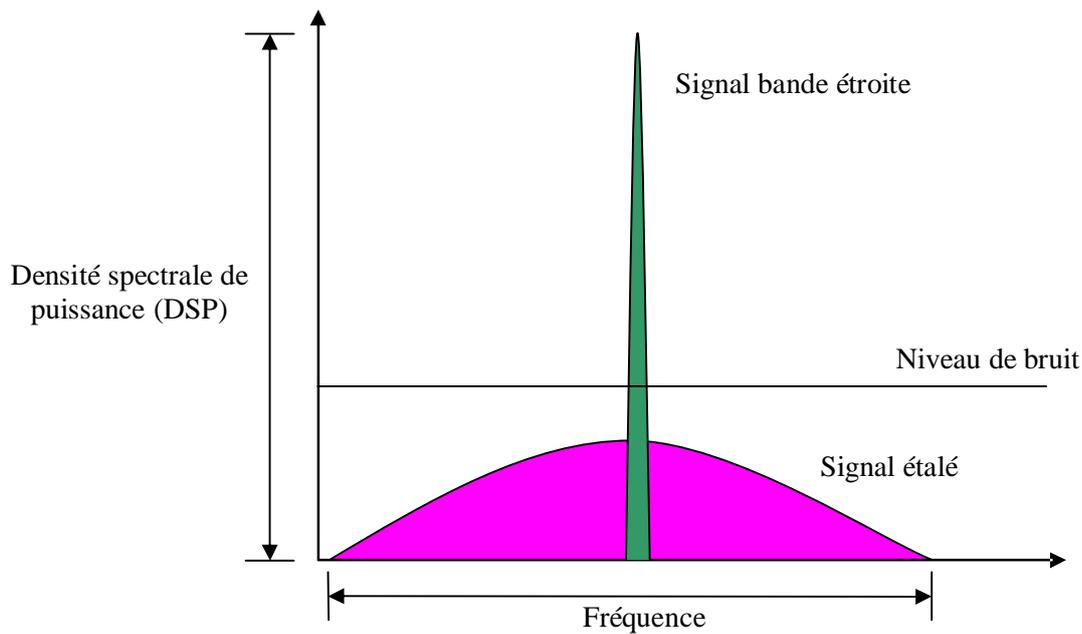
L'étalement de spectre à séquence directe autorise chaque canal à utiliser l'intégralité de la bande de fréquence allouée mais chaque communication utilise un code unique

(AMRC, Accès Multiple à Répartition par Code ou CDMA, Code Division Multiple Accès).

Le AMRC consiste à multiplier le signal binaire par une séquence binaire pseudo aléatoire tel qu'à un bit du signal binaire correspondant N « bits » du signal émis. Le débit d'information est mesuré en bit/s, alors que le débit du signal émis s'exprime en chip/s. En réception le signal reçu est multiplié par la même séquence, on retrouve ainsi le signal binaire d'origine. Un autre signal binaire utilisant la même porteuse étalé avec une séquence binaire non corrélée avec la précédente (codage dit orthogonal) sera considéré au décodage par le premier comme du bruit de fond. Le DS-SS autorise l'utilisation d'un même canal de fréquence par plusieurs sources : c'est le principe du multiplexage. Cette technique n'augmente pas la capacité du canal, mais elle autorise un multiplexage efficace sans qu'il soit besoin de coordonner les différentes stations comme dans l'accès multiple à répartition de temps AMRT. L'exemple de la figure II.6 illustre cette technique. Dans la figure II.7, nous avons représenté le spectre du signal étalé et du signal non étalé.



**Fig. II. 6:** Principe de l'étalement de spectre à séquence direct



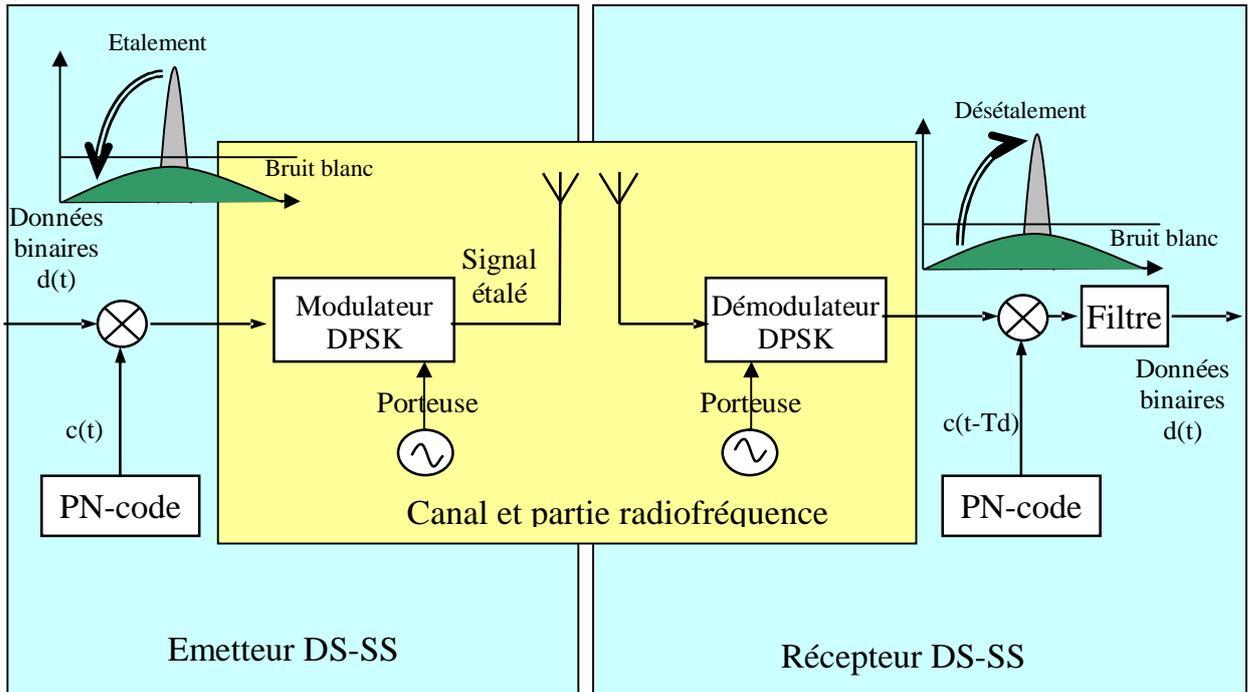
**Fig II. 7:** Spectre du signal étalé en DS-SS

La technique d'étalement que nous utiliserons est celle à séquence directe pour les raisons suivantes :

- Un meilleur temps d'accroche comparé au FH-SS
- Une synchronisation plus simple car chaque utilisateur peut se synchroniser sur son code reçu alors qu'en FH-SS, une horloge commune est gérée par un utilisateur maître.
- Une meilleure efficacité spectrale car contrairement au FH-SS, toute la bande est allouée ce qui permet d'éviter les fréquences de garde entre canaux.
- Et surtout une plus grande facilité de réalisation au vu du matériel informatique disponible.

### **II.5. Principe de l'étalement de spectre à séquence directe**

L'étalement de spectre par séquence directe (DS-SS) est une modulation de la trame de symbole à transmettre  $d(t)$  par une séquence d'étalement pseudo-aléatoire  $c(t)$  (Code d'étalement ou Pseudo-Noise Code). Le PN-Code va ainsi diviser le code à transmettre en sous intervalles dénommés « Chip » de période bien plus petite que celui du bit à transmettre (la période du bit à transmettre étant le temps symbole). La mise en œuvre de l'étalement de spectre par séquence directe est illustrée par les figures II.8.

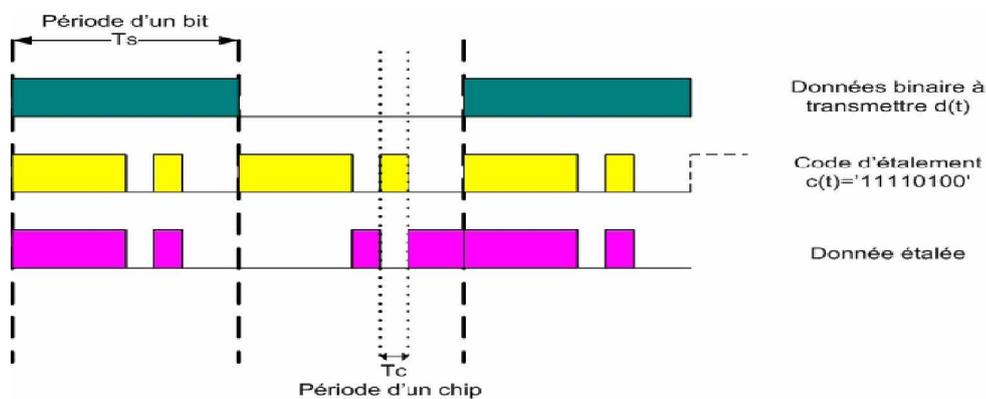


**Fig. II.8 :** Mise en œuvre de l'étalement de spectre

Les trois principales fonctions à mettre en œuvre pour la technique DS-SS sont la génération des codes d'étalements (PN-Code), la corrélation à l'émission qui permet d'étaler la donnée à transmettre et la décorrélation à la réception qui permet de récupérer la donnée transmise en remontant le signal au dessus du bruit.

### II.5.1. Les séquences pseudo-aléatoires

Le code d'étalement, comme nous l'illustrons sur la Figure II.9, permet de diviser en sous intervalles le bit à transmettre. Pour ce faire, il suffit de multiplier, au sens booléen du terme (Non Ou Exclusif) la donnée à émettre et le code d'étalement  $c(t)$ .



**Fig. II.9 :** Exemple d'un codage par étalement de spectre à séquence directe

Les séquences pseudo-aléatoires  $c(t)$  possèdent des propriétés mathématiques particulières.

- Tout d'abord, afin de ne pas modifier les propriétés statistiques du signal émis (et par conséquent son spectre), elles doivent être le plus faiblement auto-corrélées :

$$R_c(t) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} c(t)c(t-t) dt ; 0 \quad \text{pour } t \neq 0$$

où  $R_c(t)$  représente la fonction d'autocorrélation de  $c(t)$ .

- Afin d'assurer la sécurité et d'éviter le brouillage des sources entre-elles, les séquences doivent être le plus faiblement intercorrélées :

$$R_{c_i c_j}(t) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} c_i(t).c_j(t-t) dt ; 0$$

où  $c_i$  et  $c_j$  représentent deux séquences différentes.

- Enfin, pour permettre la synchronisation, elles doivent posséder un pic d'autocorrélation le plus étroit possible :

$$R_c(0) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} c(t).c(t) dt ; 1$$

Comme ces propriétés sont celles d'un processus stochastique proche du bruit, on les nomme séquences pseudo-aléatoire (ou pseudo-noise sequences en anglais).

Au vu de ces propriétés mathématiques, il semble important que la synchronisation, entre le code à la réception et le code à l'émission se fasse correctement. Dans le cas d'un écart temporel entre les deux codes, seul le bruit étalé pourra être récupéré au niveau du récepteur. Cet organe de synchronisation permet de rechercher rapidement un pic d'autocorrélation dans le signal. Il sera détaillé dans le chapitre suivant.

### II.5.2. Génération des séquences pseudo-aléatoires

La plupart des algorithmes pseudo-aléatoires essaient de produire des sorties qui sont uniformément distribuées. Une classe très répandue de générateurs utilise une congruence linéaire. D'autres s'inspirent de la suite de Fibonacci en additionnant deux valeurs précédentes ou font appel à des registres à décalage dans lesquels le résultat précédent est injecté après une transformation intermédiaire.

Le développement des algorithmes générant des nombres pseudo-aléatoires est très lié à celui de la cryptographie, l'importance militaire et économique de cette science ayant motivé de nombreuses recherches au cours de l'histoire.

Les cryptages utilisés traditionnellement jusqu'au XIX<sup>ème</sup> siècle reposaient essentiellement sur le secret autour de la méthode utilisée, et sur l'absence de traitement de masse. De nos jours, de telles méthodes sont impraticables car il existe de nombreuses théories statistiques qui permettent de retrouver l'algorithme de génération à partir de ses résultats. En outre, les techniques de cryptage ne peuvent plus être gardées secrètes, et en 1883, Auguste Kerckhoffs exposera une règle fondamentale de la cryptographie moderne : la sécurité d'un système ne doit pas reposer sur la méconnaissance de la méthode de cryptage. Cette règle, accompagnée par le développement des algorithmes de chiffrement par clé, marquera le début de l'essor des générateurs pseudo-aléatoires.

Leur importance est toutefois restée limitée tant que les moyens physiques de calcul n'ont pu supporter les longs et répétitifs calculs qu'ils nécessitent. C'est pourquoi leur émergence n'a vraiment commencé qu'en 1946, quand John Neumann publie son générateur middle-square. C'est durant les années qui suivirent que la plupart des algorithmes rapides et populaires virent le jour : en 1948 D. H. Lehmer introduit les générateurs congruentiels linéaires qui seront améliorés en 1958 par G.J. Mitchell et D.P. Moore ; et deviendront par la suite extrêmement répandus, la plupart des fonctions de cryptage basique y ayant recours.

Ces premiers générateurs pseudo-aléatoires possèdent malgré leur large popularité des propriétés statistiques assez mauvaises, et ne répondaient pas aux besoins des cryptographes. Plus récemment, des algorithmes robustes vis-à-vis des analyses statistiques ont été élaborés, comme l'algorithme Mersenne Twister (1997) ou encore la méthode de Fibonacci.

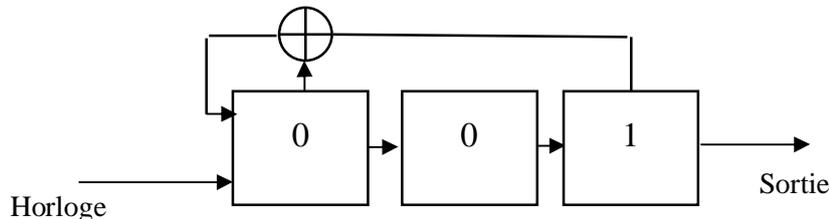
Il existe différentes familles de codes pseudo-aléatoires. Parmi les périodiques, davantage utilisées en CDMA car plus souples à utiliser et à générer, il existe cinq catégories selon la longueur  $N$  du code :

- Les M-séquences (Maximal-length sequences)
- Les séquences de Legendre
- Les séquences de Hall

- Les séquences Gold qui est la somme de deux M-séquences

### ► Exemple des M-séquences

Un générateur m-séquences est typiquement constitué de n bascules en cascade (circuit à décalage) dont certaines sont rebouclées à travers un ou exclusif. Un exemple simple de trois étages est représenté en figure II.10.



**Fig. II.10** : Générateur m-séquences

Les différents états du registre ont les suivants :

001,100, 110, 111, 011, 101, 010, puis à nouveau 001

Avec n étages, la longueur maximale des séquences pseudo-aléatoires est de  $N=2^n-1$  (les m-séquences). L'état tout à zéro est interdit (puisqu'auto entretenu). Le rebouclage résulte de calculs mathématiques issu de l'algèbre des polynômes : Le générateur est construit sur le polynôme caractéristique (approche mathématique) par exemple :

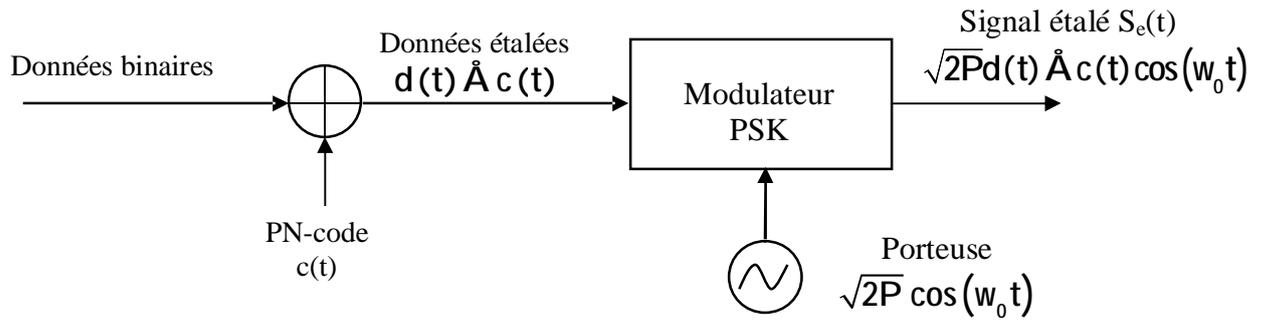
$x^{15} + x^{13} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + 1$  indique des bouclages sur les étages 5, 7, 8, 9, 13 et 15.

Ces m-séquences ont une fonction d'auto-corrélation avec un maximum pour zéro décalage à  $2^n-1$ , et une valeur négligeable (-1) pour toute autre valeur du décalage.

Ces codes quasi-orthogonaux sont dits linéaires et n'offrent pas une protection (cryptage) très élevée : on peut les déchiffrer à partir d'une connaissance partielle de la séquence.

### II.5.3. L'étalement à l'émission

L'étalement de spectre correspond à l'addition (ou exclusif) du PN-Code généré à l'émission avec la donnée binaire éventuellement codée à émettre comme l'illustre la figure III.12.



**Fig II.11:** Principe de l'étalement de spectre à l'émission

Supposons que  $c(t)$  soit une séquence NRZ (Non Retour à Zéro) prenant ses valeurs dans l'alphabet  $\{-1, +1\}$ ,  $c(t)$  s'écrit alors :

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n \cdot g(t - nT_c)$$

où  $g(t - nT_c)$  est la forme du signal (Signal Shape), et  $c_n$  représente la séquence transmise tirée d'un alphabet binaire  $\{-1, +1\}$ .

Supposons ensuite que  $s_d(t)$  soit un signal DBPSK (Differential Binary Phase Shift Keying) défini comme suit :

$$s_d(t) = a(t) \cos(\theta_d(t) + \omega_0 t)$$

Avec  $\omega_0$  la pulsation de la fréquence porteuse,  $a(t) = \sqrt{2P}$  l'enveloppe constante d'une porteuse de puissance  $P$  et  $\theta_d(t)$  la phase de modulation faisant des sauts de  $180^\circ$  codant l'information transmise en différentiel. Il apparaît alors que le signal peut aussi être exprimé de la manière suivante :

$$s_d(t) = \sqrt{2P} d(t) \cdot \cos(\omega_0 t)$$

avec  $d(t)$  l'information codée en différentiel.

Une fois étalé, le signal à transmettre est noté :

$$s_e(t) = \sqrt{2P} c(t) \hat{A} d(t) \cdot \cos(\omega_0 t)$$

A partir de la densité spectrale de puissance du signal NRZ, on obtient la densité spectrale de puissance de  $s_d(t)$  et de  $s_e(t)$  si l'on considère que  $c(t)$  est parfaitement aléatoire.

