

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEINEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MENTOURI CONSTANTINE
FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

MEMOIRE

Présenté pour obtenir le diplôme de
Magister
(Spécialité Contrôle)

Synchronisation du code PN dans les systèmes à accès multiple MC-DS-CDMA

Avec modulation multi porteuses

Présentée et soutenue publiquement

Par

Billel BOUCHEMAL

Devant le **JURY**

Président :	F.SOLTANI	Professeur à l'Université Mentouri de Constantine
Rapporteur :	A.FAROUKI	Maitre de Conférences à l'Université Mentouri de Constantine
Examineurs :	Z.HAMMOUDI	Maitre de Conférences à l'Université Mentouri de Constantine
	T.LAROUSI	Maitre de Conférences à l'Université Mentouri de Constantine

Remerciements

« الحمد لله الذي وفقنا لهذا وما توفيقياً إلا بالله »

Avant tout, Merci à Mon Dieu le Tout Puisant.

Ce travail a été réalisé au département d'Electronique, Faculté des Sciences de l'Ingénieur de L'Université de Mentouri de Constantine.

J'exprime ma gratitude à Monsieur le Maitre de Conférences A. FAROUKI pour avoir accepté de proposer et d'encadrer ce travail.

J'adresse mes remerciements à Monsieur le Professeur F. Soltani pour l'honneur qu'il m'a fait en présidant le jury de ma soutenance.

Je remercie également Messieurs Z. HAMMOUDI, Maitre de conférences à l'Université Mentouri de Constantine et T. LAROUSSE, Maitre de Conférences à l'Université Mentouri de Constantine d'avoir tous accepté d'examiner ce travail de thèse et de leur participation au jury de soutenance.

Je n'oublis pas mes parents, et particulièrement mon grand père et ma grand-mère, et enfin tous mes amis.

A Ma Mère, à mon père, et à toute ma grande famille.

A tous ceux que j'aime.

Table des matières

Table des figures	vi
Liste des tableaux	ix
Abréviations	x
Chapitre 1 Introduction et état de l'art	
1.1 Contexte	1
1.2 Position du Problème	2
1.3 Stratégies de recherche du code PN	4
1.3.1 La recherche parallèle	4
1.3.2 La recherche série	5
1.3.3 La recherche hybride	6
1.3.4 La recherche aléatoire	6
1.3.5 Recherche Non consécutifs mixte avec Double cellules de Détection (NCS-TC)	7
1.4 Etat de l'art	8
1.5 Plan de lecture	9
Chapitre 2 La modulation OFDM	
2.1 Présentation de l'OFDM.	11
2.2 Principe de la modulation.	11
2.3 Notion d'orthogonalité	12
2.4 Principe de la démodulation	13
2.5 Implémentation numérique du modulateur	15
2.6 Implémentation numérique du démodulateur	16
2.7 Problème des trajets-multiples	16

2.7.1	Caractéristiques du canal	16
2.7.2	Intervalle de garde	18
2.8	Principaux intérêts et inconvénients de L'OFDM	19
2.9	Schéma synoptique d'un émetteur/récepteur OFDM	20
2.10	Conclusion	21
Chapitre 3 L'accès multiple		
3.1	Introduction	22
3.2	Les techniques d'accès multiple	22
➤	FDMA	22
➤	TDMA	23
➤	CDMA	23
3.3	Les communications CDMA	24
3.3.1	Le principe de l'étalement du spectre	24
3.3.2	La CDMA à séquence direct	26
3.3.3	Les codes d'étalement	27
➤	Le choix des codes PN à utilise	27
➤	M-sequence	29
➤	Les codes de Gold et de Kasami	32
➤	Les codes OVSF	33
3.4	Les combinaisons entre la modulation OFDM et l'accès CDMA	34
3.4.1	La technique MC-CDMA	34
3.4.2	La technique MC-DS-CDMA	36
➤	Le schéma block d'un système MC-DS-CDM	38
3.4.3	La technique MT-CDMA.....	39
Chapitre 4 Mis en œuvre du système de Synchronisation		
4.1	Introduction	40
4.2	Simulation du system OFDM	41
4.2.1	Spectre en fréquence théorique	41
4.2.2	Les paramètres de simulation	41

4.2.3	Simulation de la modulation OFDM	42
a)	Partie visualisation	43
b)	Le spectre en du symbole OFDM	44
	➤ Sans la fréquence f_0	44
	➤ Avec la fréquence f_0	44
c)	Les signaux au niveau du scope	45
4.3	Simulation de la démodulation OFDM	46
4.4	Simulation du système MC-DS- CDMA	46
4.4.1	Schémas de simulation du modulateur	46
4.4.2	Schémas de simulation du démodulateur	47
4.4.3	Détecteur non cohérent	48
	➤ Le block de corrélation	49
4.4.4	Résultats	49
	➤ Les paramètres de simulation	50
	➤ Les signaux au niveau du scope	50
	➤ Le résultat de la simulation pour 2 trajets	51
4.5	La synchronisation	53
4.5.1	Modélisation du canal Rayleigh multi-trajet	53
4.5.2	L'algorithme CFAR à censure automatique	56
4.5.3	Calcul théorique du temps d'acquisition moyen	59
4.5.4	Résultats	62
	Conclusion et Perspectives	67
	Bibliographie	69
	Annexes	72

Table des figures

Fig.1.2 Procédure de recherche de la phase d'alignement	3
Fig.1.3 Stratégie de recherche parallèle	4
Fig.1.4 Stratégie de recherche série	5
Fig.1.5 Stratégie de recherche hybride	6
Fig.1.6 Stratégie de recherche aléatoire	7
Fig.1.7 Recherche mixte non consécutive avec double cellule	7
Fig.2.1 Principe de la Modulation OFDM	12
Fig.2.2 Spectre en sortie du modulateur OFDM	13
Fig.2.3 Spectre en sortie du modulateur OFDM	13
Fig.2.4 Principe de la démodulation classique	14
Fig.2.5 Modulateur OFDM numérique	15
Fig.2.6 Démodulateur OFDM numérique	16
Fig.2.7 Trajet multiple dans un canal de communication	17
Fig.2.8 Interférences Inter Symbole (ISI)	17
Fig.2.9 Intervalle de garde (Préfixe cyclique)	18
Fig.2.10 Intégration du signal avec intervalle de garde	19
Fig.2.11 Schémas block d'un émetteur/récepteur OFDM	20
Fig.3.1 L'accès multiple FDMA	22
Fig.3.2 L'accès multiple TDMA	23
Fig.3.3 L'accès multiple CDMA	24
Fig.3.4 Etalement d'une séquence de données	25

Fig.3.5 Bilan spectral d'une transmission à étalement du spectre	26
Fig.3.6 Schéma général d'un système à étalement de spectre en séquence directe	27
Fig.3.7 Autocorrélation d'une séquence pseudo-aléatoire de longueur maximum	29
Fig.3.8 Exemple de générateur pseudo-aléatoire formé de 4 bascules D	30
Fig.3.9 La séquence obtenue par la configuration de la figure.3.8	30
Fig.3.10 Génération du code de Gold	32
Fig.3.11 Arbre des codes d'étalement pour générer les codes OVSF	34
Fig.3.12 Transmetteur MC-CDMA	35
Fig.3.13 Récepteur MC-CDMA	36
Fig.3.14 Transmetteur MC-DS-CDMA	37
Fig.3.15 Récepteur MC-DS-CDMA	37
Fig.3.16 Schéma synoptique du transmetteur, du canal multi trajet et du récepteur	38
Fig.3.17 Transmetteur MT-CDMA	39
Fig.3.18 spectre de fréquence pour la MT-CDMA	39
Fig.4.1 Spectre résultant	41
Fig.4.2 Répartition adjacente des spectres	41
Fig.4.3 Le modulateur OFDM	42
Fig.4.4 la visualisation des signaux	43
Fig.4.5 le spectre du symbole OFDM sans la porteuse f_0	44
Fig.4.6 le spectre du symbole OFDM avec la porteuse f_0	44
Fig.4.7 Les signaux à travers les différents blocs du modulateur OFDM	45
Fig.4.8 Démodulateur OFDM	46
Fig.4.9 Schéma de simulation du modulateur MC-DS-CDMA avec 4 porteuses	47
Fig.4.10 Démodulateur OFDM	47
Fig.4.11 Détecteur non cohérent	48
Fig.4.12 Détecteur non cohérent	48
Fig.4.13 le block corrélation	49
Fig.4.14 Blocs de visualisation pour le modulateur MC-DS-CDMA	49
Fig.4.15 Les signaux à travers les différents blocs du modulateur MC-DS-CDMA	51

Fig.4.16	La corrélation dans le cas de 2 trajets	52
Fig.4.17	Modélisation du canal Rayleigh	53
Fig.4.18	le block de corrélation avec la combinaison EGC	56
Fig.4.19	Architecture du détecteur CFAR à censure automatique	57
Fig.4.20	Diagramme d'état circulaire pour un système d'acquisition à recherche série	59
Fig.4.21	le schéma globale de l'application.	61
Fig.4.22	Seuil et pre-seuil du Detecteur D* pour SNR/chip = -1 dB	62
Fig.4.23	Seuil du Detecteur CA-CFAR pour SNR/chip = -1 dB	63
Fig.4.24	Robustesse par rapport aux trajets multiples, M=4, N=128, Nc=16	64
Fig.4.25	Temps d'acquisition moyen, Lp = 4, N=128, Nc=16, M=4	64
Fig.4.26	Temps d'acquisition moyen utilisant D*, M=4, Lp=4, Nc=16	65
Fig.4.27	Temps d'acquisition moyen utilisant le détecteur D*, Lp=4, N=128, Nc=16, M=4 . .	66

Liste des tableaux

Tab.4.1 paramètres de simulation OFDM	41
Tab.4.2 Les paramètres de simulation pour le modulateur MC-DS-CDMA	50
Tab.4.3 facteurs T_i pour une distribution Gama, $M=4$, $N_c=16$ cellules	58

Abréviations

ASK	Amplitude Shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BCM-CFAR	Binary Clutter-Map Constant False Alarm Rate
CDMA	Code Division Multiple Access
CFAR	Constant False Alarm Rate
DAB	Digital Audio Broadcasting
DFT	Discrete Fourier Transform
DVB	Digital Vidéo Broadcasting
DS-CDMA	Direct Sequence CDMA
EGC	Equal Gain Combining
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FH-CDMA	Frequency Hopping CDMA
GSM	Global System for Mobile Communication
HIPERLAN2	High Performance Radio Local Area Network Type 2
HIPERMAN	High Performance Radio Metropolitan Area Network
IC	Interference Cancellation
ICI	Inter-Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
ISI	Inter-Symbol Interference
IS-95	Interim Standard for US code division multiple access
LLR	Log Likelihood Ratio
LMSE	Least Mean Square Error

MC-CDMA	Multi-Carrier CDMA
MC-DS-CDMA	Multi-Carrier DS-CDMA
MIP	Multipath intensity profile
ML	Maximum Likelihood
MMSEC	Minimum Mean Square Error Combining
MRC	Maximal Ratio Combining
MT-CDMA	Multi-Tone CDMA
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor
PDF	Probability Density Function
PN	Pseudo Noise
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
SC	Selection Combining
TDMA	Time Division Multiple Access
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
W-CDMA	Wideband CDMA
WLAN	Wireless Local Area Network

1.1 Contexte

Les systèmes de communication mobiles ou sans fil, ont évolué en fonction des progrès dans les technologies sans fil et des besoins d'utilisation. Dans les réseaux cellulaires et fixes, la transmission vocale a été le principal service durant une longue période. Parallèlement à l'explosion du trafic internet dans les réseaux fixes, les besoins en services divers se sont accrus dans les communications mobiles. Une variété de services est maintenant disponible au cours de la deuxième génération (2.5G) des systèmes de communications mobiles en l'occurrence, le courrier électronique, l'accès au Web et des services en ligne allant de la transaction bancaires au divertissement, en plus de la conversation vocale. Les gens veulent être connectés à tout moment, n'importe où, non seulement pour la conversation vocale mais aussi pour la transmission des données (le téléchargement de l'information). Les télécommunications 3G, basées sur les systèmes à large bande et l'accès multiple CDMA (code-division-multiple-acces) à séquence directe (DS-SS-SS) [1], avec des débits de données élevés allant jusqu'à 384 kb/s (environ 10 Mb/s ultérieurement), est mis en service dans certains pays, et leur déploiement rapide est entrain d'accélérer. Afin de fournir de nouveaux services attractifs pour les abonnés avec une meilleure qualité de service, une quatrième génération (4G) des systèmes de communication mobiles est attendue sur le marché dans les prochaines années à venir [1]. La MC-CDMA (Multi-Carrier) constitue une technique de transmission et d'accès multiple prometteuse pour l'interface des futurs systèmes 4G, en voie descendante (Down Link). Elle a fait l'objet de nombreux projets tels que les projets européens IST MATRICE, 4MORE et WINNER, et aussi de nombreux projets internes aux grands opérateurs comme NTT DoCoMo au Japon et France Télécom en France [2].

La MC-CDMA combine la transmission multi-porteuse OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) avec la technique d'accès multiple à répartition par codes CDMA. L'OFDM est couramment utilisée dans les systèmes récents de communication sans fils. Le CDMA quant à lui est un accès multiple très flexible qui offre une grande capacité cellulaire et une planification fréquentielle simple du réseau. Il est notamment utilisé dans les systèmes de communication mobile de troisième génération l'UMTS.

1.2 Position du Problème

L'établissement d'une communication dans les systèmes à spectre étendu (Spread Spectrum ou SS), passe par différents niveaux de synchronisation ; La synchronisation porteuse, la synchronisation Code, la synchronisation symbole (Fig.1.1). Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéressons au problème de synchronisation au niveau « Code » dans une communication à spectre étendu avec modulation OFDM et accès multiple du type MC-DS-CDMA (Multi Chanel Direct Sequence Code Division Multiple Access). Nous analysons un schéma sériel pour l'acquisition du code PN auquel est associé un détecteur CFAR au niveau de l'étage de décision d'un système MC-DS- CDMA.