Cette hypothèse n'est pas loin de la réalité puisque les séquences sont calculées pour être faiblement corrélées. Les densités spectrales de puissance du signal représentant les données  $S_{sd}$  et du signal étalé en sortie de l'émetteur sont :

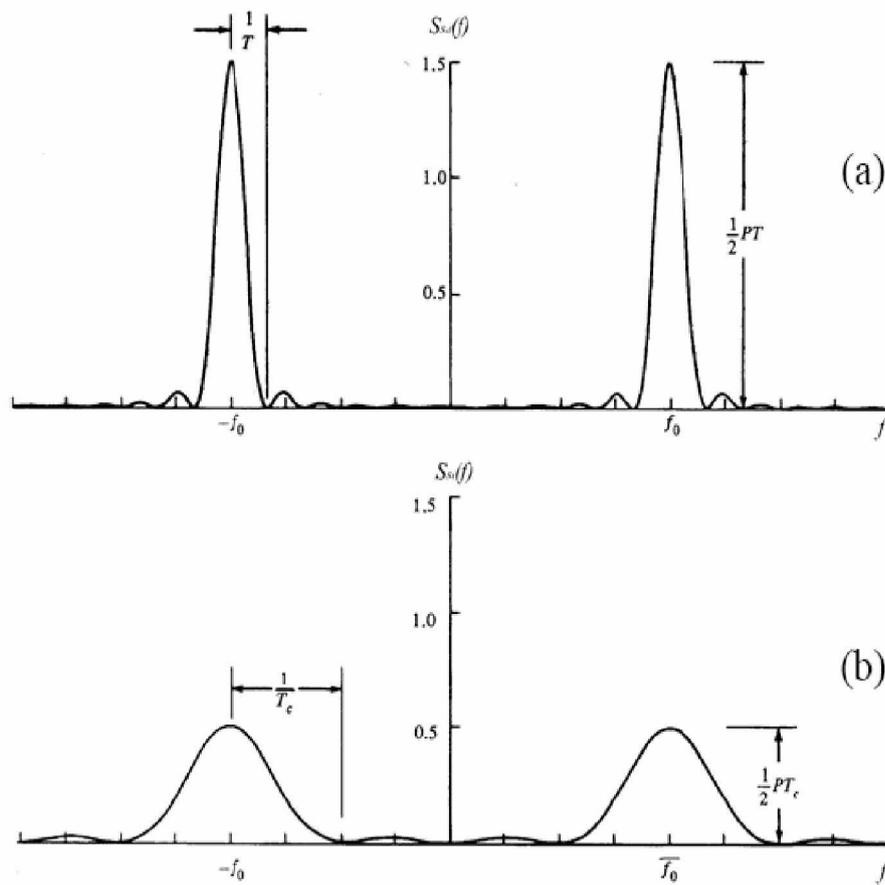
$$S_{s_d}(f) = \frac{1}{2} P T_s \left\{ \text{sinc}^2 \left( \frac{f-f_0}{T_s} \right) + \text{sinc}^2 \left( \frac{f+f_0}{T_s} \right) \right\}$$

$$S_{s_e}(f) = \frac{1}{2} P T_c \left\{ \text{sinc}^2 \left( \frac{f-f_0}{T_c} \right) + \text{sinc}^2 \left( \frac{f+f_0}{T_c} \right) \right\}$$

où  $T_s = N T_c$ .

Leur représentation associée est illustrée sur les figures (a) et (b) de la figure II.12 dans le cas d'un facteur d'étalement de longueur  $N=3$ .

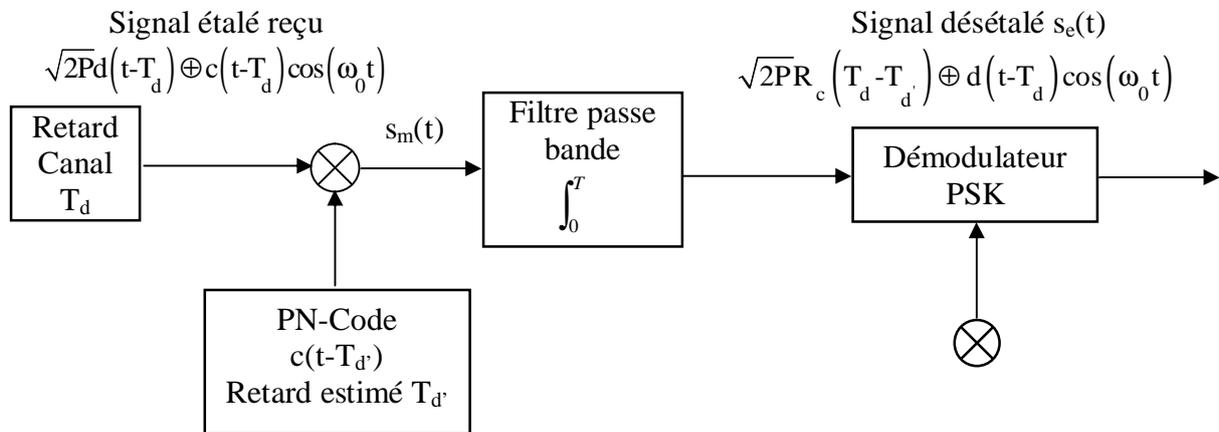
On observe que la densité spectrale du signal étalé est divisée par  $N$  alors que le spectre est étalé de la valeur  $N$ .



**Fig. II.12:** Densité spectrale de puissance du signal de données et du signal de données étalé ( $N=3$ )

### II.5.4. Le désétalement par corrélation

A la réception, le désétalement s'obtient en corrélant le signal reçu avec un PN-code généré localement et identique à celui utilisé en émission. La figure II.13 en illustre le principe.



**Fig. II.13** : Principe de la décorrélation à la réception

L'opération de décorrélation est un point crucial de l'organe de réception. Pour qu'elle se passe correctement, il faut estimer le retard  $T_d$  apporté par le canal. Cette estimation sera faite par l'organe de synchronisation que nous aborderons dans le chapitre suivant. Le signal en sortie du multiplieur s'exprime par :

$$s_m(t) = \sqrt{2P} \cdot c(t-T_d) \cdot c(t-T_d') \cos\left(\frac{\omega_0}{2} t + q_d(t-T_d)\right)$$

où  $T_d'$  est le retard estimé. Si on suppose que la corrélation est totalement réalisée après le filtrage passe-bande (qui réalise ainsi une fonction d'intégration) et que l'on néglige les distorsions apportées par ce filtre, alors le signal en sortie du décorrélateur est :

$$s_c(t) = s_m(t) \Big|_{\text{filtré}} = \sqrt{2P} \cdot R_c(T_d - T_d') \cos\left(\frac{\omega_0}{2} t + q_d(t-T_d)\right)$$

Si la synchronisation joue son rôle correctement alors  $T_d = T_d'$  ce qui rend la fonction d'autocorrélation  $R_c$  maximale (égale à 1) et le signal est correctement désétalé. Si par contre  $|T_d| > T_d'$ , les propriétés d'autocorrélation entraînent une fonction  $R_c$  minimale. C'est pourquoi la partie synchronisation et en particulier la poursuite seront les organes qui détermineront les performances du système.

La partie décorrélacion ne peut évidemment se dérouler correctement que si les PN-codes de l'émission et de la réception sont égaux. En effet si la donnée binaire est étalée

avec un PN-Code  $c_i(t)$  et que la décorrélation se fait avec un PN-Code  $c_j(t)$ , le signal en sortie du corrélateur s'exprime de la manière suivante :

$$s_d(t) = \sqrt{2P} \cdot c_i \cdot c_j(t) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{T} \omega_0 t + \varphi_d(t - T_d)\right) = 0$$

au vue des propriétés d'intercorrélation.

## II.6. Bruit, interférences dans les systèmes à étalement de spectre

Une propriété importante de la corrélation en réception est l'augmentation du rapport signal sur bruit en sortie du démodulateur d'un gain (dénommée  $G_p$ ) par rapport au rapport signal sur bruit en entrée du démodulateur :

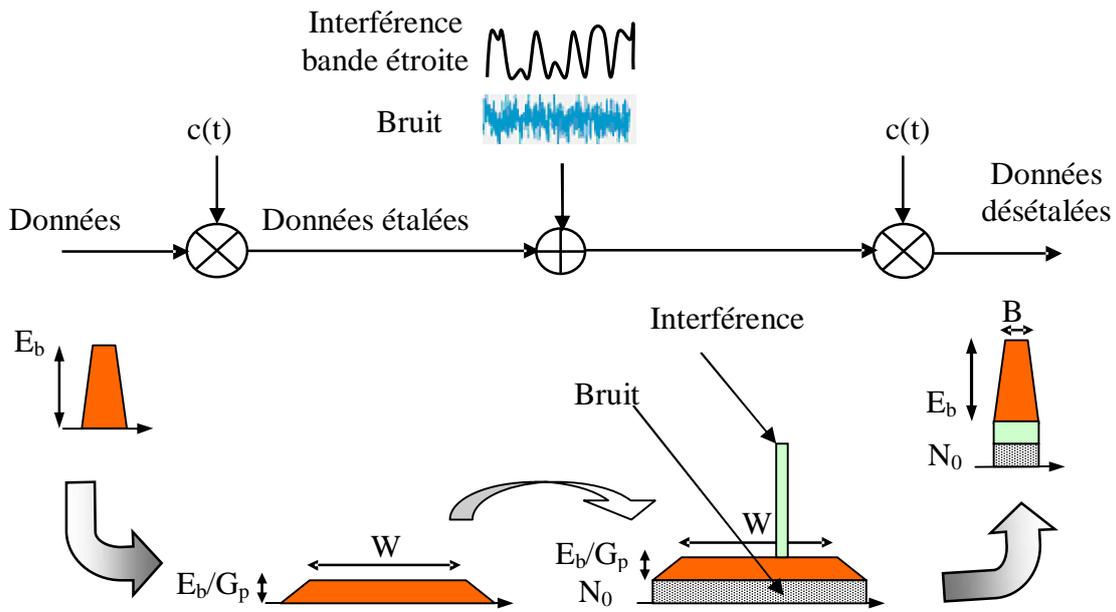
$$G_p = 10 \log_{10}(N) = \left( \frac{S}{B} \right)_{\text{sortie démodulateur}} - \left( \frac{S}{B} \right)_{\text{entrée démodulateur}}$$

Ce gain, dénommé gain en traitement, ou gain en processus ( $G_p$ ) est directement fonction du facteur d'étalement  $N$ .

Les conséquences de l'interférence et du bruit sur l'étalement du spectre sont illustrées sur la figure II.14.

Si une interférence (une perturbation en bande étroite) est ajoutée sur le canal entre l'émetteur et le récepteur, il sera au niveau du récepteur multiplié par le code, donc étalé, sa densité spectrale sera diminuée dans le rapport d'étalement (gain  $G_p$ ), et passera inaperçu.

En revanche, si le bruit est en bande large tel que le bruit blanc gaussien, plus la bande est large plus la puissance du bruit est importante (densité spectrale constante). Le bruit blanc gaussien est une fonction dont les composantes fréquentielles ont la même amplitude (au sens transformée de Fourier), tandis que l'amplitude de la fonction elle-même à chaque instant est distribuée selon une loi Normale (cloche de Gauss)



**Fig. II.14** : Interférence et bruit

## II.7. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les principes fondamentaux de l'étalement de spectre avec une étude des différentes variantes en particulier l'étalement de spectre par séquence directe qui est l'objet du projet. Nous avons pu constater les éléments essentiels de cette technique qui sont les séquences pseudo-aléatoires pour étaler le spectre à l'émission, le même code à la réception associé aux organes de synchronisation et de verrouillage pour le désétalement.

## III. LES ORGANES D'ACQUISITION ET DE POURSUITE

### III.1. Introduction

Nous développerons dans ce chapitre la structure des systèmes de synchronisation et de poursuite. En effet pour que le désétalement se passe correctement, il est nécessaire que le PN-Code soit en phase avec le signal reçu, ainsi l'erreur de corrélation sera minimisée et le gain de traitement maximisé. C'est dans ce contexte que seront abordés dans cette partie les différentes techniques de synchronisation et de poursuite pour enfin de compte adopter celle convenant le mieux à notre système. Cependant elle ne sera pas calquée exactement sur l'étude théorique que nous ferons car le logiciel Simulink présente des contraintes du à l'absence de certaines fonctions (version limitée).

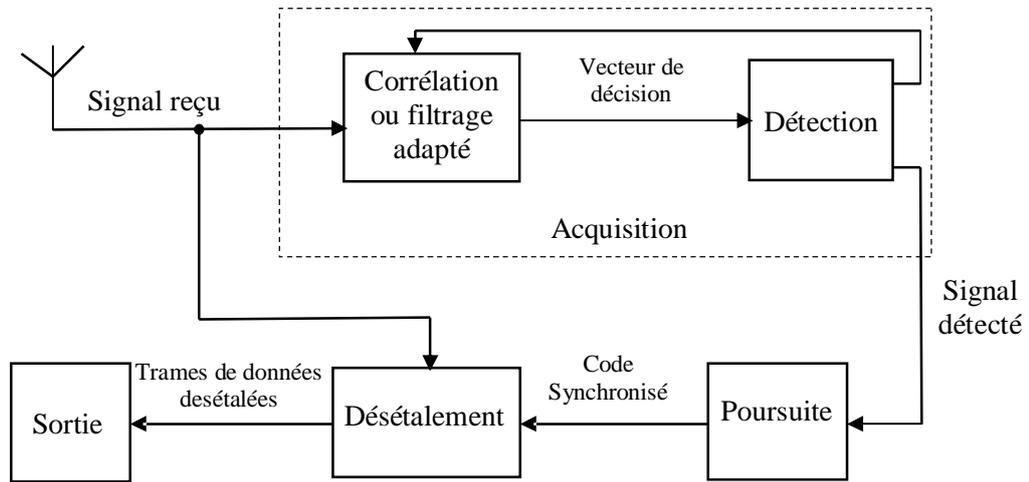
### III.2. Problématique de la synchronisation d'un organe à étalement de spectre

Le code pseudo-aléatoire d'étalement présente de bonnes propriétés d'autocorrélation comme nous l'avons précédemment vu au deuxième chapitre, ce qui autorise la synchronisation lors d'une intercorrélation. En effet, pour que le désétalement se passe correctement, il est nécessaire que le PN-Code soit en phase avec le signal reçu ceci permettra de minimiser l'erreur de corrélation et donc de maximiser le gain en traitement.

La synchronisation du PN-Code est donc un point crucial au niveau du récepteur et se déroule en deux étapes :

- La première fonction que nous appellerons «acquisition» permet d'aligner le code identique à l'émission et localement généré avec le signal reçu grâce à la détection d'un seuil d'autocorrélation.
- La deuxième fonction, la « poursuite » permet de maintenir un alignement fin des données reçues.

La figure III.1 illustre ces différents éléments en présentant un schéma synoptique de l'ensemble de synchronisation en réception.

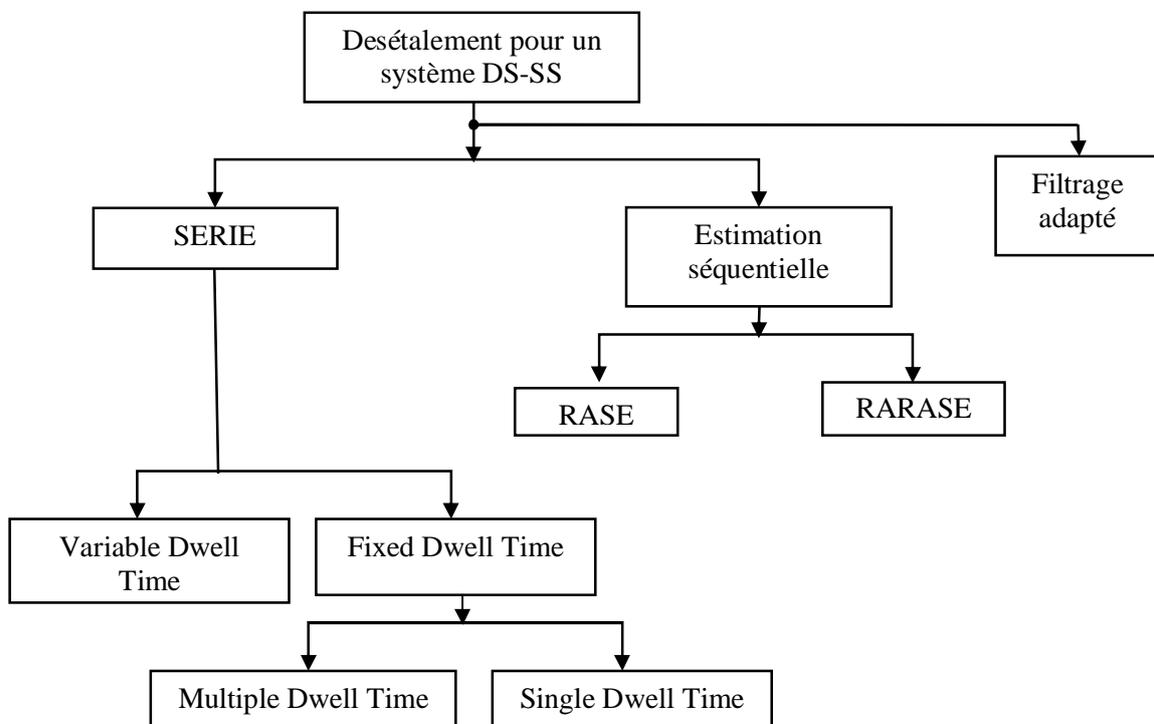


**Fig. III.1:** Schéma de principe de l'organe « acquisition poursuite »

Par la suite, nous présenterons le principe de fonctionnement mis en oeuvre pour différents organes utilisés pour les fonctions acquisition et poursuite. Nous présenterons dans ce cadre deux dispositifs permettant l'acquisition pour un système à étalement de spectre en milieu bruité avec les performances associées.

### III.3. Principes de mise en oeuvre de la fonction acquisition

Les différents moyens pour retrouver l'origine du PN-Code pour un système à étalement de spectre sont résumés dans l'organigramme de la figure III.2.



**Fig. III.2.** Organigramme des différentes possibilités d'acquisition

Les recherches pour l'origine du PN-Code, dans l'étage désétalement, peuvent se décomposer en deux catégories :

- Le filtrage adapté: cette structure permet d'utiliser un filtre adapté au code d'étalement.
- La corrélation : ces structures sont basées sur l'emploi d'un ou plusieurs corrélateurs.