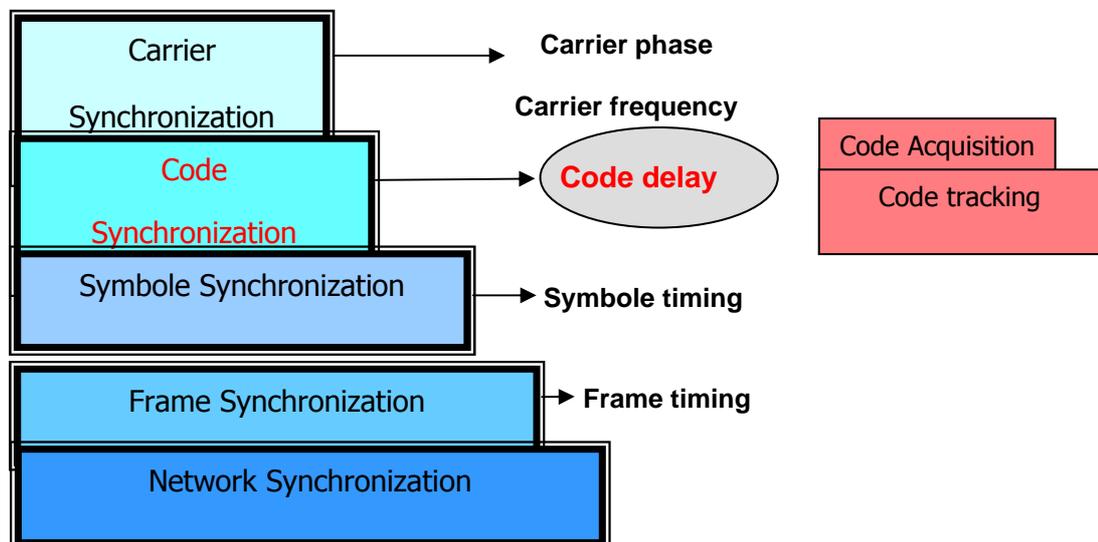


Fig.1.1. Niveaux de Synchronisation dans une Communication à spectre étendu.

Dans l'accès CDMA, il s'agit de coder chaque bit de donnée à transmettre moyennant une séquence pseudo aléatoire $PN(t)$ propre à chaque utilisateur ; c'est la clef de codage. La longueur du code représente le facteur d'étalement (Spreading factor). A la réception, il suffit de comparer le signal reçu à la séquence PN localement générée pour retrouver le signal d'origine. Il est clair que lors du décodage, la synchronisation « code » est une opération très importante. Cette opération s'effectue en deux étapes

- ON REALISE LA CORRELATION ENTRE LES DEUX SIGNAUX ; LE SIGNAL REÇU ET LA SEQUENCE PN LOCALE. CETTE FONCTION PRESENTE UN PIC DE CORRELATION LORSQUE LES DEUX SIGNAUX SONT ALIGNES.
- LA SYNCHRONISATION EST ENSUITE MAINTENUE GRACE A UNE BOUCLE DE VERROUILLAGE DE RETARD. C'EST LA POURSUITE OU LE TRACKING.

C'est seulement lorsque ce calage est réalisé qu'on peut démoduler le signal afin de restaurer le symbole transmis. Classiquement, les systèmes DS-CDMA s'appuient sur l'utilisation d'un seuil fixe pour la détection de l'alignement. L'approche classique s'avère imprécise notamment lorsque le canal de transmission est perturbé par des interférences du type Multi-Users et/ou Multi-Path. Dans la méthode conventionnelle, le système est pénalisé par un nombre élevé de fausses alarmes conduisant à une perte de temps considérable au niveau du bloc de vérification (vérification mode). La figure.1.2 résume la procédure de décision pour l'acquisition du code PN. C'est particulièrement dans cet ordre d'idée, que nous proposons l'application des techniques CFAR, avec rejection automatique des composantes multipath, pour la détection du pic de corrélation dans un récepteur MC-DS-CDMA.

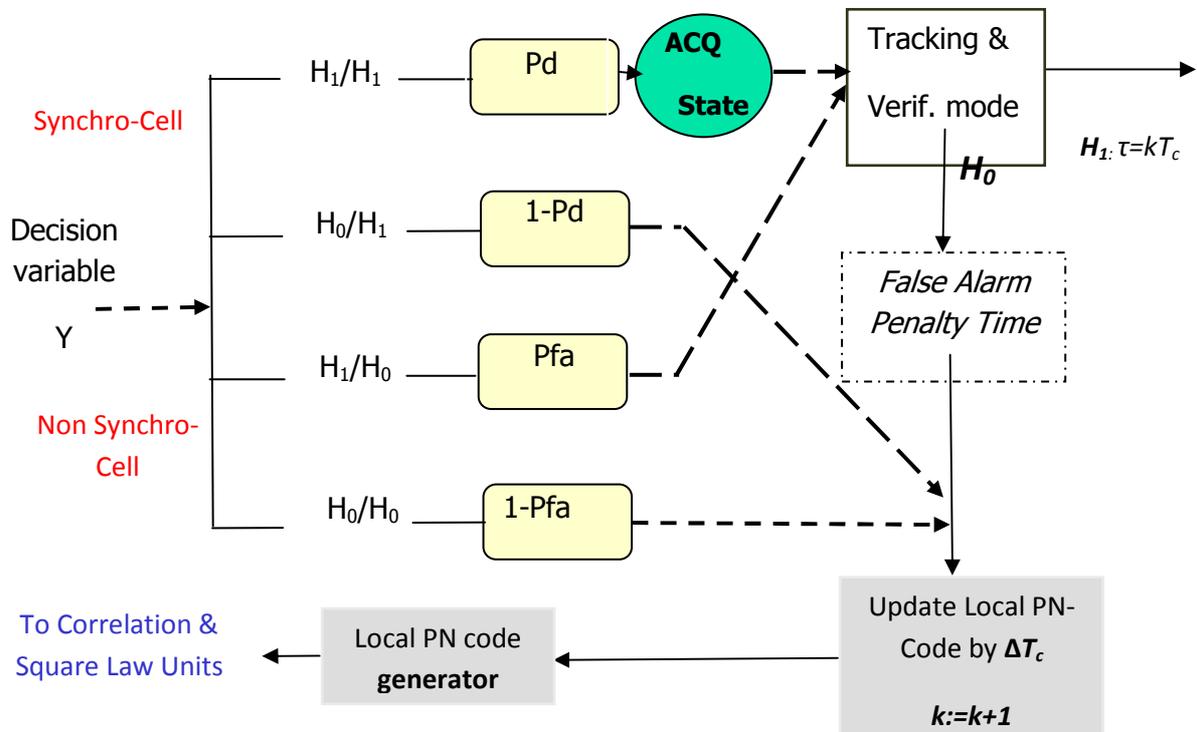


Fig.1.2 Procédure de recherche de la phase d'alignement.

1.3 Stratégies de recherche du code PN

1.3.1 La recherche parallèle

La recherche parallèle [3,4,5] fait appel à un grand nombre de corrélateurs (Fig.1.3). Dans le cas extrême, le récepteur peut utiliser p corrélateurs à la fois pour la recherche de p cellules de synchronisation qui composent la région d'incertitude. Cette façon de procéder réduit largement le temps d'acquisition, en contre partie, la complexité de mise en œuvre du récepteur augmente avec l'augmentation de p , comme c'est le cas des codes d'étalements longs. Le détecteur effectue simultanément la corrélation entre le signal reçu et chacune des versions localement générées de la séquence du code. Cette approche est réalisable dans le cas où la taille de la région d'incertitude est courte comme c'est le cas des codes d'étalement courts.

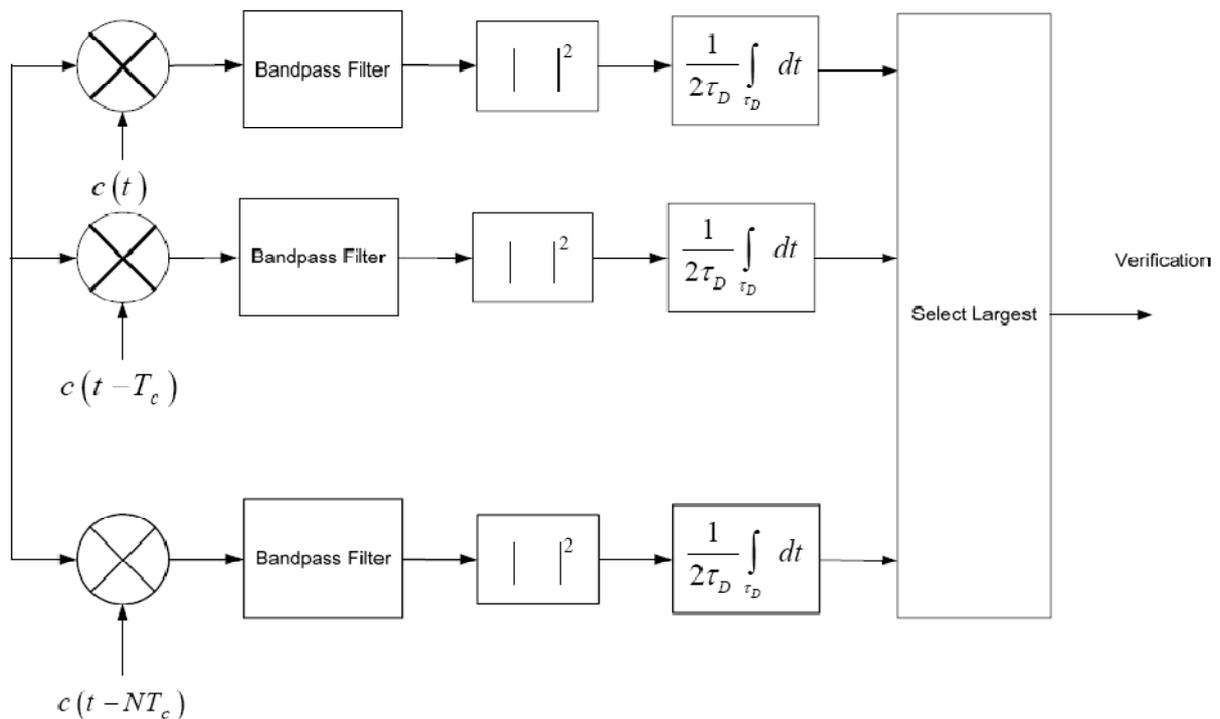


Fig.1.3 Stratégie de recherche parallèle

1.3.2 La recherche série

La méthode conventionnelle utilisée pour synchroniser le signal reçu et le code local est basée sur la recherche série à l'aide du système de glissement de la fenêtre de corrélation [6-9]. Le récepteur fonctionne avec le déplacement progressif du code local avec un pas de taille ΔT_c représentant la résolution du multi-trajet, où $\Delta = 1/4, 1/2, 1$ et T_c la durée d'un chip. À chaque décalage d'une cellule, une variable de décision est formée par la corrélation entre le code local et le code reçu à l'aide d'un corrélateur considéré, dans notre cas, de taille égale à celle du code PN ($\tau_D = NcT_c$ sec). La variable de décision est ensuite comparée avec un seuil de décision. Si la variable de décision dépasse le seuil, la cellule correspondante est provisoirement déclarée comme étant une phase de synchronisation ou cellule H1 (signal d'alignement présent). Le système passe alors en mode de vérification. Le résultat de l'étape de vérification peut être une confirmation de la cellule H1, dans ce cas, l'acquisition est déclarée réalisée et la recherche est terminée. Sinon, une fausse alarme est détectée et la recherche reprend après un temps de pénalité fixé à $J T_c$ sec. Si le seuil n'est pas dépassé, la cellule correspondante est déclarée une cellule hors-phase (cellule H_0 ou non-synchro) et le récepteur procède au test de la prochaine version du code local. Le processus est répété jusqu'à ce que l'état d'acquisition est atteint. Il est clair que la recherche série est plus facile à mettre en œuvre en détriment d'un temps d'acquisition substantiel.

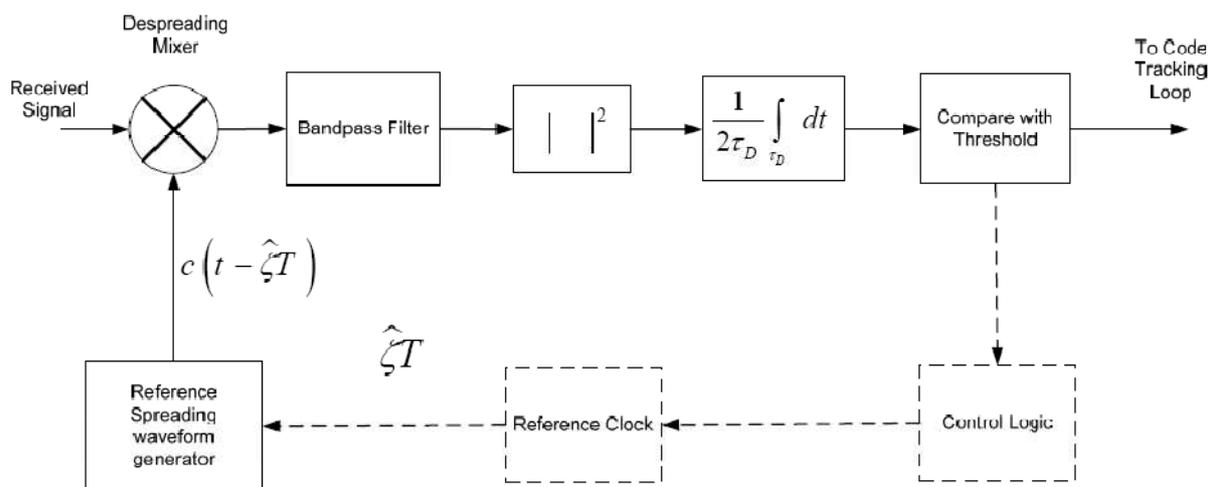


Fig.1.4 Stratégie de recherche série

1.3.3 La recherche hybride

Un bon compromis entre les deux méthodes précédentes est la recherche série-parallèle (hybride Search). Pour un nombre total q de cellules devront être recherchées, un bloc de p ($p \leq q$) corrélateurs en parallèle est nécessaire. En cas d'absence de synchronisation la phase de recherche est actualisée par p cellules jusqu'à ce que la synchronisation soit détectée. Ce système est plus rapide que la recherche série et la complexité du matériel est moindre par rapport au cas de la recherche parallèle. Les approches hybrides, série et parallèle ont été proposées comme une solution attrayante pour un compromis entre la vitesse d'acquisition et la complexité d'implémentation [10,11].