Ils existent deux principales techniques qui sont :

–La recherche Série examine toutes les possibilités d'alignement du PN-Code généralement à l'aide de détecteur. Les possibilités d'alignement peuvent se faire soit pour une période fixe (qui peut être simple ou multiple), soit pour une période variable.

–Une estimation séquentielle du PN-Code qui permet à partir du signal reçu de retrouver le PN-Code.

L'étage de détection est quant à lui composé d'un détecteur de maximum de vraisemblance permettant d'évaluer à partir du vecteur de décision, quelle information a été transmise.

### III.4. Mise en œuvre de la fonction acquisition

L'acquisition se base sur deux principes à savoir la corrélation et le filtrage adapté.

#### III.4.1. L'acquisition par corrélation

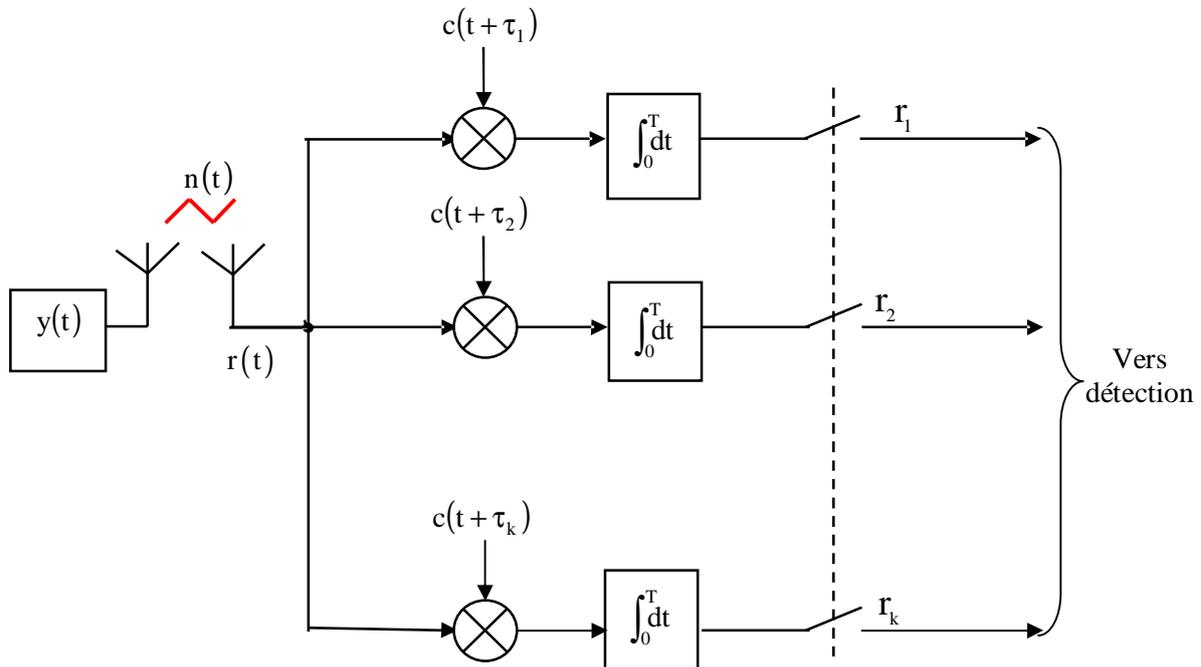
La méthode dite de la corrélation consiste à multiplier le signal reçu  $r(t)$  et le PN-code  $c_i(t)$  suivie par une intégration de ce résultat sur une durée  $T$  comme illustré sur la figure III.3. On récupère ainsi l'image de l'onde transmise et donc de l'information. Dans le cas de l'acquisition par corrélation en réception, le principe repose sur la mise en parallèle de plusieurs branches, réalisant chacune cette fonction corrélation entre le signal bruité reçu et le code d'étalement volontairement retardé.

Le signal  $r(t)$  passe à travers  $K$  corrélateurs en parallèle qui assurent l'image  $r_i(t)$  composée par chaque branche de corrélation. On obtient alors l'équation suivante :

$$r_i(t) = \int_0^{T_c} r(t) \cdot c_i dt = \int_0^{T_c} [y(t) + n(t)] \cdot c_i(t) dt$$

avec  $r(t)$  le signal étalé reçu,  $y(t)$  le signal émis,  $n(t)$  le bruit et  $c(t)$  le PN-Code.

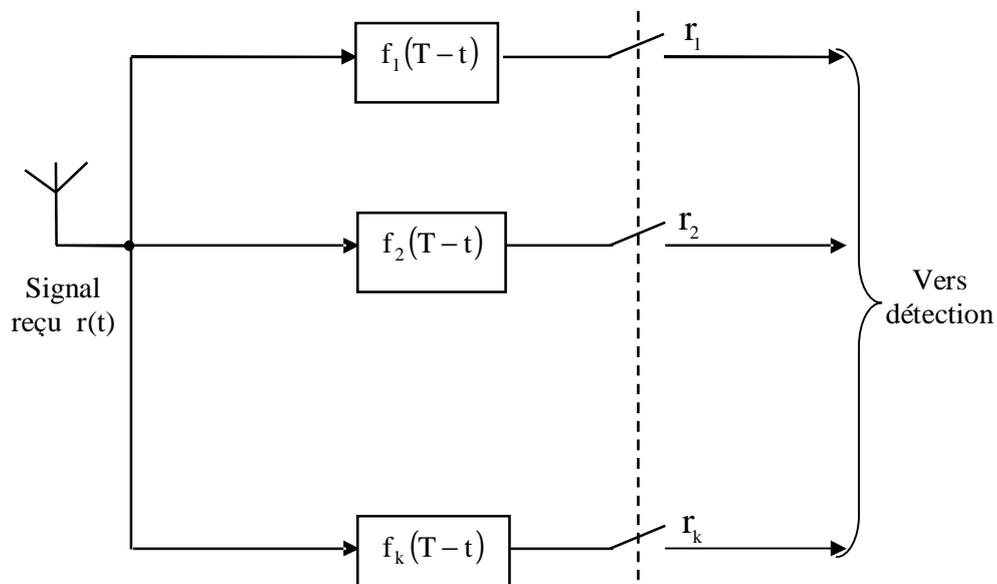
A partir de la banque de résultats  $r_u(t)$ , en fin de chaque branche, nous trouvons la fonction détection, non représentée ici, qui sera décrite dans une partie ultérieure.



**Fig. III.3 :** Synchronisation par corrélation

### III.4.2. L'acquisition par filtrage adapté

La deuxième méthode qui se nomme filtrage adapté consiste en la recherche d'un filtre  $f(t)$  tel que le rapport signal sur bruit soit maximal à l'instant de la décision  $T$ . La figure III.4 illustre ce principe.



**Fig. III.4 :** Acquisition par filtrage adapté.

Ainsi, si nous prenons le signal reçu  $r(t)$  composé du signal émis  $x(t)$  et du bruit  $b(t)$ . Le signal  $r(t)$  se présente à la sortie d'un ensemble de filtre à réponse impulsionnelle  $f(t)$ .

$$r(t) = x(t) + b(t)$$

d'où la sortie du filtre  $z(t)$  vaut :

$$z(t) = (h * r)(t) = (h * x)(t) + (h * b)(t)$$

Le signal de sortie est donc la somme des sorties non bruitées et de la contribution du bruit. Nous pouvons alors retrouver par le calcul du rapport signal sur bruit et le développement des produits de corrélation que le filtre qui maximise le rapport signal sur bruit à l'instant de décision  $T$  est le filtre dont la réponse impulsionnelle  $h_k(t)$  est la copie retournée et décalée dans le temps du signal que l'on recherche d'où :

$$h_k(t) = \begin{cases} f_k(T-t) \\ 0 \end{cases}$$

C'est pourquoi on parle de filtrage adapté puisque le filtre s'adapte au signal. La relation existante entre le signal et l'inverse de la fonction de transfert souhaitée peut être calculée grâce à une simple intercorrélacion entre  $r(t)$  et  $x(t)$  :

$$z(t) = R_{yx}(T-t) = \int_0^t r(\tau)x_k(t-\tau) d\tau = \int_0^t r(\tau)f_k(T-t+\tau) d\tau$$

Le récepteur calcule donc l'intercorrélacion entre le signal reçu  $r(t)$  et le signal attendu  $x(t)$ . L'avantage de cette méthode réside, par rapport à la corrélation, dans l'optimisation du rapport signal sur bruit en recherchant le maximum pour l'instant  $T$ .

$$r_k(t) = y_k(T) = \int_0^T r(\tau)h_k(\tau) d\tau$$

L'inconvénient de cette méthode est de reproduire l'inverse de la fonction de transfert souhaitée.

### III.4.3. Les organes d'acquisition

Dans ce paragraphe seront exposées les principales catégories basées sur les principes que nous venons de présenter ci-dessus.

#### ► Série

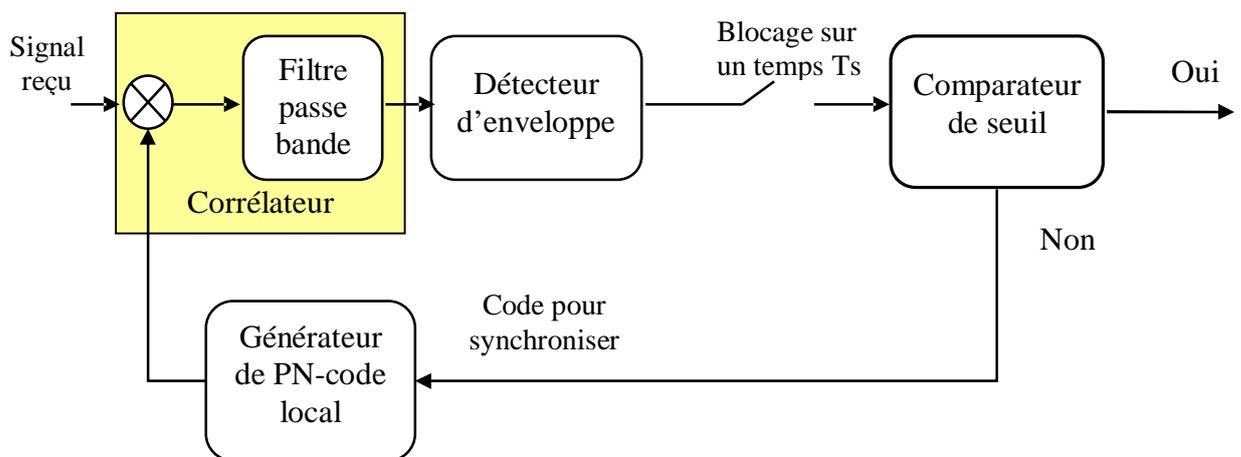
La structure Série est basée sur la corrélation du signal reçu avec le PN-Code généré localement. Une détection en sortie de corrélation estimera la corrélation. Il existe plusieurs possibilités pour une acquisition de type Série :

- Single Dwell time

Elle permet la recherche de chaque possibilité d'alignement sur un intervalle de temps fixé. Le modèle classique décrivant une acquisition série est présenté par la figure III.5.

Il est composé de la fonction corrélation (multiplieur et intégration par filtrage) pour la pré-détection, d'une mise au carré pour la détection non cohérente, d'un bloqueur qui maintient la valeur sur un temps symbole et d'un comparateur de seuil pour la prise de décision.

Cette structure présente des inconvénients : si la prise de décision en fin de chaîne directe fait état d'une corrélation médiocre, il faut recommencer un nouveau calcul en décalant le code local. Ceci peut se réitérer de nombreuses fois, et devient extrêmement pénalisant pour des séquences pseudo-aléatoires longues. Ce temps peut être diminué par une augmentation du nombre de branches, solution proposée par la structure Multiple Dwell.



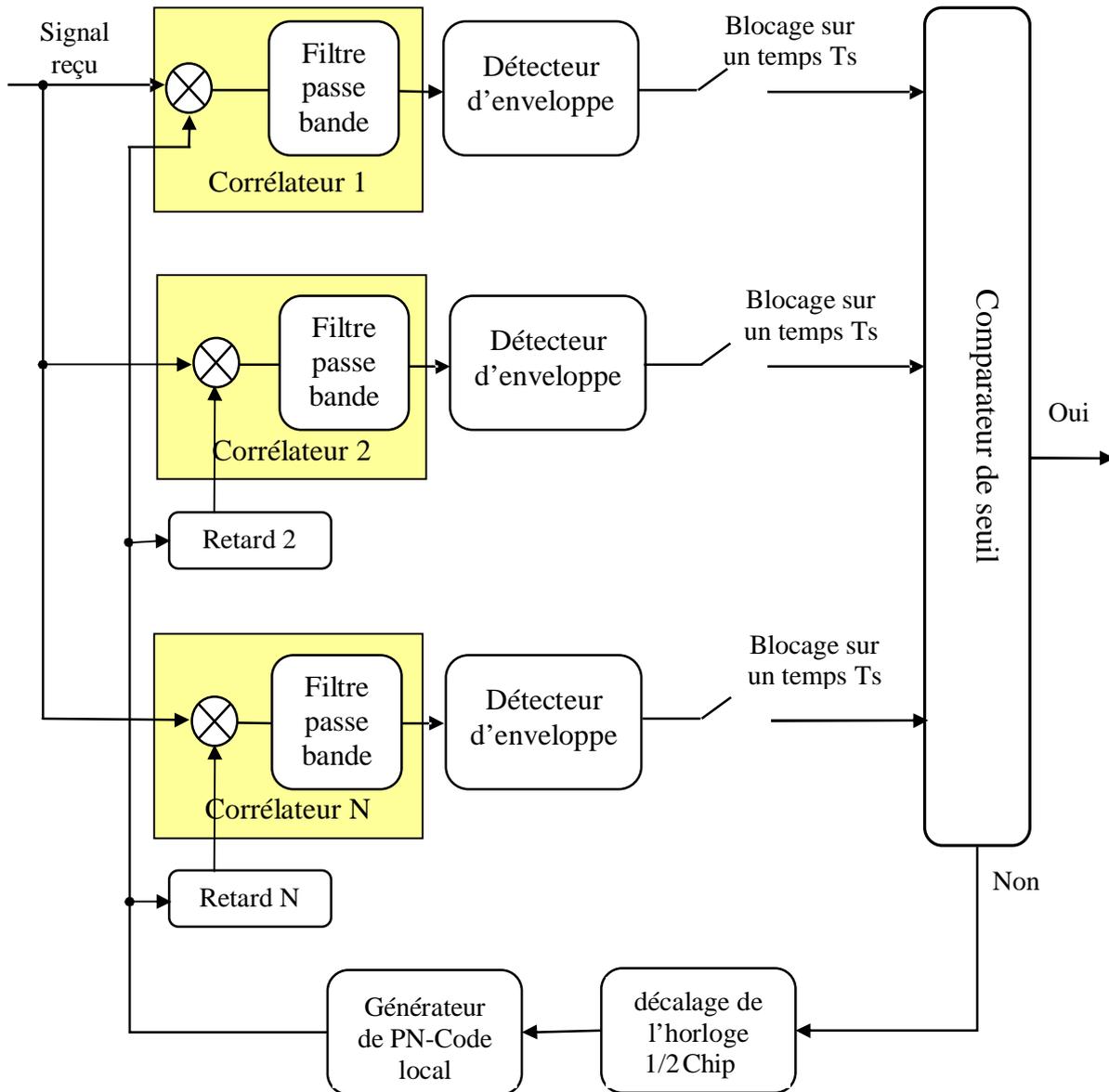
**Fig. III.5 :** Acquisition Série simple branche

- Multiple Dwell time

Elle permet quant à elle une estimation de la corrélation sur un intervalle de temps variable. Cette structure sera donc composée de plusieurs branches d'observation, avec un retard variable du code d'étalement sur chaque branche réalisant la corrélation.

Cette structure est une duplication en N branches de la structure Single Dwell time. Une logique de contrôle de corrélation est ajoutée pour détecter la branche présentant une corrélation maximale. Le PN-Code local est décalé d'une fraction de temps et le résultat de chaque branche est à nouveau estimé. Il est possible de trouver un compromis performance/temps de calcul en fixant judicieusement ce temps de décalage.

Outre une complexité plus importante, l'avantage de cette structure est la diminution du temps d'accrochage et sa bonne immunité au bruit. La figure III.6 illustre le schéma de fonctionnement.



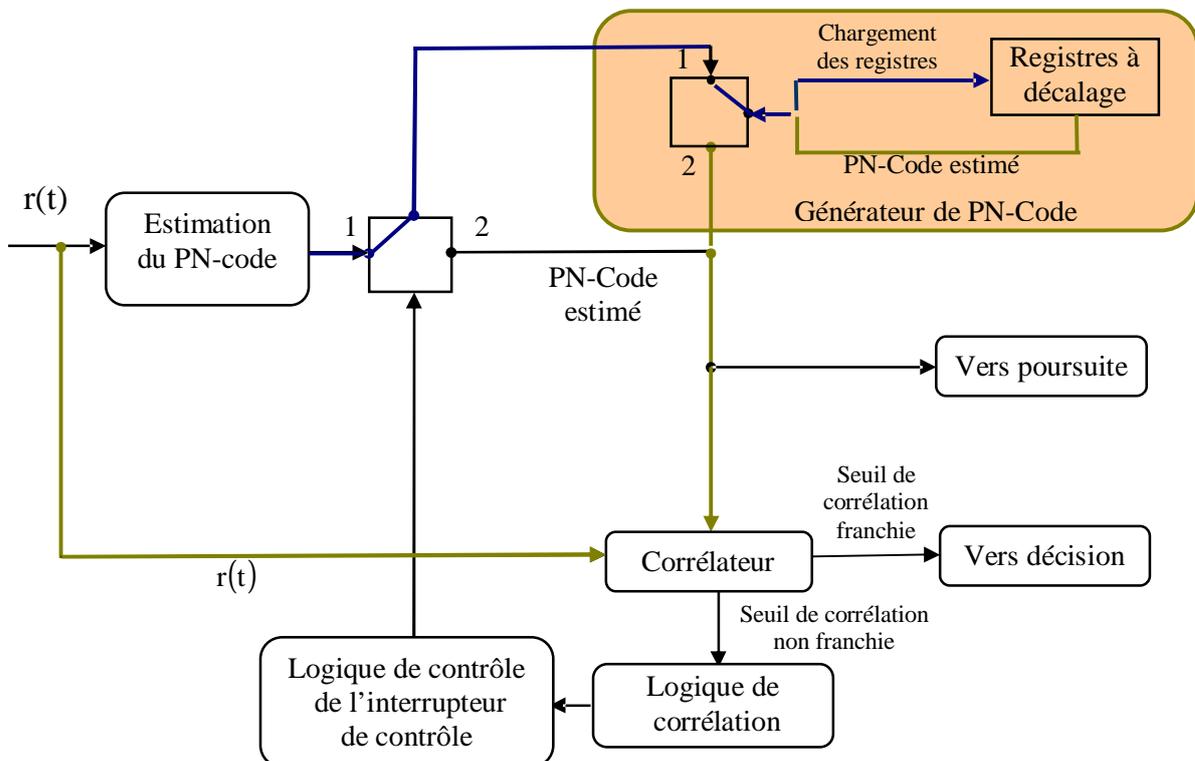
**Fig. III.6** : Synchronisation Série N branches

### ► RASE: Rapid Acquisition by Sequential Estimation

La méthode de synchronisation RASE permet de reconstituer le PN-Code à partir du signal reçu.