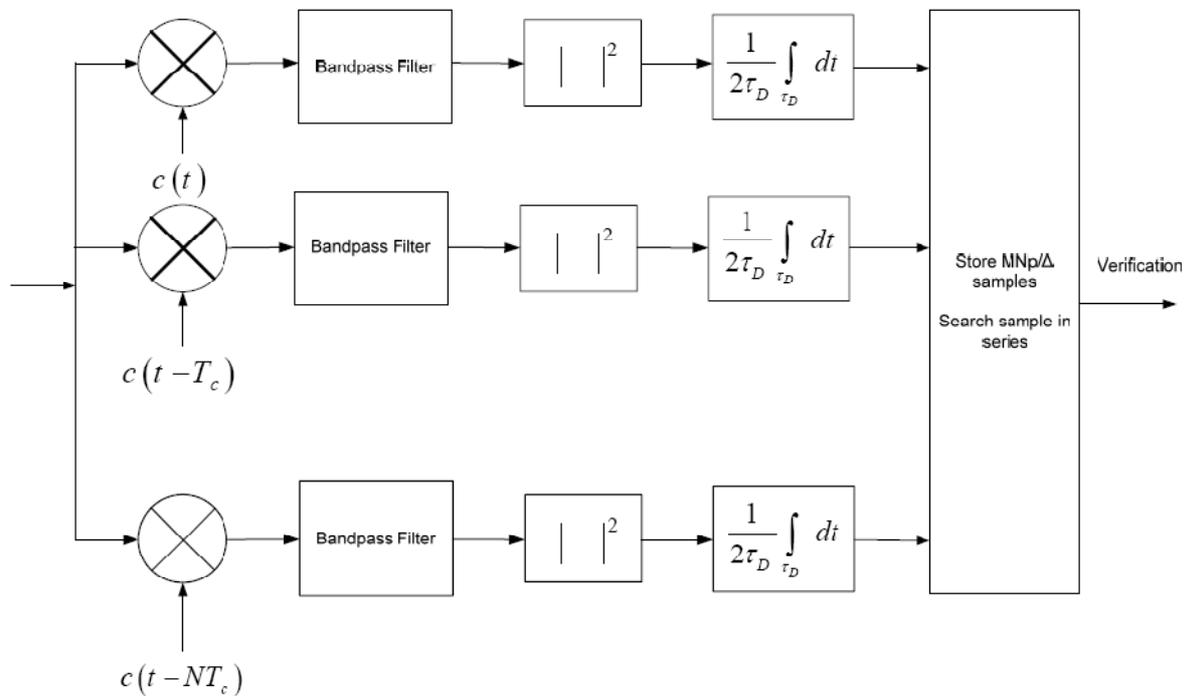


Fig.1.5 Stratégie de recherche hybride

1.3.4 La recherche aléatoire

La structure réalisant la recherche aléatoire est similaire à celle de la recherche série, sauf que la logique de recherche consiste à décaler le code local par un nombre multiple de T_c , choisi aléatoirement entre 0 et $(q - 1)$. A chaque étape, le récepteur effectue des sauts aléatoires pour le décalage du code local jusqu'à ce que l'acquisition soit obtenue [12].

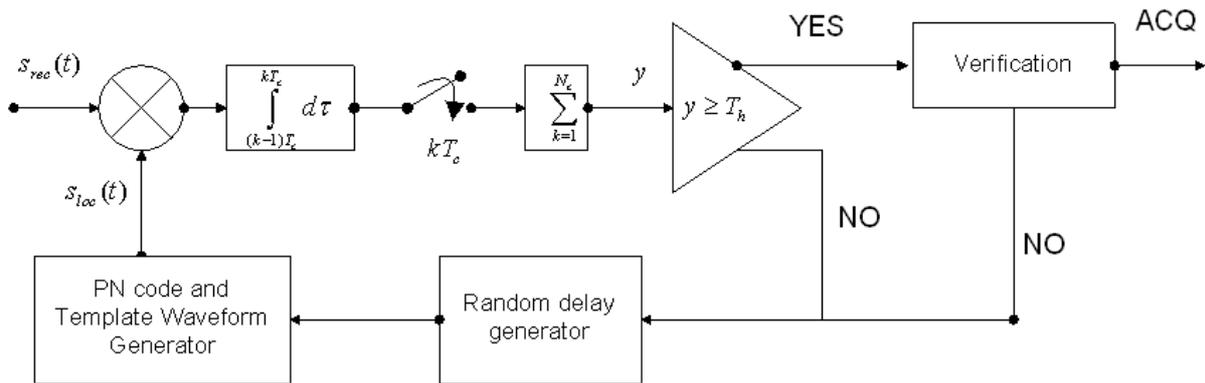


Fig.1.6 Stratégie de recherche aléatoire

1.3.5 Recherche mixte non consécutive avec double cellule (NCS-TC)

L'énergie du signal reçu étant répartie entre de nombreux composants multi trajet, il est plus judicieux d'exploiter l'énergie de plusieurs chemins. Il fonde la décision sur les cellules isolées. Le système NCS-TC, décrit dans [12], où la variable de décision est formée par la combinaison des sorties des détecteur correspondant à deux cellules successives.

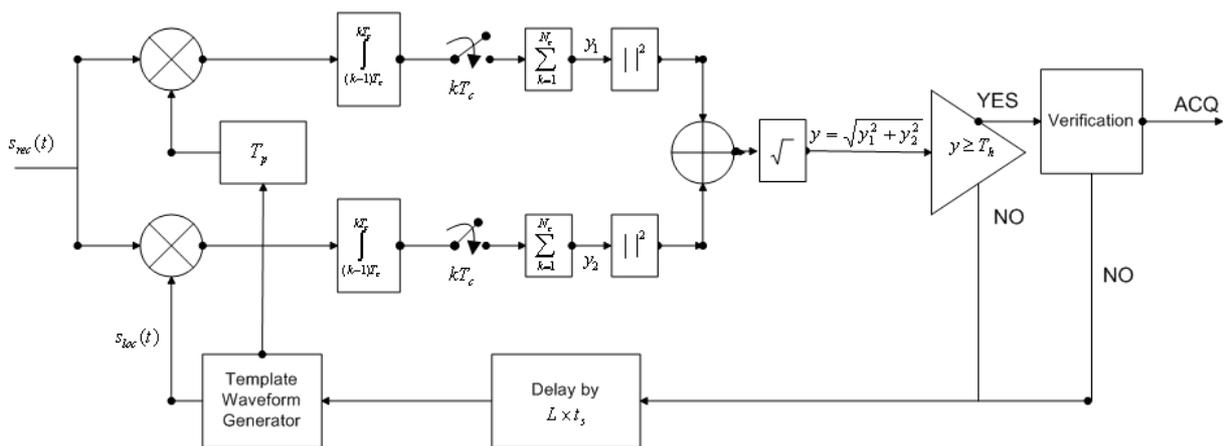


Fig.1.7 Recherche mixte non consécutive avec double cellule

1.4 État de l'art

Une synchronisation précise et rapide joue un rôle important dans l'efficacité de tout système à spectre étendu. En général, le processus de synchronisation entre le code d'étalement PN (pseudo-noise) et le code local de désétalement est effectué en deux étapes : L'acquisition et la poursuite. La première étape réalise l'alignement grossier entre les deux séquences du code tandis que la deuxième réalise l'alignement fin réduisant l'erreur de synchronisation à une limite exigée. Les méthodes d'acquisition peuvent être classées en quatre groupes, à savoir, les méthodes de recherches parallèles [3-5], les méthodes de recherche série [6-9], les méthodes de recherche hybrides [10,11] et les méthodes de recherche aléatoire [12]. La recherche parallèle inspecte simultanément toutes les versions du code local et détermine la plus probable. Si la durée de la séquence PN est élevée, les méthodes parallèles nécessitent un nombre important de ressources matérielles et deviennent complexes à mettre en œuvre. En contre partie, la stratégie de recherche série fait appel à une seule version du code à la fois et détermine si la version du code local et celle du code reçu sont alignées. Dans le cas de l'alignement, le circuit de poursuite est lancé, dans le cas contraire, une nouvelle version est examinée. Le matériel exigé pour ces méthodes de recherche est minimal, mais le temps moyen pour s'affranchir de l'état d'acquisition est augmenté. Différentes combinaisons de la recherche série et de la recherche parallèle sont également possibles et sont appelées les méthodes de recherches hybride. Dans ces systèmes classiques, le processus de décision est basé sur un seuil fixe qui est ajusté sous des conditions d'environnement. Etant donné que les niveaux du signal reçu dans les communications mobiles sont inconnus et d'emplacement variable, la méthode d'acquisition avec un seuil fixe provoque une augmentation importante du taux de fausses alarmes. En conséquence ces systèmes sont incapables de fournir de bonnes performances en raison de leur incapacité d'adaptation aux différents environnements.

Pour résoudre ce problème, de nombreux systèmes d'acquisition basés sur un seuillage adaptatif ont fait l'objet de recherche [13,14,15]. Dans ces articles, le système utilise les résultats de la corrélation pour estimer le niveau de bruit de fond. En présence d'un faible bruit de l'environnement, ce niveau est réduit, inversement, lorsque la puissance du bruit augmente, le système accroît automatiquement le seuil correspondant. De plus, en raison de la propagation multipath, le signal reçu est composé d'un nombre indéterminé de répliques du signal transmis. Chacune est caractérisée par son propre atténuation et un temps de retard.

Pour contourner l'effet de « masque » causé par présence des signaux multipath dans le canal de référence, *Kim et al.* ont introduit dans [14] un processeur d'acquisition basé sur les statistiques d'ordre (OSAP ou Order Statistic Adaptive Processor). Dans [15], les mêmes auteurs ont proposé un processeur d'acquisition adaptative (AAP ou Adaptive Acquisition Processor) avec estimation de la puissance du bruit utilisant les échantillons ordonnés non censurés d'amplitudes faibles. Dans [16] une nouvelle méthode d'acquisition adaptative du code PN est proposée pour un canal sélectif en fréquence à évanouissement Rayleigh. Le système proposé combine une stratégie de recherche série et un détecteur CFAR (Constant False Alarm Rate) à censure automatique basé sur l'index de variabilité. Ce système ne nécessite pas d'informations à priori sur le nombre d'interférences causées par la présence des trajets multiples dans le canal de référence. D'une autre part, dans [12] de nouvelles contributions à ces deux aspects ont été proposées; l'auteur analyse la recherche série et la recherche aléatoire et compare leurs performances dans plusieurs environnement multi trajet. Il est montré, pour différents modèles de canaux de propagation, que la recherche aléatoire améliore les performances d'acquisition en terme de temps d'acquisition moyen. Notons que la recherche d'acquisition aléatoire n'a pas été analysée dans la littérature à l'exception de [12]. Une nouvelle technique d'acquisition pour les systèmes de communication MC-CDMA et MC-DS-CDMA, utilisant la modulation OFDM, a été proposée dans [18]. Il est montré que l'IFFT du code PN local peut être utilisée pour la synchronisation en amont du bloc FFT dans le récepteur.

1.5 Plan de lecture

La thèse comprend 4 chapitres dont le contenu est décrit ci-après. Le chapitre 1 est introductif. Il décrit l'état de l'art pour la phase d'acquisition du code PN. Dans le chapitre 2, nous passons en revue les systèmes de transmission multi-porteuse OFDM, nous présentons son principe de base, sa mise en œuvre avec les opérations IFFT et FFT et ses principaux avantages et inconvénients. L'utilisation de l'intervalle de garde pour minimiser l'interférence entre symboles dans le cas d'un canal multi-trajet est également décrite dans ce chapitre. Dans le chapitre 3 nous décrivons les différents accès multiples CDMA, FDMA et TDMA, nous présentons également la technique de base de la DS-SS-SS et les différents types du code PN utilisés. Nous terminons ce chapitre par une description des concepts des techniques multi-porteuse à étalement de spectre: MC-SS-SS, MC-DS-SS, MT-SS-SS. Dans le chapitre 4 qui représente l'essentiel de la thèse, nous introduisons les différentes simulations utilisant

l'outil *Simulink* du logiciel *Matlab*. Nous commençons par la simulation du système OFDM (modulateur/démodulateur), ensuite nous abordons la simulation du système MC-DS-CDMA, pour implémenter, en fin, le bloc d'acquisition du code PN. A cette fin, nous décrivons l'algorithme CFAR à censure automatique que nous proposons pour effectuer la synchronisation. Nous évaluons également la performance de ce détecteur en terme de temps d'acquisition moyen pour différentes conditions d'utilisation.

2.1 Présentation de l'OFDM

Le multiplex à division de fréquences orthogonales, connu sous le nom anglophone OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), a fait son apparition dans les années 1960. Délaissé ensuite lors du développement de la théorie de l'égalisation pour les systèmes mono-porteuses (de moindre complexité), l'OFDM devait son retour, vers le milieu des années 1980 [19], au projet de radiodiffusion numérique DAB (*Digital Audio Broadcasting*). Contrairement à l'OFDM, les systèmes mono-porteuse, ne remplissaient pas les conditions de résistance aux trajets multiples et de débit élevé pour un taux d'erreur binaire faible requis par cette nouvelle application. L'OFDM est une technique actuellement utilisée dans de nombreuses applications comme la télévision numérique DVB (*Digital Vidéo Broadcasting*) ou la norme ADSL (*Assymetric Digital Subscriber Line*) permettant des liaisons Internet à haut débit. Enfin l'OFDM s'adapte parfaitement aux communications mobiles, et semble incontournable pour les futurs standards de troisième et quatrième générations, où il est question de l'associer à l'accès CDMA (*Code Division Multiple Access*) ou aux systèmes multi-antennes [19].

2.2 Principe de la modulation

Pour répartir les données à transmettre sur les M porteuses, on groupe les symboles c_k par paquets de M , moyennant le bloc S/P (Serial/Parallel). Les c_k sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par une constellation souvent de modulation QAM (*Quaternary Amplitude Modulation*) à 4, 16, ou 2^q états ou QPSK (*Quaternary Phase Shift Keying*).

La séquence de M symboles c_0, c_1, \dots, c_{M-1} constitue un symbole OFDM.

Le k -ième symbole parmi les M symboles module un signal de fréquence f_k . Le signal modulé du symbole k s'écrit sous la forme complexe: $c_k e^{2j\pi f_k t}$, où f_k représente la fréquence de la $k^{\text{ème}}$ sous porteuse.

Comme illustré à la Fig.2.1, le signal total $s(t)$ correspondant à l'ensemble des M symboles réassemblés en un symbole OFDM [19] s'écrit

$$s(t) = \sum_{k=0}^{M-1} c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (2.1)$$

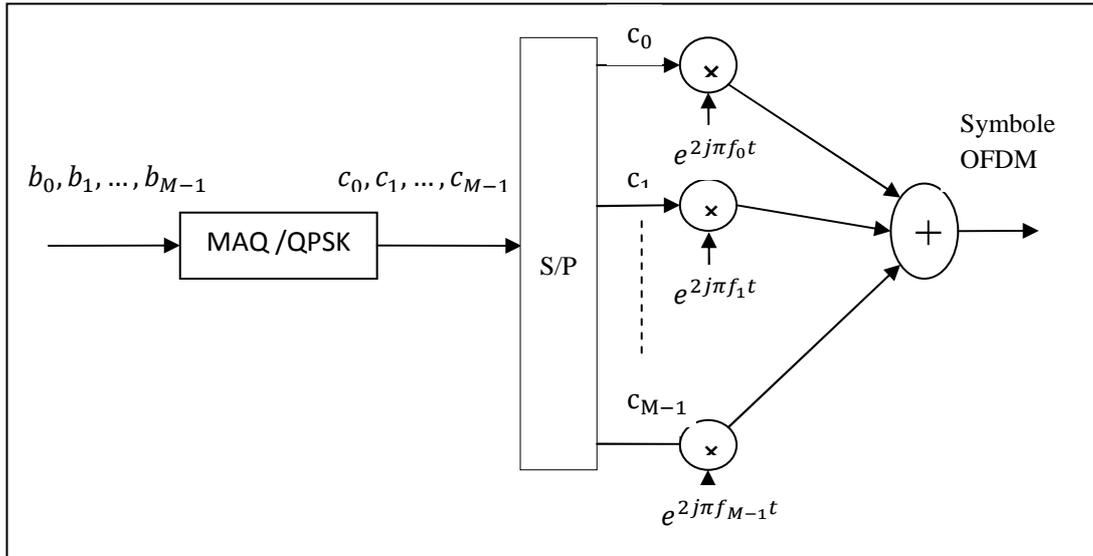


Fig.2.1 Principe de la Modulation OFDM

2.3 Notion d'orthogonalité

La différence fondamentale entre les différentes techniques classiques de modulation multi-porteuses et l'OFDM est que cette dernière autorise un fort recouvrement spectral entre les sous-porteuses, ce qui permet d'augmenter sensiblement leur nombre ou d'amoinrir l'encombrement spectral. Cependant, pour que ce recouvrement ne soit pas néfaste, les porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité, à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel. Toute fois l'utilisation d'un très grand nombre de porteuses est une perspective contraignante dans le sens où :

- ✚ Il faut beaucoup de modulateurs, de démodulateurs et de filtres.
- ✚ Il faut davantage de largeur de bande.