Initialement les commutateurs sont sur la position 1 (figure III.7). Une estimation du PN-Code incident est effectuée par le détecteur et est chargée dans les registres du générateur de PN-Code.

Lorsque les registres sont pleins, les commutateurs sont mis en position 2 et le générateur délivre le PN-Code. L'étape suivante est la vérification de la synchronisation, pour cela une corrélation entre le PN-code estimé et le signal reçu est faite. Une logique de contrôle permet de déterminer si la corrélation a eu lieu. Si c'est le cas, les interrupteurs restent en position 2 et la synchronisation entre le PN-Code et le signal reçu est correcte sinon il faut ré-estimer le code incident, les interrupteurs repassent donc en position 1. Il existe une amélioration de cette méthode par la technique de RARASE (Recursion Aided Rapid Acquisition by Sequential Estimation) qui repose sur les mêmes principes que la technique RASE pour l'estimation et la détection de corrélation. Un indicateur de mérite formé par la somme de chaque code sur un temps « chip » détermine quand les registres du générateur doivent être commutés pour le rechargement du code à estimer.

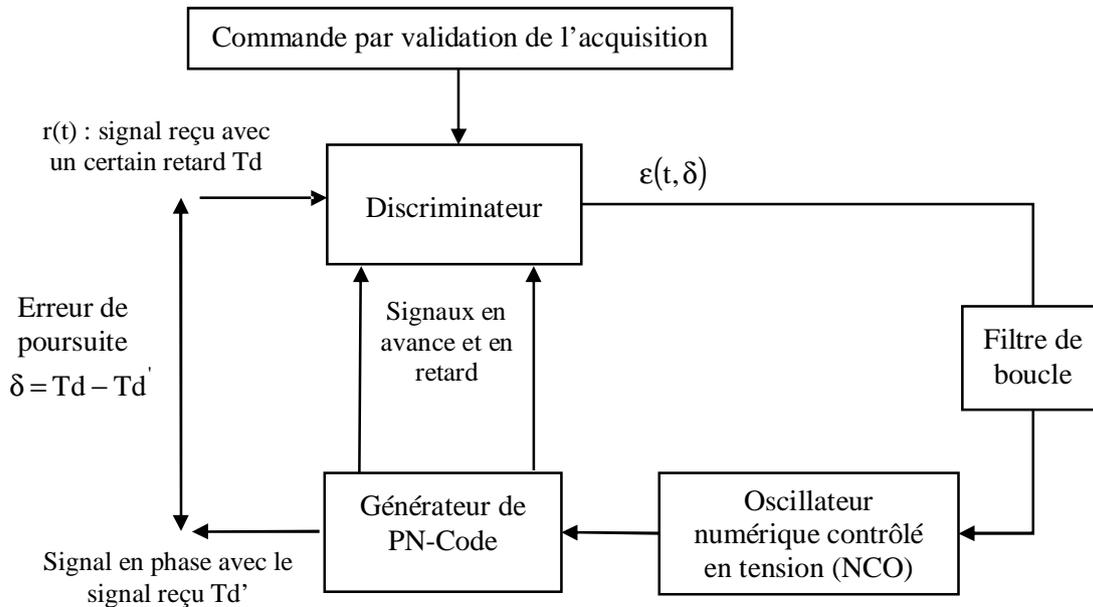


**Fig. III.7** : Principe de la synchronisation RASE.

Cette méthode a pour avantage le relatif faible temps d'estimation du PN-Code et elle permet que le PN-Code généré localement soit parfaitement en phase avec le signal reçu. L'inconvénient de cette technique est qu'elle est valable pour des rapports signal sur bruit modérés car les erreurs de l'estimation sont de plus en plus importantes lorsque l'environnement est de plus en plus bruité. Ceci est donc contradictoire avec le principe de l'étalement de spectre.

### III.5. Les boucles de poursuite

Après la description de la partie synchronisation qui permet de retrouver le PN-Code, nous allons à présent passer à la seconde fonction constituant la synchronisation d'un système à étalement de spectre qui est la poursuite. Elle a pour rôle d'affiner et de maintenir le code d'étalement avec la trame reçue pour effectuer l'opération de désétalement correctement. Cet organe est schématisé dans la figure III.8.



**Fig. III.8** : Schéma de principe d'une boucle de poursuite

La boucle de poursuite comporte quatre fonctions principales à savoir :

- Le discriminateur : Il fournit une tension  $\varepsilon(t)$  proportionnelle à l'erreur de poursuite  $\delta$ . Cette erreur de poursuite est définie comme la différence entre le temps de retard dû à la propagation dans le canal  $T_d$  et celui estimé par la boucle  $T_d'$ .
- Le Filtre de boucle qui permet d'effectuer une intégration de la tension obtenue.
- L'oscillateur numérique commandé en tension (NCO) permet de générer un signal dont la période varie en fonction de sa tension d'entrée.
- Le générateur du code d'étalement qui permet de délivrer localement des codes fonction de la fréquence fournie par l'oscillateur. L'asservissement permet de générer le signal de sortie en phase avec le signal d'entrée.

Toutes les topologies de boucles à verrouillage de délai sont basées sur le même schéma fonctionnel. Les trois structures de la littérature se différencient uniquement par les fonctions intégrées dans le discriminateur.

Nous allons maintenant présenter fonctionnellement les différentes boucles de poursuite (spécialement leur discriminateur) et en tirer leurs principales caractéristiques.

Deux topologies d'organes de poursuite sont couramment citées dans la littérature : la boucle à verrouillage de délai (Delay Locked Loop ou DLL) cohérente et la TDL (Tau Dither Loop).

### III.5.1. La DLL cohérente

Comme le montre le schéma de principe ci-dessous (figure III.9) de la DLL, le discriminateur est composé de deux branches principales. Chacune des branches pilotées par le code d'étalement en avance et en retard se compose de la manière suivante :

- Une corrélation permet la multiplication entre le PN- Code (en avance et en retard) et la trame reçue étalée en bande base.
- Un filtre passe-bas qui permet de rejeter les fréquences non désirées.
- Une mise au carré et un soustracteur.

La tension d'erreur  $\varepsilon(t)$  en sortie du discriminateur est proportionnel à :

$$e(t) = (y_-)^2 - (y_+)^2 = \left[ R_c^2(\delta_r) - \frac{D_0}{2} \frac{\delta_r}{T_c} \right] - \left[ R_c^2(\delta_r) + \frac{D_0}{2} \frac{\delta_r}{T_c} \right] = D_D(d_N)$$

où  $R_c$  est la fonction d'autocorrélation et  $\Delta$  une constante fixée par le concepteur, qui permet d'ajuster le retard du code local généré comme un multiple ou un sous multiple du temps chip  $T_c$ . Sa valeur est généralement comprise entre 0,5 et 2, ce qui correspond à un décalage temporel décalant  $T_c/4$  et  $T_c$  respectivement. Enfin,  $\delta_N$  représente le délai normalisé défini comme suit  $d_N = (T_d - T'_d) / T_c$ .

La quantité  $D_\Delta(\delta_r)$  qui correspond à la différence entre les 2 fonctions d'autocorrélation élevées au carré est dénommée fonction « courbe en S ». Cette fonction est la caractéristique du discriminateur.

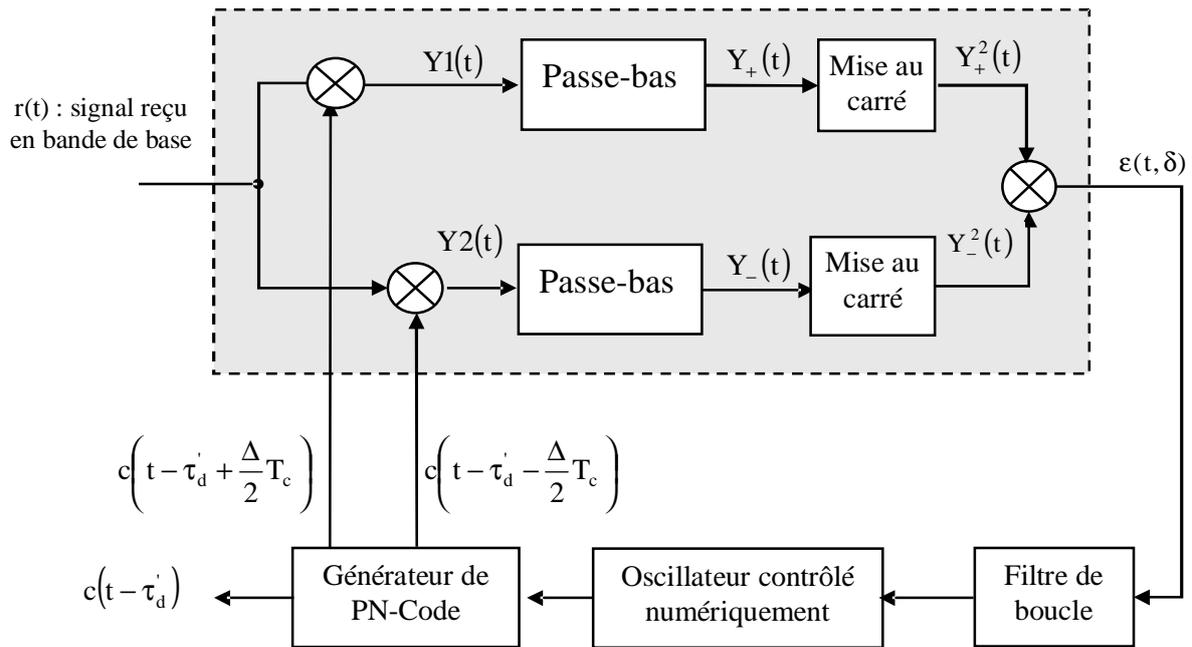


Fig. III.9 : Schéma de principe de la DLL cohérente

**III.5.2. La TDL (Tau Dither Loop)**

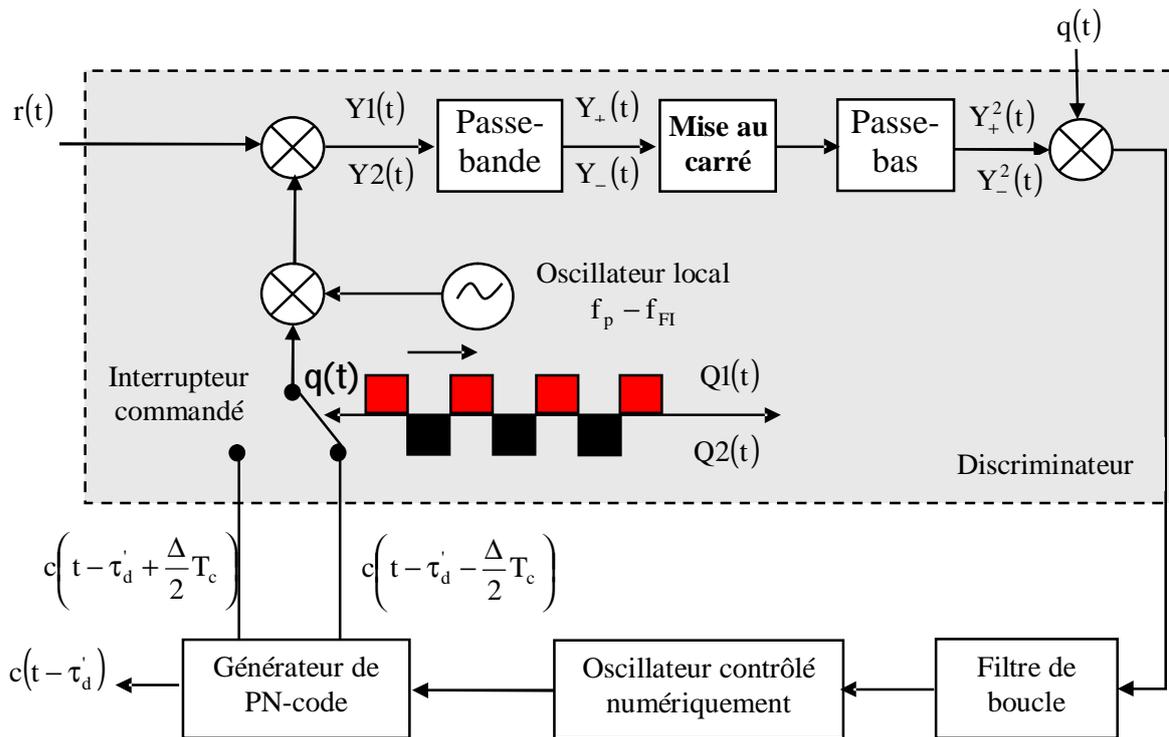
Comme l'illustre le schéma de principe représenté par la figure III.10, la différence avec la précédente boucle tient du fait que son discriminateur se compose d'une seule branche, dans la mesure où un commutateur réalise une commutation périodique entre les codes d'étalement mesurés et retardés.

Il comporte les éléments suivants :

- Un interrupteur commandé par un signal numérique  $q(t)$  de valeur +1 et -1
- Un mélangeur couplé à un oscillateur local oscillant à une fréquence  $f_p - f_{FI}$
- Un corrélateur qui permet la multiplication entre le signal reçu et deux PN-codes : un en avance d'une demi-période et l'autre en retard d'une demi-période
- Un filtre passe-bande qui permettra d'être centré sur la bande voulue
- Un détecteur
- Un multiplieur qui permettra la multiplication entre la sortie du détecteur et le signal  $q(t)$  qui commande l'interrupteur des PN-codes .

Le principal avantage de cette structure réside dans le fait qu'elle comprend un nombre plus réduit de fonctions (une seule branche dans le discriminateur). La tension  $\epsilon$  s'écrit, après calculs :

$$e(t) = \frac{\hat{e}}{e} (y_-)^2 q_1(t) - (y_+)^2 q_2(t) \Big|_{\text{H}}$$



**Fig. III.10** : Schéma de principe de la TDL

### III.6. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de mener une étude théorique et comparative sur les différents organes pouvant servir à la synchronisation et à la poursuite. Ces organes occupent une place majeure dans les systèmes de télécommunication et en particulier dans ceux à étalement de spectre pour pouvoir parler d'une réception fiable des informations émises. Par la suite, nous présenterons le système réalisé à partir de l'outil de simulation Simulink.

## IV. DESCRIPTION DU SYSTEME ET SIMULATION

### IV.1. Introduction

Après avoir analysé tous les aspects de la technique d'étalement de spectre dans les derniers chapitres, nous allons concevoir et simuler un système de télécommunication qui utilise un codage de Gold. L'outil de simulation sera le logiciel Simulink de Matlab.

### IV.2. L'outil de simulation Simulink

Simulink est un outil pour la modélisation, l'analyse et la simulation d'une large variété de systèmes physiques et mathématiques, y compris ceux avec des éléments non linéaires et ceux qui se servent du temps continu et discret.

Comme une extension de Matlab, Simulink ajoute beaucoup de fonctions spécifiques aux systèmes dynamiques en conservant les fonctionnalités de Matlab.

Cet outil s'inscrit dans l'environnement Matlab et permet de réaliser un système sous forme d'un schéma de blocs représentant des fonctions. Ce logiciel est visuel et permet de simuler tout système à temps discret ; il est très utilisé car, par sa souplesse d'utilisation, il permet de faire rapidement une pré-étude d'un système complexe.

### IV.3. Synoptique du système

Nous avons choisi de traiter uniquement la fonction d'acquisition, du fait que la réalisation de l'oscillateur numérique contrôlé (NCO) de la boucle de poursuite est impossible en raison de la version limitée de Simulink en notre possession.

Le schéma fonctionnel du système est représenté sur la figure IV.1.

Les fonctions présentées sur ce synoptique à modéliser et à simuler sont :

- L'émetteur

Elle comprend les étages numériques réalisant le codage des signaux issus des capteurs et la fonction étalement de spectre. Ce dernier étage permet d'étaler le signal codé grâce au

codage de l'information par l'intermédiaire d'une séquence pseudo-aléatoire. La partie radiofréquence (RF) émet le signal étalé après modulation différentielle (DPSK).

- Le canal AWGN (Additif White Gaussian Noise)

Il comprend un étage pour la génération d'un bruit blanc gaussien et un étage dans lequel le bruit est additionné au signal étalé sur fréquence porteuse.

- Le récepteur

La partie radiofréquence transpose le signal reçu en bande de base. La fonction désétalement permet enfin de désétalement les données reçues et ainsi récupérer la trame émise. Pour faire cette opération, les systèmes communicants à étalement de spectre requièrent que le PN-code généré localement soit synchronisé avec la séquence de la donnée étalée pour que le désétalement soit correct. C'est pour cela que nous trouvons la présence de l'organe acquisition (nous avons choisi la solution série à une branche : simple dwell).

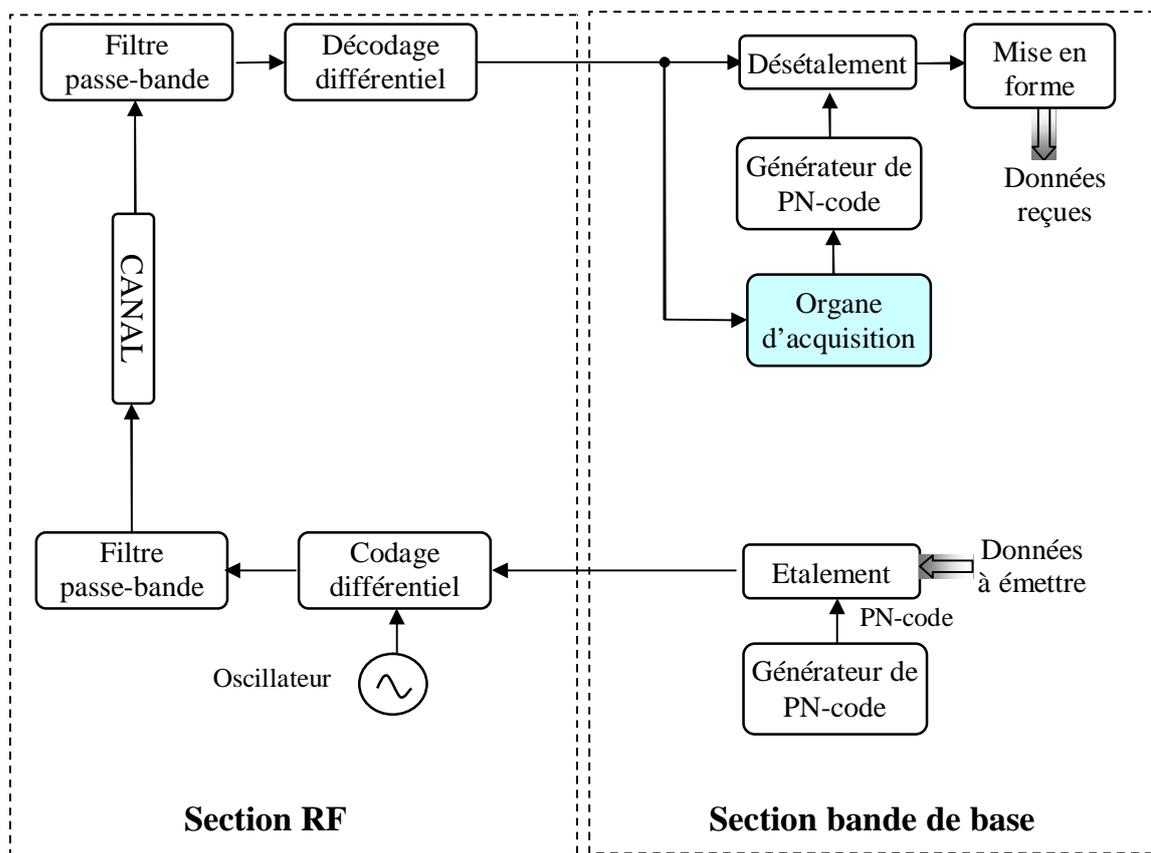


Fig. IV.1 : Schéma fonctionnel du système étalé par séquence directe

### IV.4. Description des différents modules

Dans ce paragraphe, nous aborderons les différents organes de notre système. Pour chaque organe présenté nous exposerons leurs principes et leurs modèles Simulink associés.

#### IV.4.1. L'émetteur

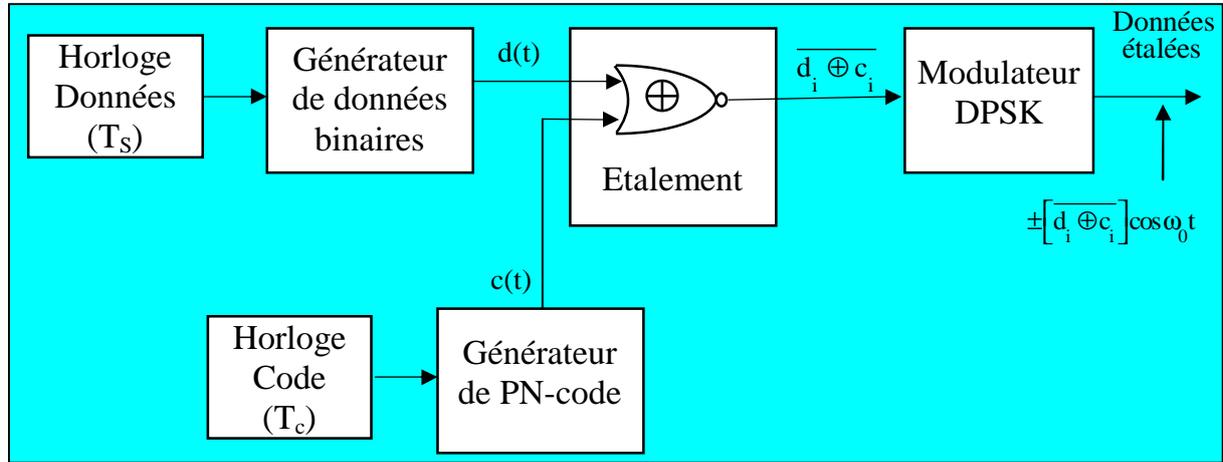


Fig. IV.2 : Composition de l'émetteur

Le schéma de principe modélisant les différentes fonctions de l'émetteur est représenté en figure IV.2.

#### ► Le corrélateur (étalement)

Pour l'émission la corrélation consiste à mélanger la trame émise  $d(t)$  avec le PN-Code  $c(t)$  généré localement pour produire un signal étalé  $s_e(t)$  d'après l'équation suivante :

$$s_e(t) = [d(t) \hat{\wedge} c(t)] \cos \omega_0 t$$

La multiplication entre la donnée binaire et le PN-code peut être réalisée numériquement par un OU-Exclusif inversé comme le montre la table de vérité suivante :

$d_i$	$c_i$	$d_i \hat{\wedge} c_i$	$\overline{d_i \hat{\wedge} c_i}$
0	0	0	1
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

Tableau IV.1 : Table de vérité de la fonction étalement de spectre

### ► Le modulateur DPSK

On a choisi d'implanter un modulateur différentiel de phase réalisant l'opération de codage différentiel des données issues des capteurs. Le signal à transmettre n'est donc plus un simple bit mais une information relative à la comparaison avec le bit précédent. Cette comparaison représentera un saut de phase et non un état de phase comme pour les modulations traditionnelles. Ainsi, le saut de phase vaut  $\pi$  si deux bits successifs sont identiques et 0 si les deux bits sont différents qui sera traduit avec le codage suivant :

$d_{i-1}$	$d_i$	Saut de phase
0	0	1
0	1	$\pi$
1	0	$\pi$
1	1	0

**Tableau IV.2 :** Codage de la modulation DPSK

### ► Générateur de PN-code

Les codes d'étalement appelés aussi PN-code, sont des séquences binaires possédant de bonnes propriétés de bruit. Il existe différentes classes pour les séquences pseudo-aléatoires qui comportent deux grandes familles non périodiques (Séquence de Barker) et périodiques (M-Sequences, Séquences de Hall, Séquences Jumelles, Séquences de Legendre). Nous avons choisi d'utiliser la sous-famille des M-séquences (ou Maximal-length sequences) pour les raisons suivantes :

La première caractéristique que cela impose au code est d'avoir une autocorrélation aussi proche que possible d'un pic de Dirac, la deuxième étant la possibilité de disposer de différents codes avec le même circuit et la dernière la facilité d'implantation.

L'ensemble de ces facteurs nous a conduits à utiliser les codes de Gold. Ces codes, basés sur la combinaison de deux séquences binaires, phase. De ce fait, ils sont très utilisés en télécommunications pour réaliser le multiplexage par codes ou CDMA.

Le générateur de Gold que nous avons utilisé est représenté sur la figure IV.3. Le codeur est construit à partir de deux séquences de 10 étages que nous avons décrites au chapitre II, une séquence commune à tous les codes et une séquence spécifique à chaque code.

### ► Séquence commune

1<sup>er</sup> étage ; Vecteur initial =VCA0=[1 1 1 1 1 1 1 1 1 1]

Somme (modulo 2) colonnes 3 Å 10

Ceci permet de générer  $N=2^{10}-1=1023$  vecteurs dont on ne retiendra que les derniers éléments VCA0(10)...VCA1022 (10)

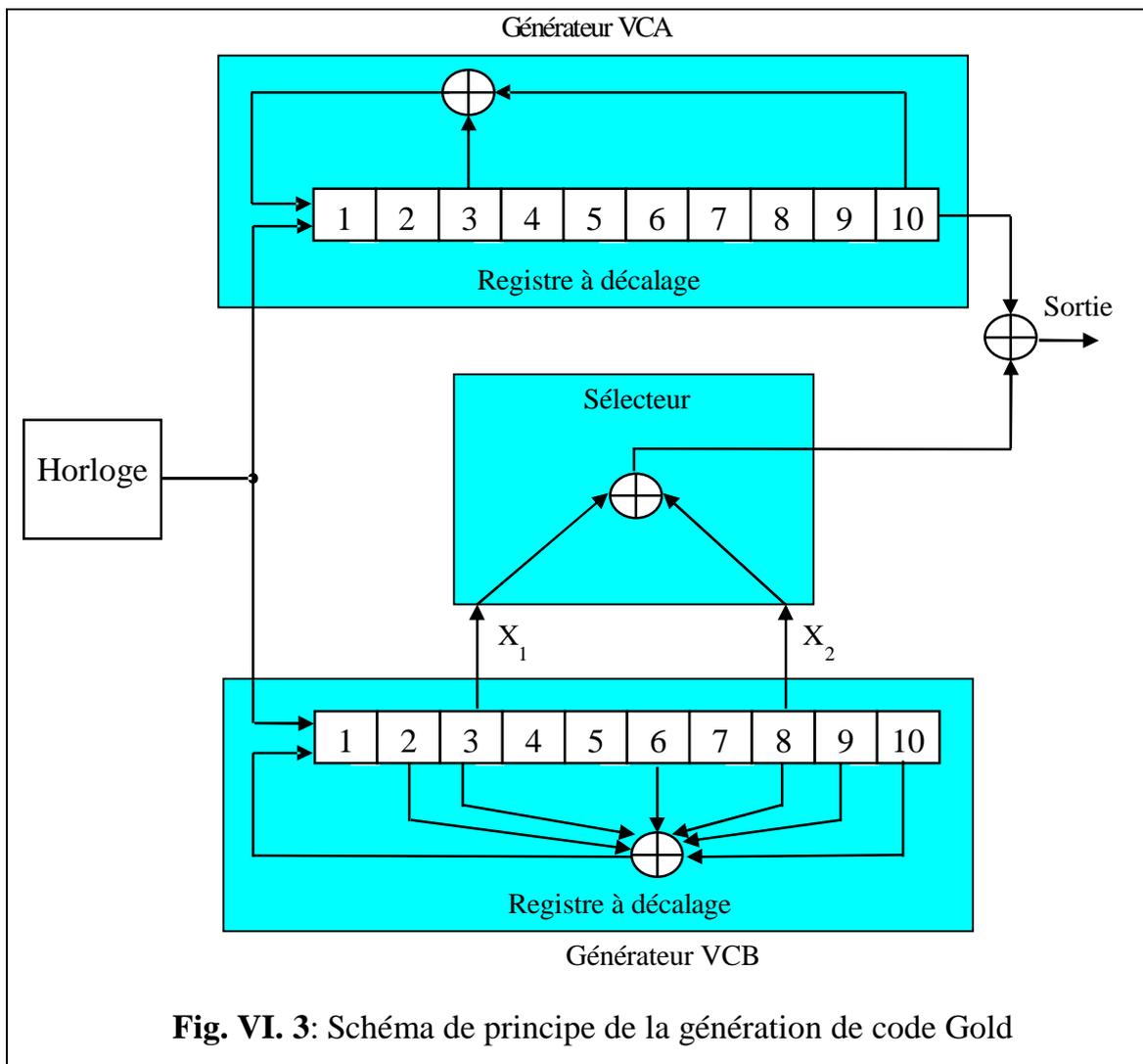
2<sup>er</sup> étage ; Vecteur initial =VCB0=[1 1 1 1 1 1 1 1 1 1]

Somme (modulo 2) colonnes 2 Å 3 Å 6 Å 8 Å 9 Å 10

Ceci permet de générer  $N=2^{10}-1=1023$  vecteurs dont on ne retiendra que les derniers éléments VCB0(10)...VCB1022 (10)

### ► Séquence spécifique

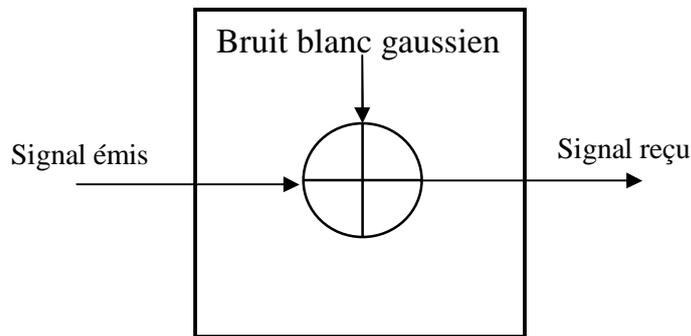
Le code final est obtenu par addition modulo 2 du dixième élément de  $VCA_i$  et de la somme modulo 2 de deux éléments  $X_1$  et  $X_2$  (voir annexe) spécifiques à chaque code du vecteur  $VCB_i$



**Fig. VI. 3:** Schéma de principe de la génération de code Gold

### IV.4.2. Le Canal

Le canal le plus utilisé pour le milieu clos est le canal AWGN (Additif White Gaussian Noise). Il est utilisé afin de reproduire le bruit. Le modèle du canal AWGN est composé selon le principe de la Figure IV.4 d'un bruit blanc Gaussien ajouté dans le médium à l'onde modulée  $s(t)$ .



**Fig. IV.4 :** Canal AWGN

La spécificité d'un bruit blanc réside dans l'uniformité de sa densité spectrale de puissance sur toute la bande de fréquences.

### IV.4.3. Le récepteur

Le synoptique du récepteur est représenté en figure IV.5. Il comprend quatre parties :

#### ► Le Démodulateur DPSK

Le démodulateur DPSK (module ) qui délivre le signal étalé en bande de base (bits 0 et 1). Ce signal est transformé ensuite en un signal NRZ (bits +1 et -1).

#### ► Le corrélateur du récepteur (désétalement)

Ce circuit est constitué d'un multiplieur qui fait le produit du signal précédent avec un code PRN local identique et synchrone avec celui de l'émetteur. Ce synchronisme est obtenu grâce à la boucle de verrouillage. L'intégrateur bloqueur permet ensuite d'effectuer l'échantillonnage du signal à la période  $T_s$  de l'horloge des données au front descendant.

#### ► La mise en forme

Les données sont obtenues après mise en forme du signal en sortie de l'échantillonneur-bloqueur :

- si la sortie est négative, cela donne 0
- si la sortie est positive, cela donne 1

► **La boucle d'acquisition**

Son rôle est d'effectuer la synchronisation du code PN local avec le code provenant de l'émetteur mélangé avec les données. Cette synchronisation est basée sur la corrélation des deux codes sur une durée égale à celle d'un symbole. Si le résultat de cette corrélation est :

- supérieur à un seuil (qu'on fixe), alors les deux codes sont synchronisés
- inférieur au même seuil, alors les deux codes ne sont pas synchronisés. Il faut commander un saut de chip à l'horloge des registres du codeur en vue de retarder le code local grâce au circuit « Saut de chip ».

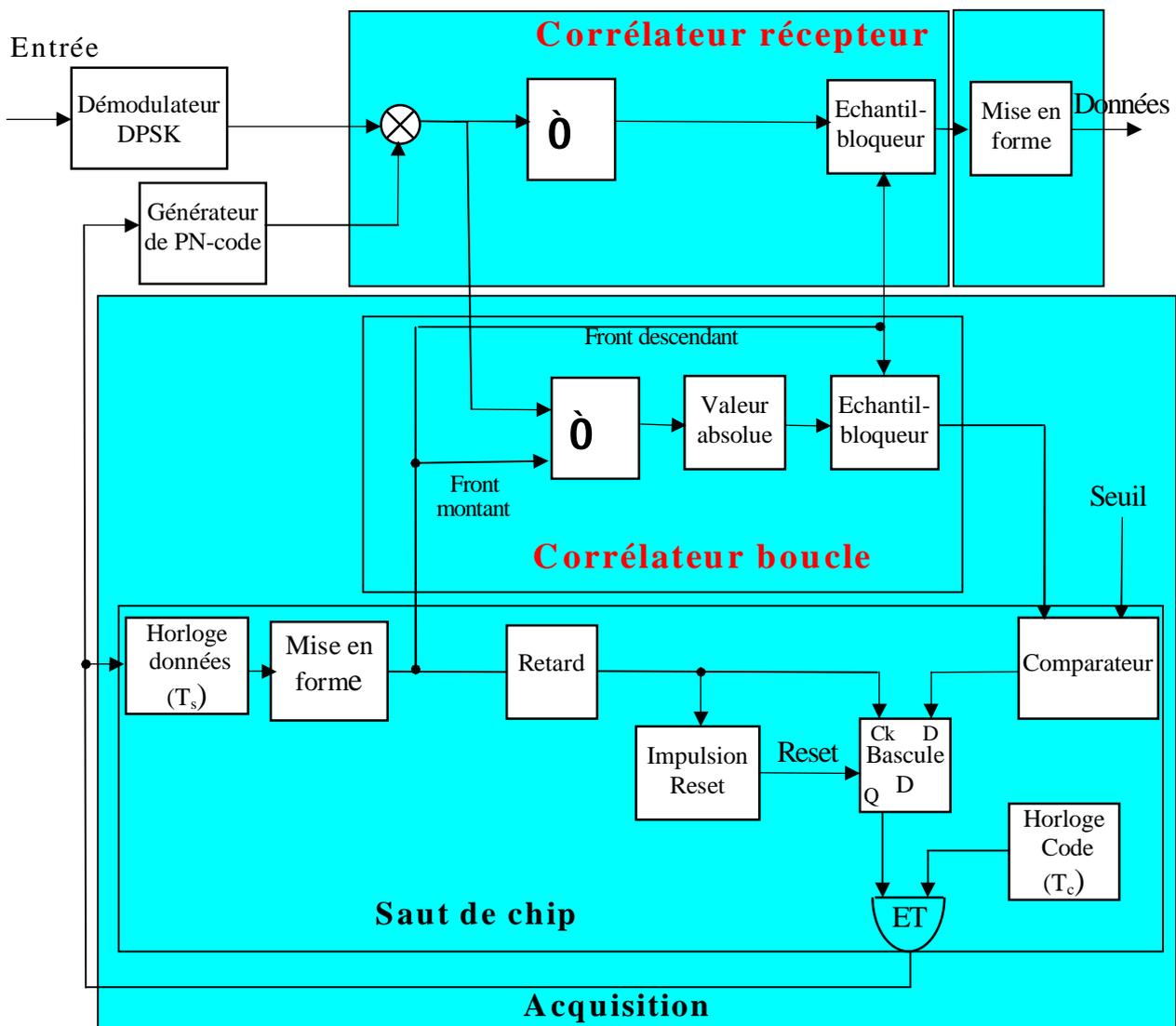
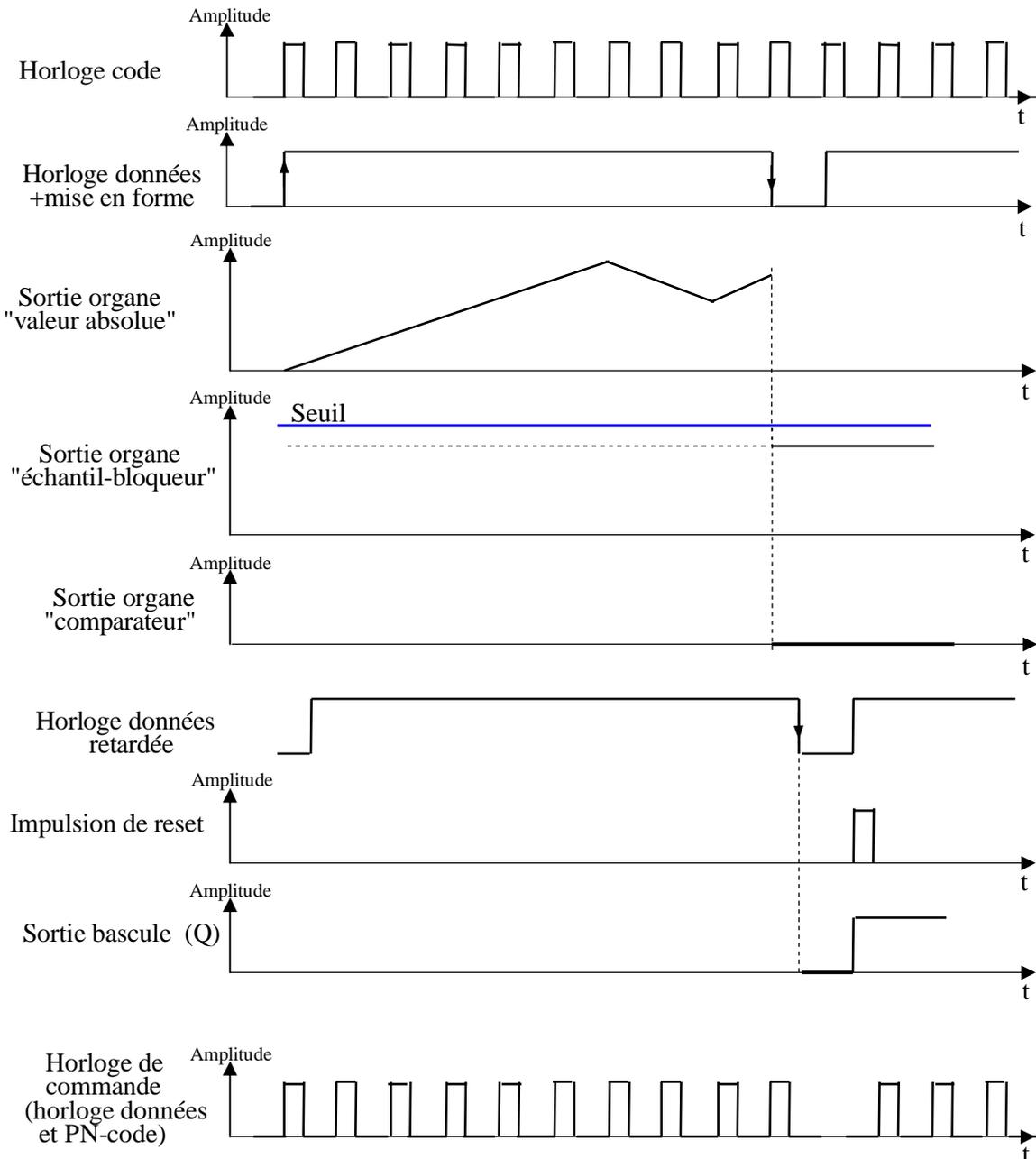