Pour résoudre ces deux problèmes on spécifie un espacement régulier de $f_u = \frac{1}{T_s}$ entre les sous-porteuses [19]. En effet, chaque porteuse modulant un symbole pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de durée T_s , possède un spectre de fréquence en « sinus cardinal », fonction qui s'annule tous les multiples $\frac{1}{T_s}$ (Figure.2.2). Les porteuses forment alors un ensemble orthogonal.

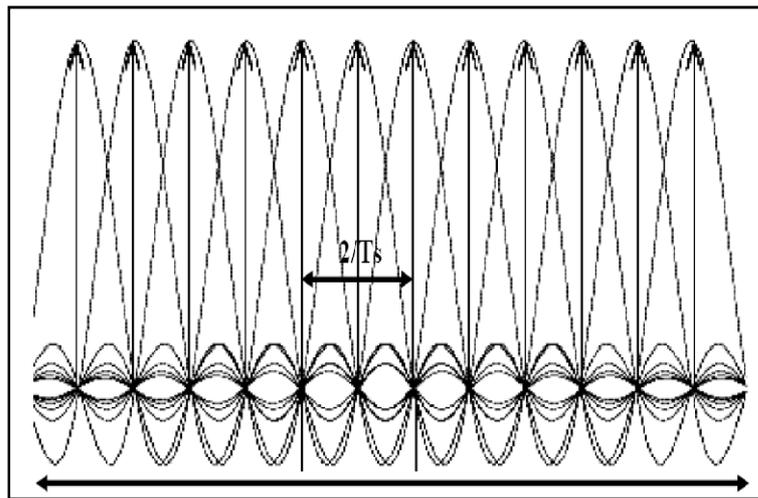


Fig.2.2 Spectre en sortie du modulateur OFDM

Ainsi la somme des spectres des sous-porteuses donne

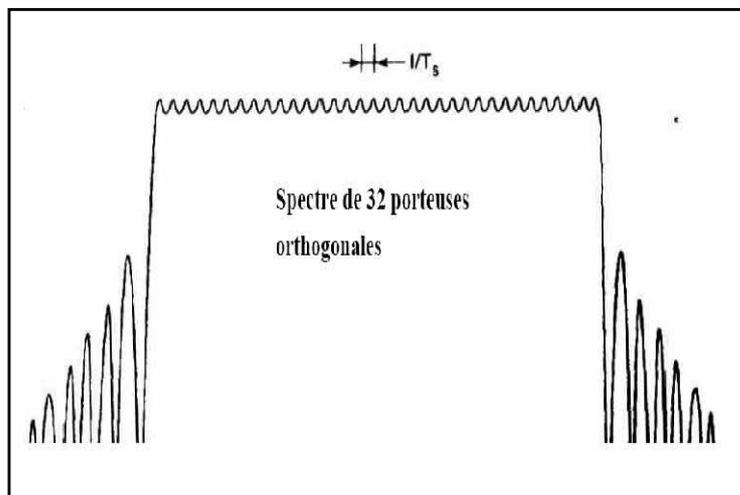


Fig.2.3 Spectre en sortie du modulateur OFDM

2.4 Principe de la démodulation

Le signal parvenu au récepteur s'écrit sur une durée symbole T_s

$$y(t) = \sum_{k=0}^{M-1} c_k H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \tag{2.2}$$

Où, $f_k = \frac{k}{T_s} + f_0$ avec $k = 0, 1, \dots, M - 1$, et f_0 la fréquence de référence de la porteuse principale.

$H_k(t)$ Est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k à l'instant t. Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_s . [19] La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les M sous-porteuses selon le schéma classique suivant

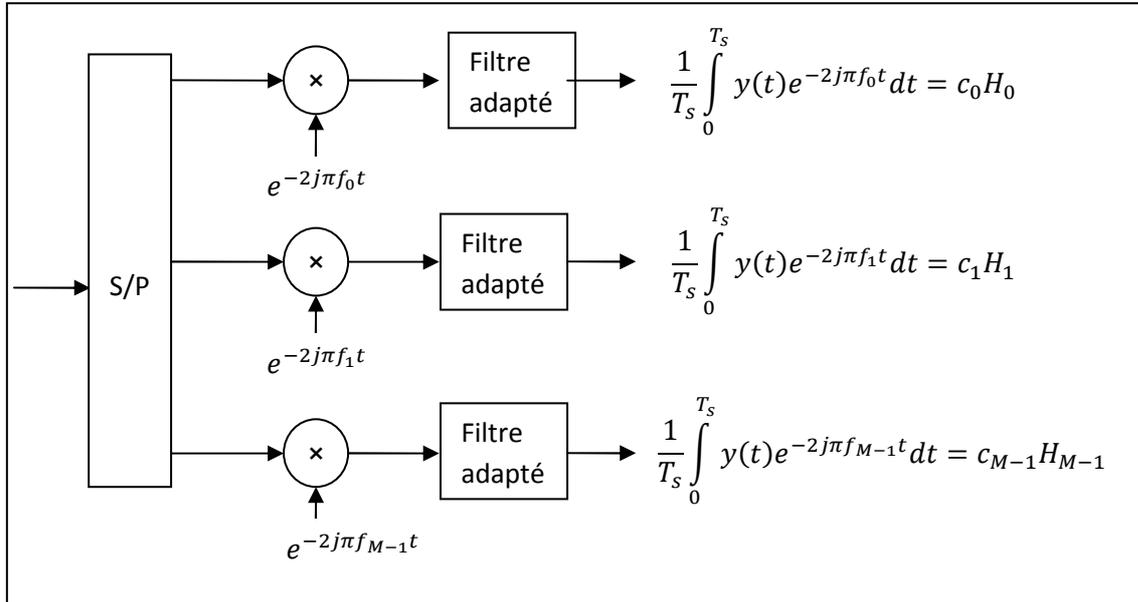


Fig.2.4 Principe de la démodulation classique

2.5 Implémentation numérique du modulateur

L'analyse algébrique indique que le signal de sortie $s(t)$ en bande de base est sous la forme:

$$s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} c_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_s}} \tag{2.3}$$

En discrétisant ce signal en remplaçant t par $\frac{m}{M}T$ on obtient une sortie $s(\frac{m}{M}T)$ sous la forme:

$$s\left(\frac{m}{M}T\right) = \sum_{k=0}^{M-1} c_k e^{2j\pi \frac{km}{M}} \text{ , Avec } m = 0, 1, \dots, M - 1 \tag{2.4}$$

Comme $s(\frac{m}{M}T)$ est en fonction de m. s_m peut être représentée sous la forme discrète:

$$s_m = M \times IDFT(c_k) \text{ , Avec } m = 0, 1, \dots, M - 1 \tag{2.5}$$

Ou la fonction $IDFT$ représente la transformée de Fourier discrète inverse.