Fig. IV.5 : Composition du récepteur

### IV.5. Fonctionnement de la boucle de l'acquisition

Le fonctionnement de la boucle est expliqué par les chronogrammes des figures IV.6 et IV.7.

#### ► Cas de non synchronisation des codes



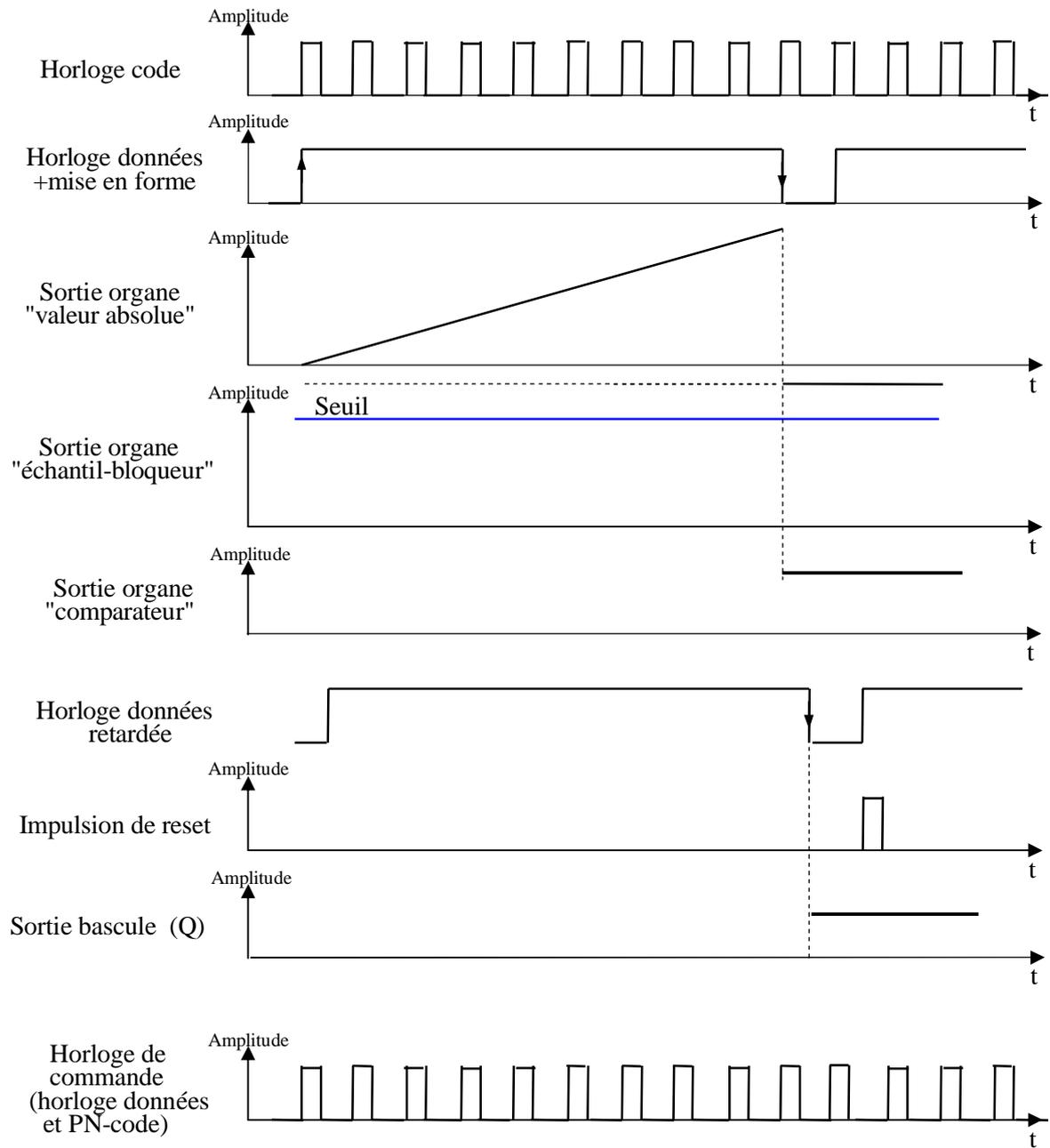
**Fig. IV.6** : Chronogramme de la boucle d'acquisition  
Cas de non synchronisation des codes

Au front descendant de l'horloge de données, le signal est échantillonné et comparé à un seuil. Si le signal n'atteint pas le seuil, il n'y a pas synchronisation du code local et du code reçu. Dans ces conditions, au front descendant de l'horloge de données retardée, la sortie Q de la bascule D passe à zéro. La sortie de la porte ET qui reçoit en son entrée le signal horloge de code passe à zéro, ce qui permet ainsi de sauter un chip.

Mais il faut qu'au front suivant de l'horloge, la sortie de la porte passe à 1, c'est le rôle de l'impulsion « Reset » appliquée à la bascule D qui fait passer sa sortie à 1. Cette impulsion de « Reset » est obtenue à l'aide d'un circuit à retard.

### ► Cas de synchronisation des codes

Au front descendant de l'horloge de données, le signal est échantillonné et comparé au seuil. Si le signal atteint le seuil, il y'a alors synchronisation du code local et du code reçu. Dans ces conditions, au front descendant de l'horloge de données retardée, la sortie Q de la bascule D passe à un. A la sortie de la porte ET, on retrouve le signal horloge de code.



**Fig. IV.7** : Chronogramme de la boucle d'acquisition  
Cas de synchronisation des codes

### IV.6. Modèles Simulink du système

Les différents modèles du système sont représentés de la figure IV.8 à la figure IV.11.

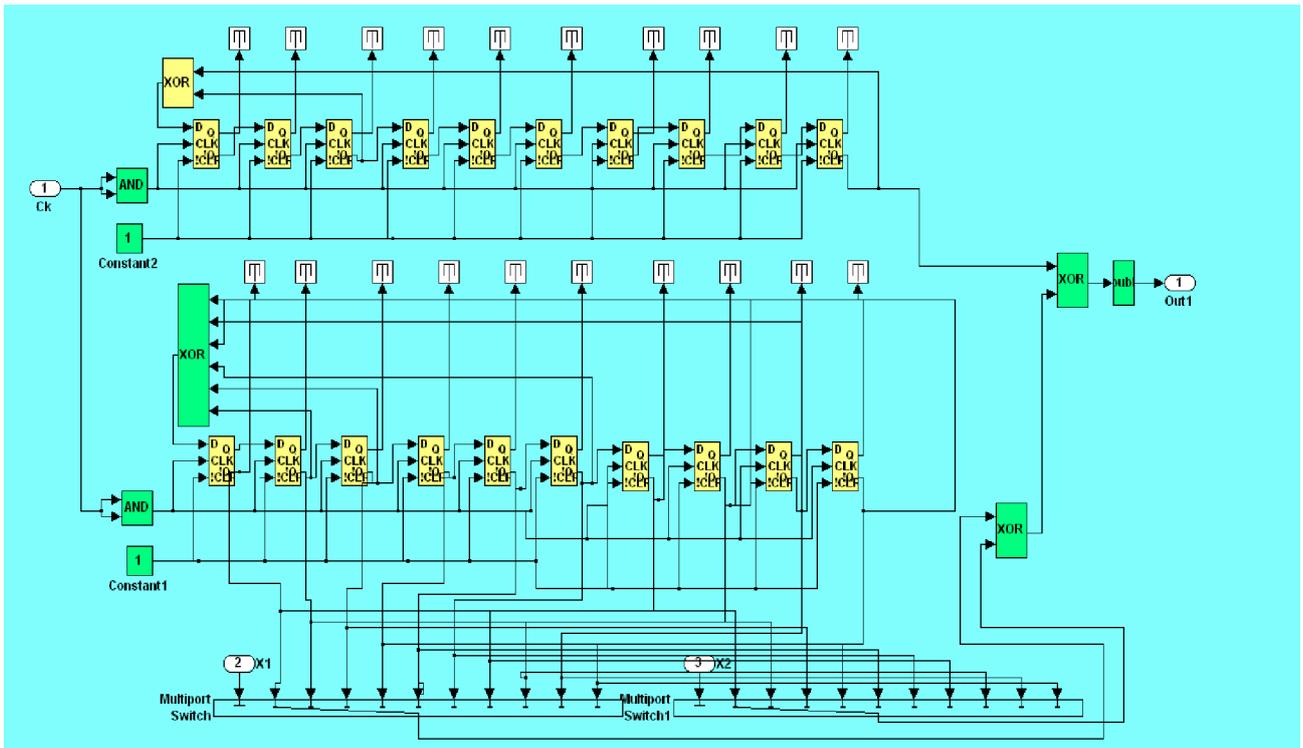


Fig. IV.8 : Modèle Simulink du codeur de Gold

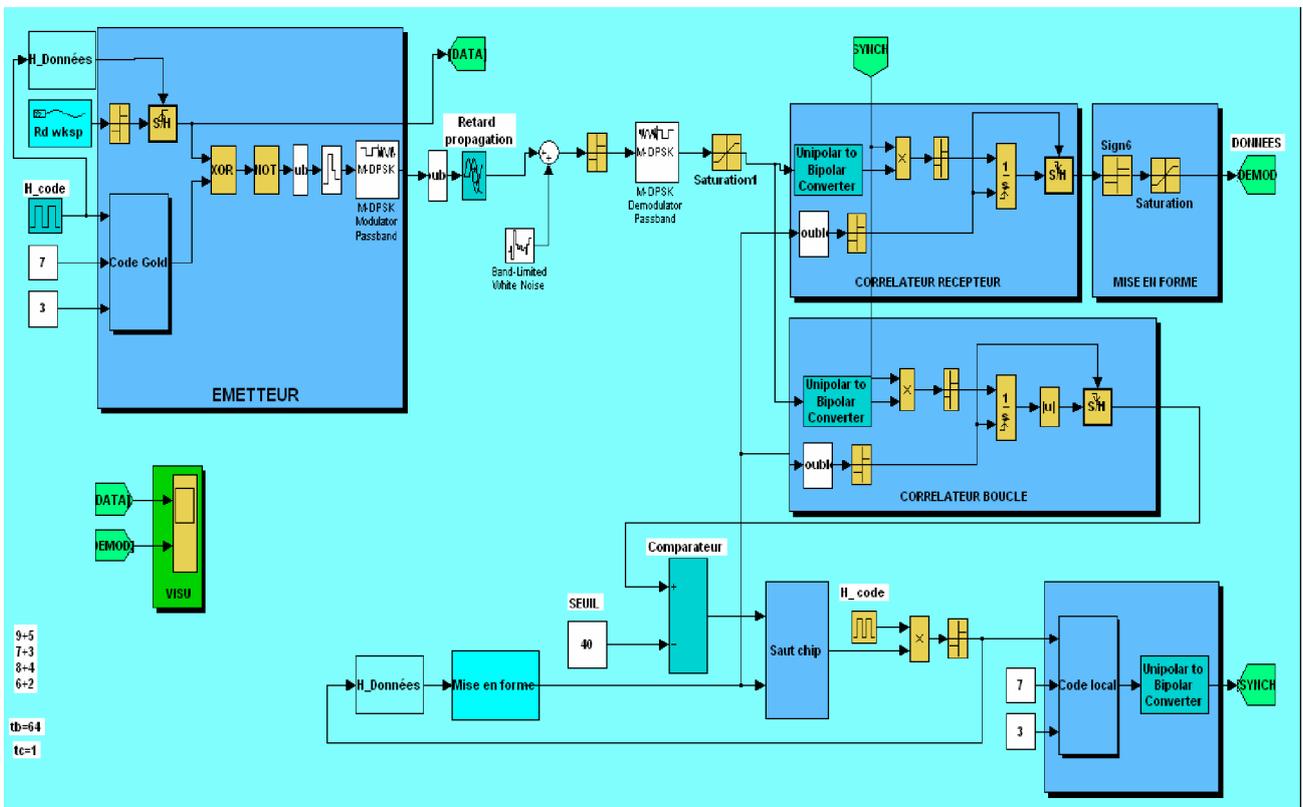


Fig. IV.9 : Modèle Simulink général du système

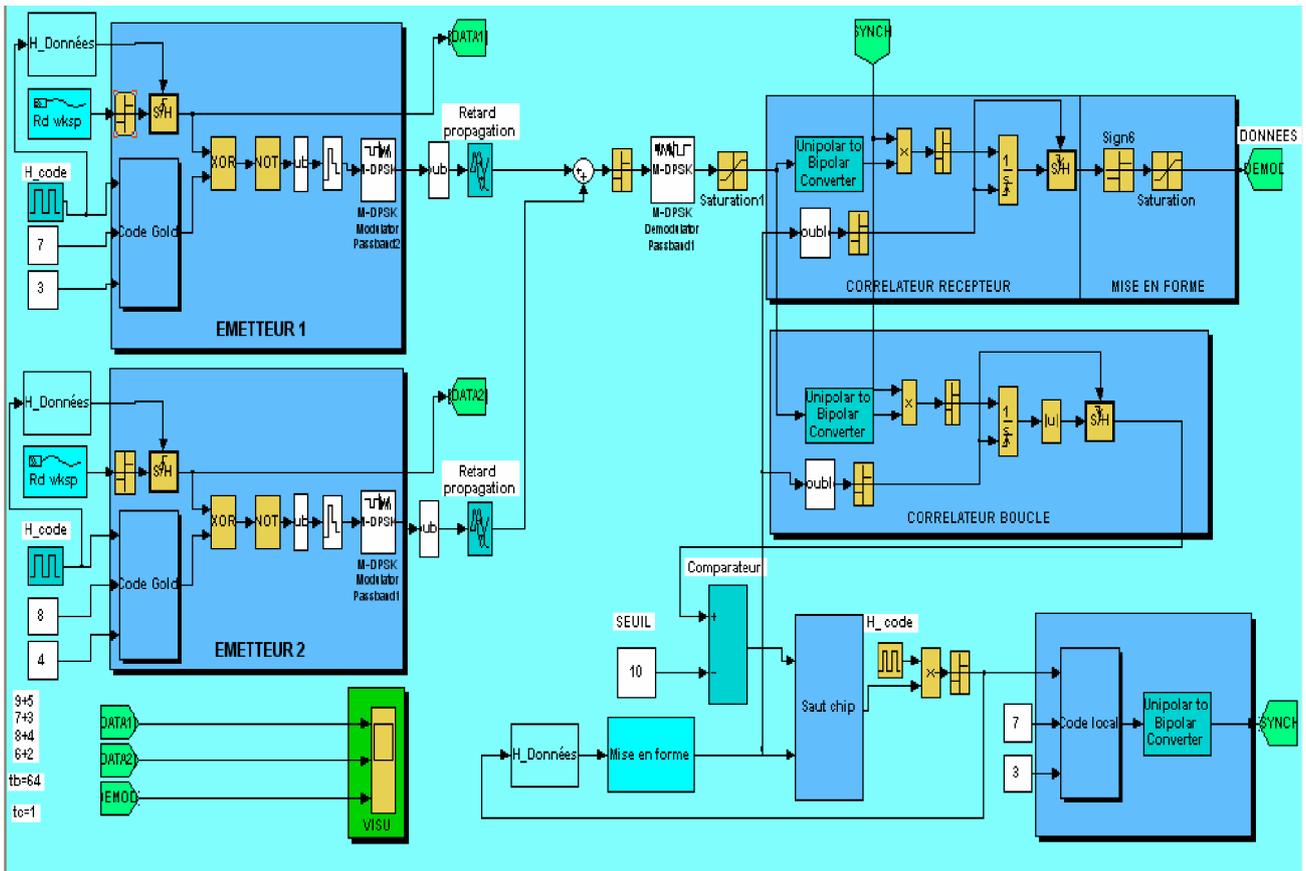


Fig. IV.10 : Modèle Simulink général du système avec deux émetteurs

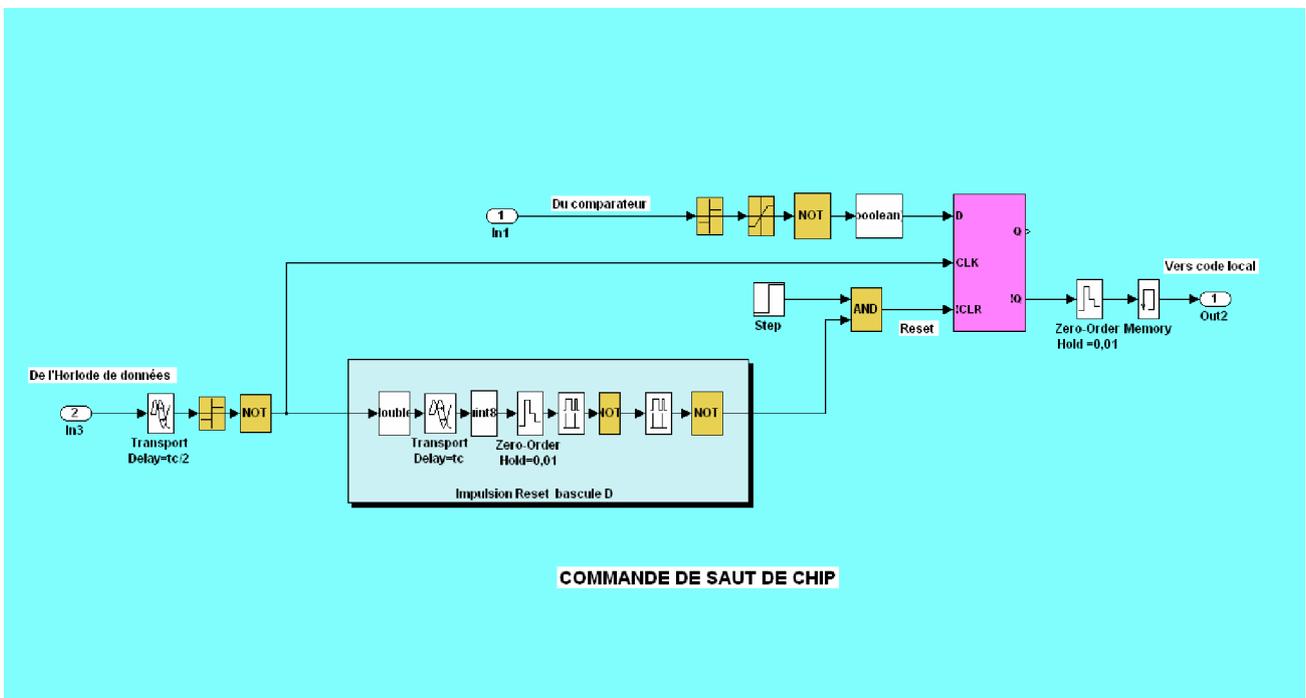
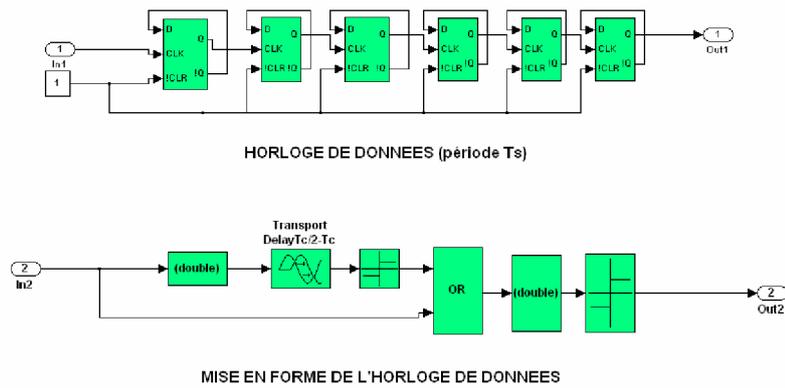


Fig. IV.11 : Modèle Simulink du module « saut de chip »



**Fig. IV.12 :** Horloge de données et circuit de mise en forme

#### IV.7. Simulation

En raison de la lenteur de Simulink, et pour avoir les résultats rapidement, nous avons choisi des fréquences très petites. En outre la durée d'un symbole doit être grande par rapport à la durée du chip (horloge de code) pour un bon fonctionnement du système.

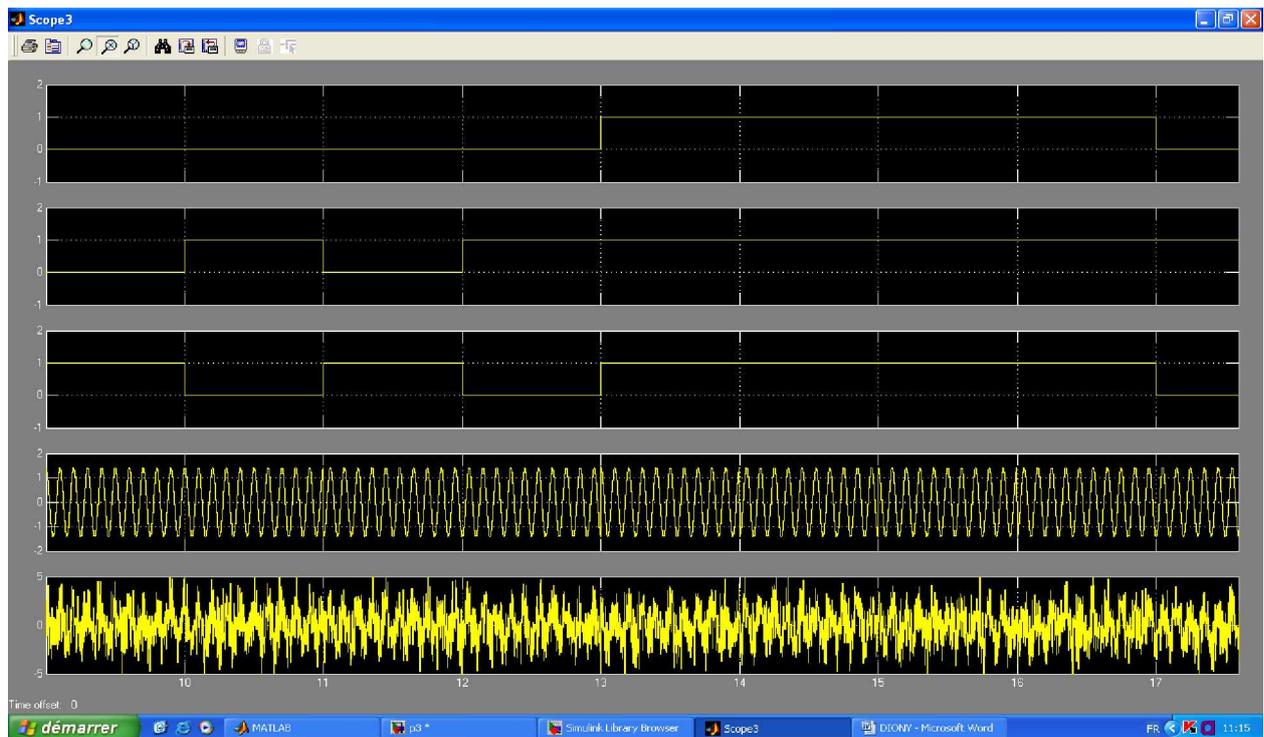
Pour cela, on a choisi les valeurs suivantes :

- Période Horloge données : 64 s
- Période Horloge code : 1 s
- Fréquence modulation DPSK : 100 Hz

Les résultats des simulations sont représentés dans les figures suivantes.

- Figure IV.13

Sont représentés les signaux : données, code, signal étalé en bande de base, signal étalé modulé DPSK non bruité et bruité.

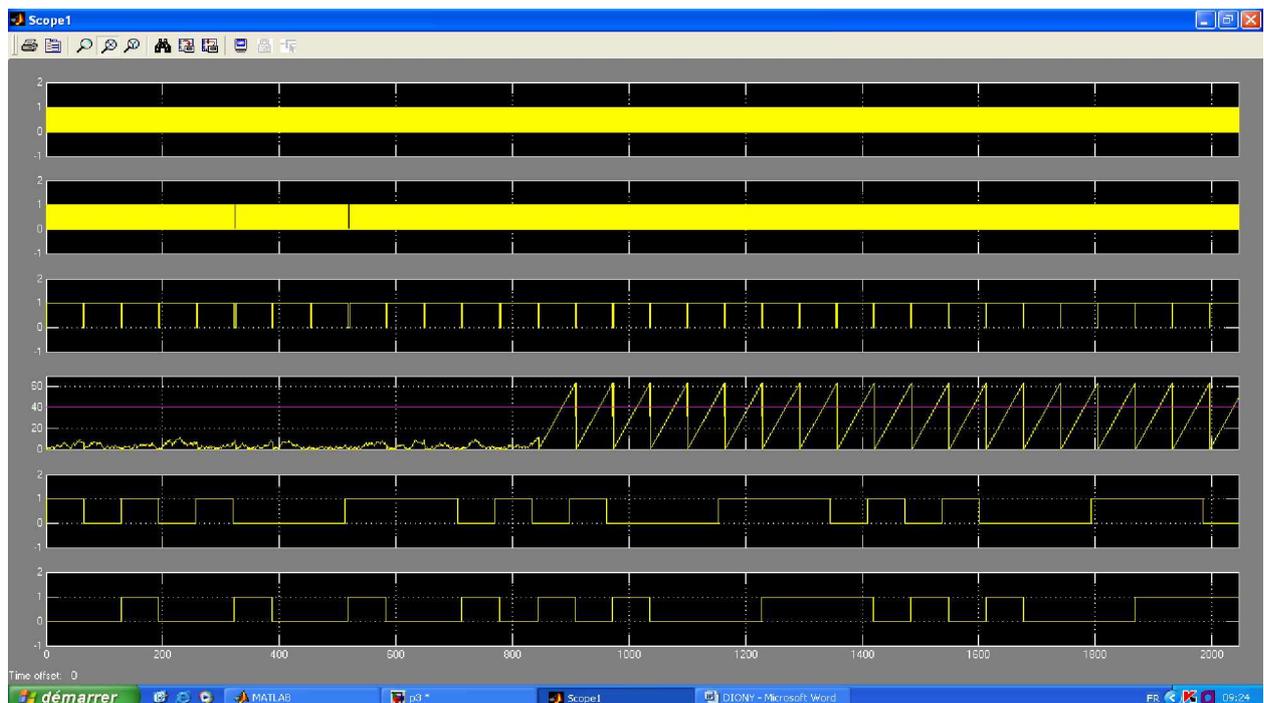


**Fig. IV.13** : Signaux émetteur

- Figure IV.14

Résultats des simulations pour un retard de propagation de  $\text{retard}=11\text{s}$  avec code (7,3) commun à l'émetteur et récepteur, une puissance bruit  $< 0,1$  et un seuil de 40.

Les données sont récupérées au bout d'environ 800 s

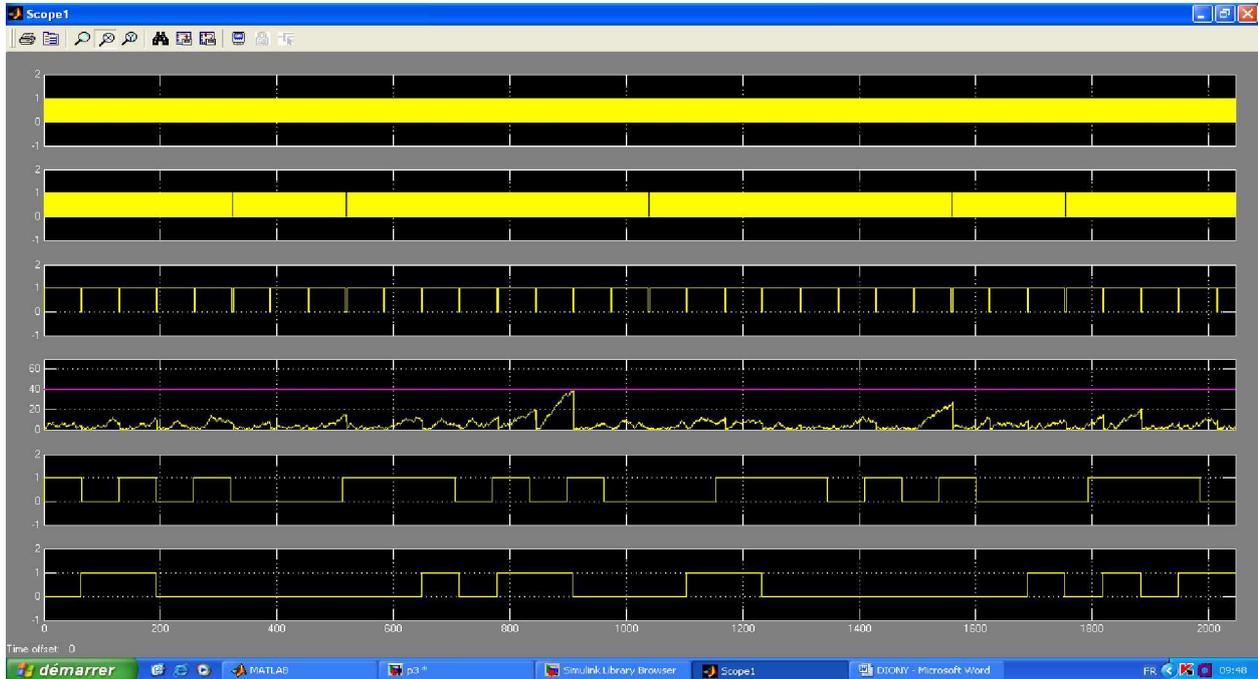


**Fig. IV.14** : Simulation pour un retard de propagation de 11s  
Code (7,3) commun à l'émetteur et récepteur. Puissance bruit  $< 0,1$

- Figure IV.15

Résultats des simulations pour un retard de propagation de 11s avec code (7,3) commun à l'émetteur et récepteur, une puissance bruit  $> 0,1$  et un seuil de 40.

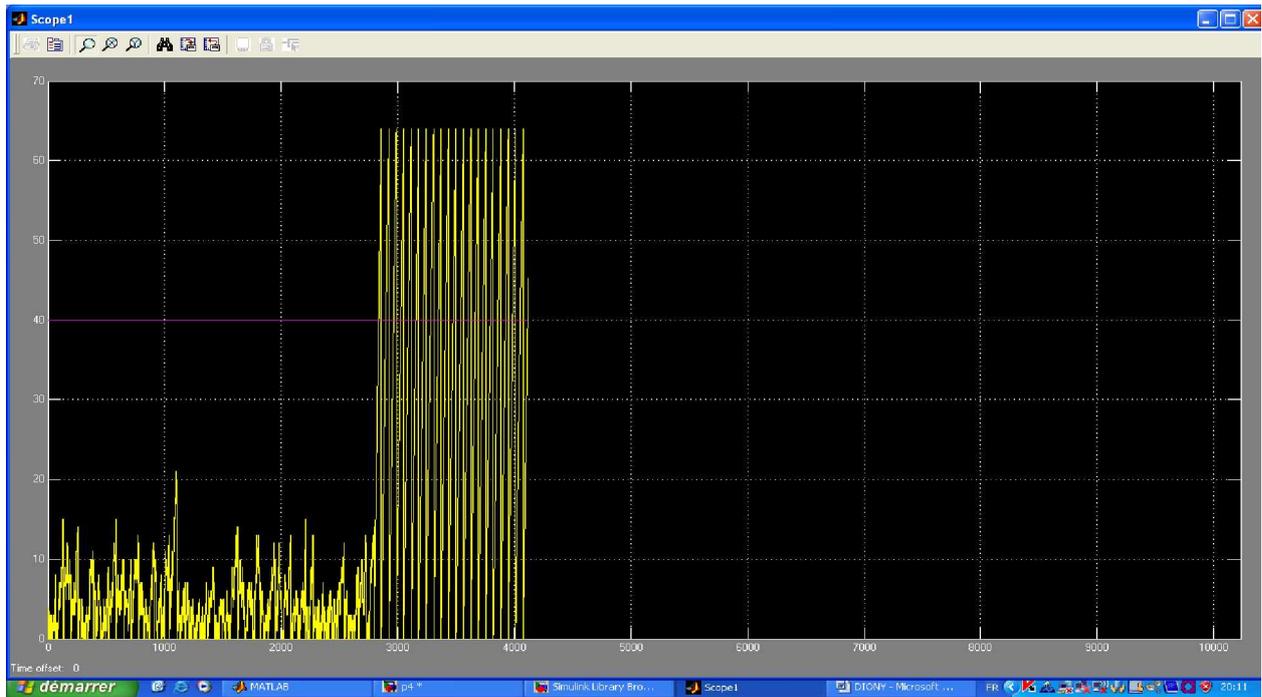
Les données ne sont pas récupérées, le bruit ayant dépassé un seuil critique.



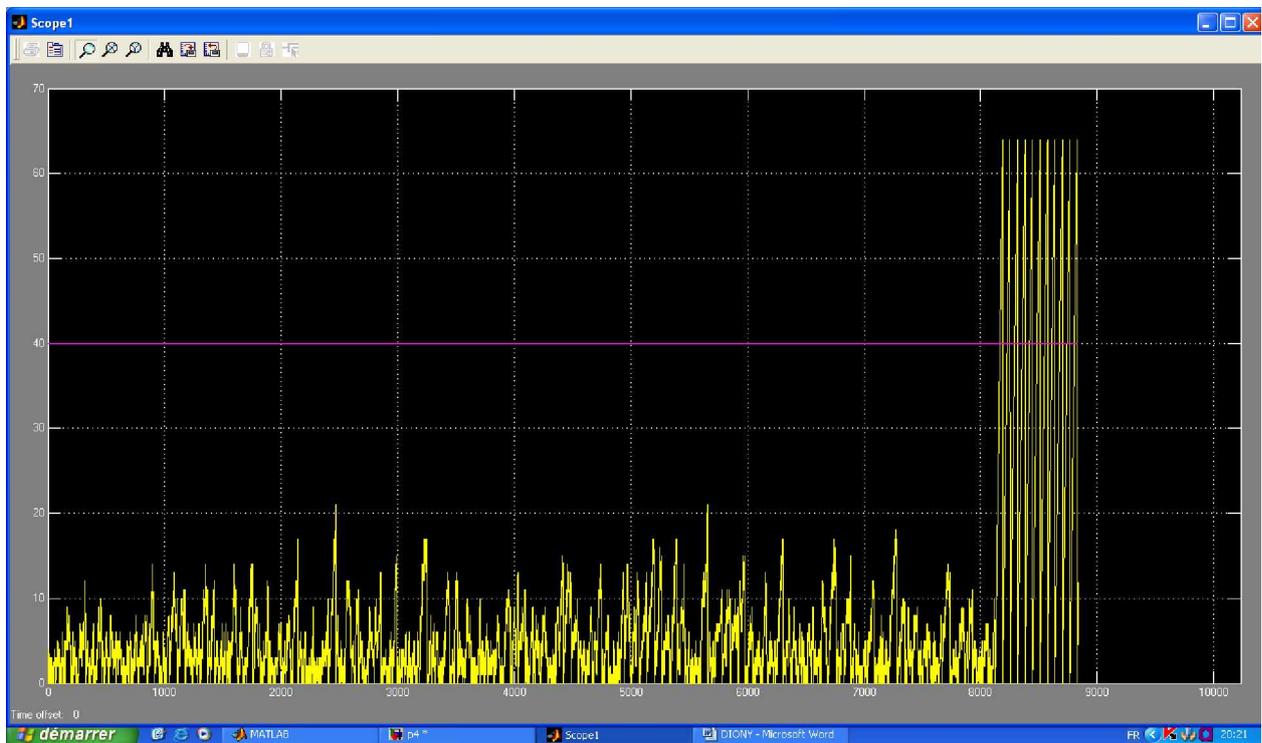
**Fig. IV.15** : Simulation pour un retard de propagation de 11s  
Code (7,3) commun à l'émetteur et récepteur. Puissance bruit  $> 0,1$

- Figure IV.16 et 17

Résultats de simulation pour deux retards de propagation différents. On peut conclure à partir de ces résultats, que la détection a lieu approximativement en un temps de  $(\text{retard}) \times (\text{durée symbole } T_s) = (\text{retard}) \times (64)$ .



**Fig. IV.16** : Simulation pour un retard de propagation de 41s  
Code (7,3) commun à l'émetteur et récepteur ; Puissance bruit  $> 0,1$

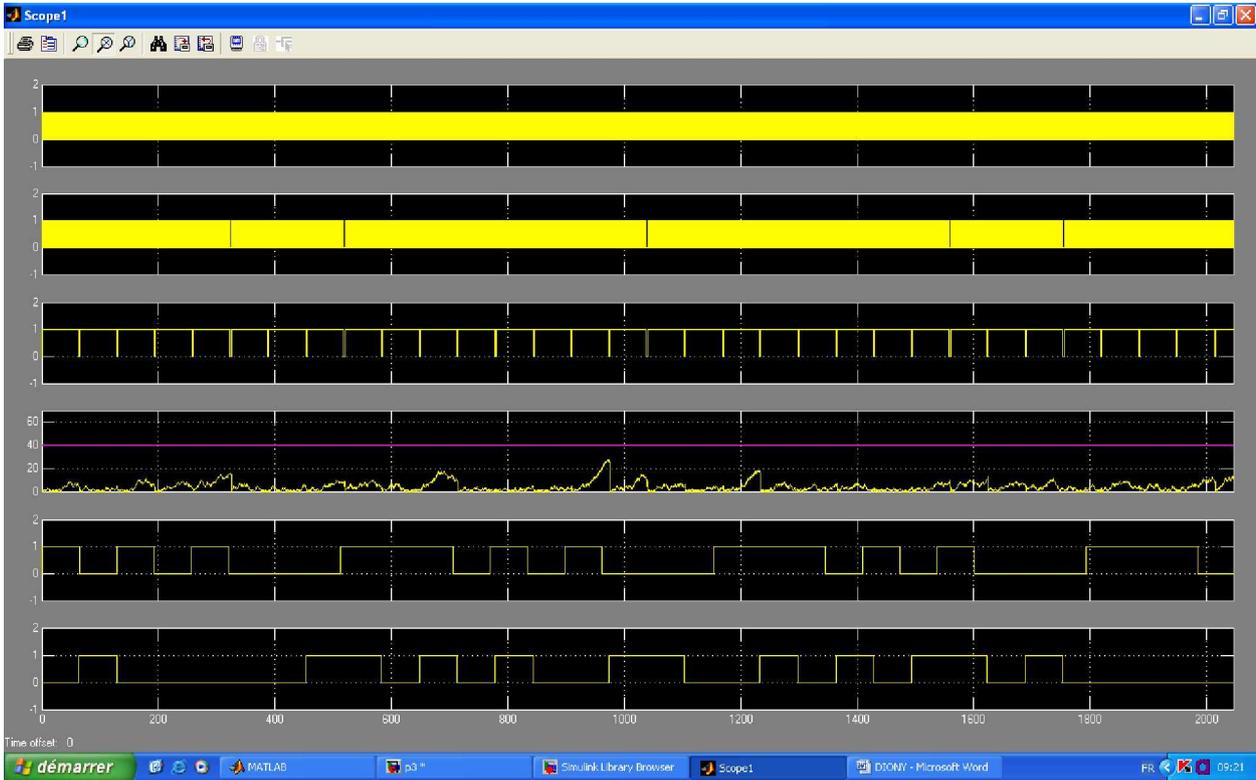


**Fig. IV.17** : Simulation pour un retard de propagation de 123 s  
Code (7,3) commun à l'émetteur et récepteur ; Puissance bruit  $> 0,1$

- Figure IV.18

Résultats des simulations pour un retard de propagation de 11s avec code (8,4) pour l'émetteur et (7,3) pour le récepteur, une puissance bruit < 0,1 et un seuil de 40.

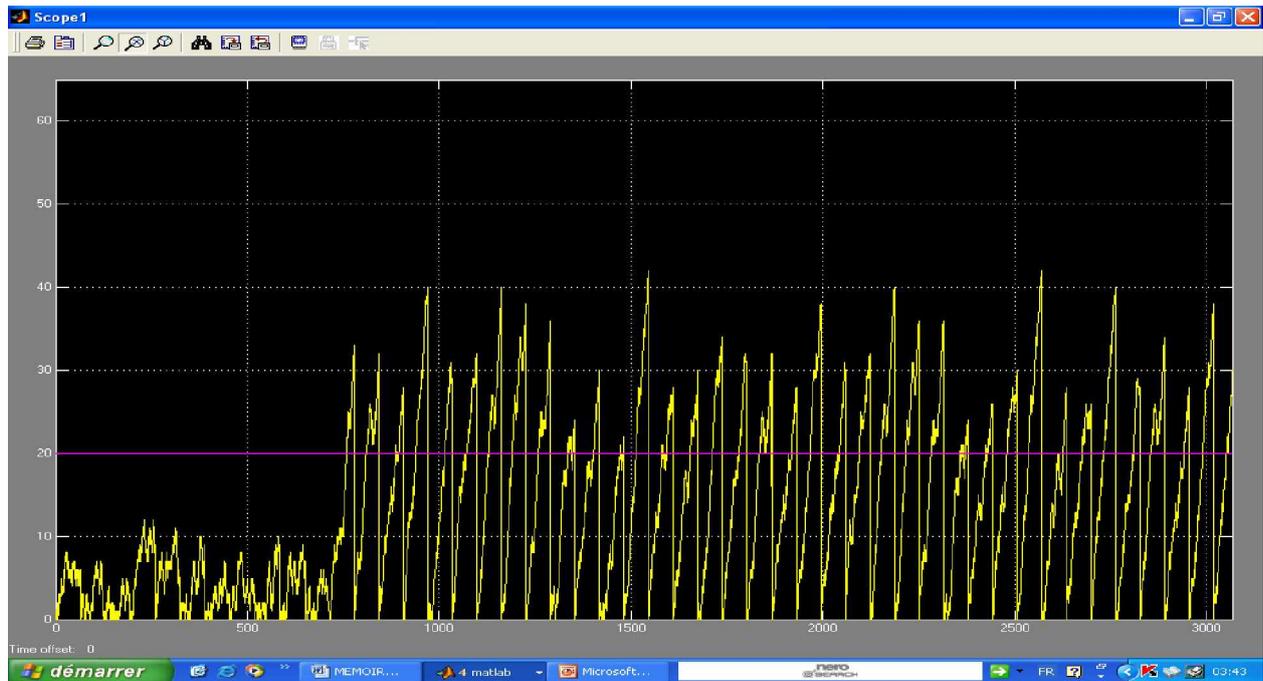
Les données ne sont pas récupérées, les codes étant différents à l'émission et à la réception.



**Fig. IV.18** : Simulation pour un retard de propagation de 11s  
Code (8,4) pour l'émetteur et (7,3) pour le récepteur

- Figure IV.19

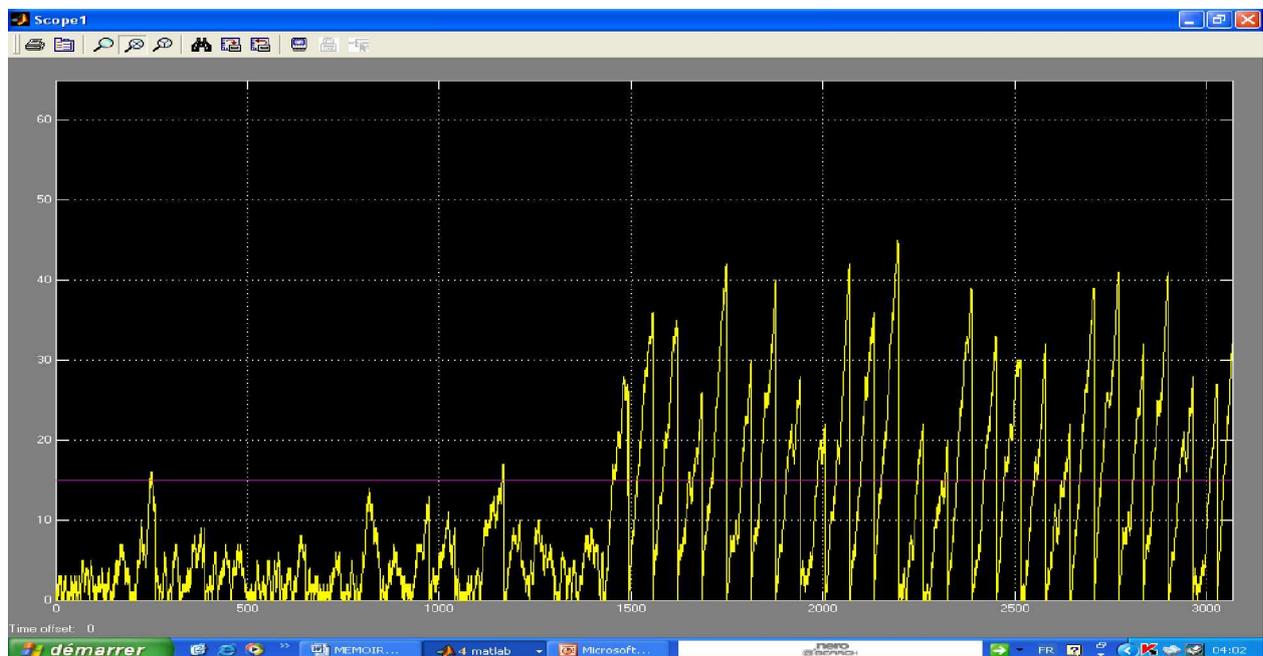
Simulation du multi-trajet avec deux émetteurs ayant des codes d'émission identiques (7,3) et le même code à la réception, mais des retards de propagation différents à savoir 10 pour le premier et 20 pour le deuxième. Le seuil est abaissé à 20. A partir de la formule temps de synchronisation = (retard)x(64), nous pouvons conclure que le récepteur accroche le premier émetteur car le seuil est définitivement dépassé au environ de 640 secondes.



**Fig. IV.19** : Simulation du multi-trajet à l'aide de deux émetteurs

- Figure IV.20

Simulation de deux émetteurs : le premier avec code d'émission (8,4), retard=10, le deuxième avec code d'émission (7,3), retard=20. Le code récepteur a pour code (7,3). Celui-ci se synchronise bien sur le deuxième émetteur après 1300 secondes environ.



**Fig. IV.20** : Simulation de deux émetteurs ayant des données différentes et des codes différents(8,4) et (7,3)

### **IV.8. Conclusion**

Nous avons présenté dans ce chapitre une description de l'émetteur/récepteur à étalement de spectre que nous avons réalisé. Les simulations effectuées sous Simulink ont montré une bonne robustesse vis-à-vis du bruit grâce à la corrélation qui supprime pratiquement ce dernier. La boucle d'acquisition de type série à une branche est très performante puisqu'elle permet une synchronisation assez rapide. La possibilité d'adresser un code particulier parmi une trentaine de codes différents et d'éliminer les autres fait la force de la technique d'étalement de spectre.

## CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire consistait en l'étude et à la simulation sous Simulink d'un système de télécommunication par étalement de spectre par séquence directe. Le choix de cette technique n'est pas fortuit car elle présente de nombreux atouts. L'étalement de spectre permet une transmission de l'information en toute confidentialité et confère en outre au signal émis une faible densité spectrale de puissance car les données sont multipliées par un code pseudo aléatoire dont la largeur des impulsions ( $T_c$ ) est inférieure à celle de bits à transmettre ( $T_b$ ). L'information transmise est alors étalée en fréquence d'un facteur  $T_b/T_c$  avant d'être envoyée au modulateur (DPSK). Ainsi, toutes les données, quelle que soit leur débit, auront la même occupation spectrale et pourront être modulées par le même modulateur.

Ce travail de mémoire m'a permis de renforcer mes connaissances dans le domaine des télécommunications par étalement de spectre qui reste une véritable alternative car permet de conjuguer fiabilité et souplesse. En outre il m'a aussi permis de me familiariser avec les techniques de simulation et avec le logiciel Simulink en particulier qui est un système très utilisé par les ingénieurs dans le dit domaine.

## ANNEXE

Table 2-1. Code Phase Assignments

Satellite ID Number	GPS PRN Signal Number	Code Phase Selection	Code Delay Chips	First 10 Chips Octal*
		C/A (G <sub>2</sub> )	C/A	C/A
1	1	2 ⊕ 6	5	1440
2	2	3 ⊕ 7	6	1620
3	3	4 ⊕ 8	7	1710
4	4	5 ⊕ 9	8	1744
5	5	1 ⊕ 9	17	1133
6	6	2 ⊕ 10	18	1455
7	7	1 ⊕ 8	139	1131
8	8	2 ⊕ 9	140	1454
9	9	3 ⊕ 10	141	1626
10	10	2 ⊕ 3	251	1504
11	11	3 ⊕ 4	252	1642
12	12	5 ⊕ 6	254	1750
13	13	6 ⊕ 7	255	1764
14	14	7 ⊕ 8	256	1772
15	15	8 ⊕ 9	257	1775
16	16	9 ⊕ 10	258	1776
17	17	1 ⊕ 4	469	1156
18	18	2 ⊕ 5	470	1467
19	19	3 ⊕ 6	471	1633
20	20	4 ⊕ 7	472	1715
21	21	5 ⊕ 8	473	1746
22	22	6 ⊕ 9	474	1763
23	23	1 ⊕ 3	509	1063
24	24	4 ⊕ 6	512	1706
25	25	5 ⊕ 7	513	1743
26	26	6 ⊕ 8	514	1761
27	27	7 ⊕ 9	515	1770
28	28	8 ⊕ 10	516	1774
29	29	1 ⊕ 6	859	1127
30	30	2 ⊕ 7	860	1453
31	31	3 ⊕ 8	861	1625
32	32	4 ⊕ 9	862	1712
***	33	5 ⊕ 10	863	1745
***	34**	4 ⊕ 10	950	1713
***	35	1 ⊕ 7	947	1134
***	36	2 ⊕ 8	948	1456
***	37**	4 ⊕ 10	950	1713

\* In the octal notation for the first 10 chips of the C/A code as shown in this column, the first digit (1) represents a "1" for the first chip and the last three digits are the conventional octal representation of the remaining 9 chips. (For example, the first 10 chips of the C/A code for PRN Signal Assembly No. 1 are: 1100100000).

\*\* C/A codes 34 and 37 are common.

\*\*\* PRN sequences 33 through 37 are reserved for other uses (e.g. ground transmitters). GPS satellites shall not transmit using PRN sequences 33 through 37.

⊕ = "exclusive or"

Sélection des codes de Gold (colonne N°3)

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] **Alexandru SPATARU** - Théorie de la transmission de l'information tome 1: signaux et bruit - Edition MASSON et CIE - Paris 1980
- [2] **BENSOUSSAN D.** - La modulation - Edition Bordas - Paris 1980
- [3] **Claude SERVIN** - Réseaux et télécoms - Edition Dunod, Paris 2006.
- [4] **Gérard BLANCHET, Maurice CHARBIT** - Signaux et images sous matlab : méthode, applications et exercices corrigés - Edition Hermes Science Publications - Paris 2001
- [5] **Jean-Claude LAFONT et Jean-Paul VABRE** - Cours et problèmes d'électronique numérique - Edition Marketing - Paris 1986
- [6] **Thomas JOHAN** Mémoire : Modélisation de la chaîne de transmission d'un émetteur-récepteur à étalement de spectre par séquence directe en VHDL-AMS - ENAC - Toulouse
- [7] **Céline GUILLEMINOT** Thèse de doctorat : étude et intégration numérique d'un système multi capteurs AMRC de télécommunication basé sur un prototype virtuel utilisant le langage de haut niveau VHDL-AMS - Université de Toulouse Le MIRAIL - Toulouse 01-12-2005
- [8] **Robert DUBOIS** - Structure et applications des émetteurs et des récepteurs - Presses polytechnique et universitaires romandes - Lausanne 1996.
- [9] **Sites web:** [http://comelec.enst.fr/~ciblat/docs\\_cours/cdma.pdf](http://comelec.enst.fr/~ciblat/docs_cours/cdma.pdf)  
<http://www.aemc.fr/Pagespdf/AEMC-Oscillateursetalement.pdf>  
<http://www.polytech.unice.fr/~leroux/transmission/node8.html>  
<http://www.enseirb.fr/~dondon/transnum/modnumBPSK/modnum.html>