Les s_m sont donc obtenus par une transformée de Fourier inverse discrète des c_k . En choisissant le nombre de porteuses M tel que $M = 2^n$, le calcul de transformée de Fourier inverse peut se calculer par une simple IFFT, conduisant au schéma numérique suivant

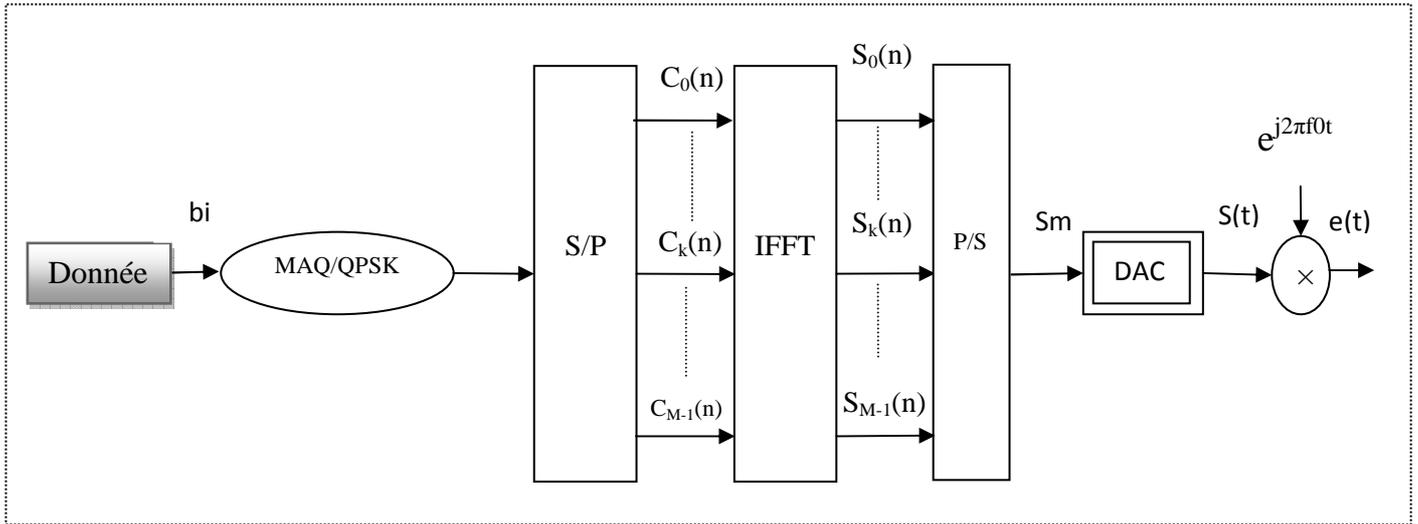


Fig.2.5 Modulateur OFDM numérique

Les C_k sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par une constellation en bande de base (QPSK, M_PSK, BPSK,...), donc :

$$C = Ae^{j\varphi} \text{ avec } A=1 \Rightarrow bi = e^{j\varphi} \tag{2.6}$$

Les C_k sont exprimés par $C_k = e^{j\varphi_k}$, $k = 0,1,\dots, M - 1$, où M représente le nombre de sous porteuses. La transformée de Fourier inverse discrète des C_k conduit à

$$S_m = \sum_{k=0}^{M-1} C_k e^{j2\pi \frac{km}{M}} \text{ Avec } m = 0,1,\dots, M-1 \tag{2.7}$$

Après conversion numérique/analogique, le signal est multiplié par la porteuse RF (*Radio fréquence*) de fréquence f_0 . Mathématiquement, ces opérations peuvent être résumées comme suit

$$\Rightarrow S_n = \sum_{k=0}^{M-1} C_k e^{j2\pi \frac{kn}{M}} \tag{2.8}$$

$$\Rightarrow \text{Après conversion numérique /Analogique} \rightarrow S(t) = \sum_{k=0}^{M-1} C_k e^{j2\pi \frac{k}{T}t} \tag{2.9}$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \text{Après multiplication par la porteuse principale } f_0, \quad e(t) &= S(t) \times e^{j2\pi f_0 t} \\ &= \sum_{k=0}^{M-1} C_k e^{j2\pi \frac{k}{T}t} \times e^{j2\pi f_0 t} \end{aligned}$$

$$\Rightarrow e(t) = \sum_{k=0}^{M-1} C_k e^{j2\pi(f_0 + \frac{k}{T})t} = \sum_{k=0}^{M-1} e^{j(2\pi(f_0 + \frac{k}{T})t + \varphi_k)} \quad (2.10)$$

2.6 Implémentation numérique du démodulateur

L'analyse théorique définit le signal discrétisé reçu au niveau du démodulateur sous la forme:

$$z\left(\frac{m}{M}T_{chip}\right) = z_m = \sum_{k=0}^{M-1} c_k H_k e^{2j\pi\frac{km}{M}} \quad (2.11)$$

z_m Est la transformée de Fourier discrète inverse de $c_k H_k$, la démodulation consiste donc à effectuer une transformée de Fourier direct discrète. Le nombre de porteuses ayant été choisi tel que $M = 2^n$, on peut réaliser ce calcul à l'aide d'une FFT. On obtient alors le schéma suivant:

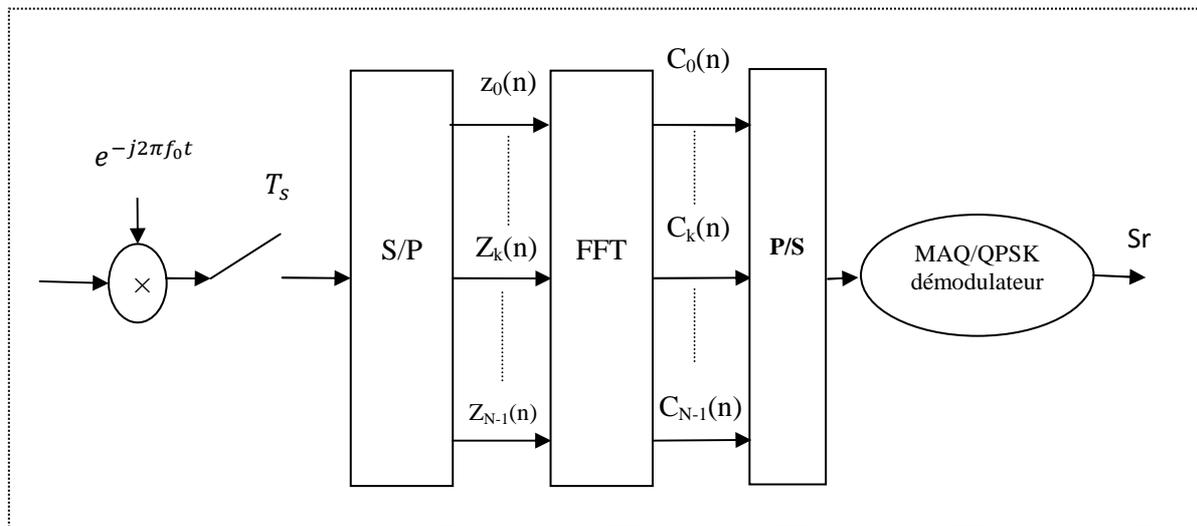


Fig.2.6 Démodulateur OFDM numérique

2.7 Problème des trajets-multiples

2.7.1 Caractéristiques du canal

Le canal est caractérisé par plusieurs phénomènes physiques :

- La réflexion du signal sur un obstacle.
- La réfraction du signal lorsque celui-ci traverse un milieu d'indice différent de celui d'où il provient.
- La diffraction due à un obstacle.

Tous ces phénomènes physiques entraînent des échos (propagation par trajets multiples due à la présence d'obstacles) pouvant engendrer des évanouissements (fadings) résultant de l'annulation du signal à un instant et une fréquence donnée. Par conséquent, lorsqu'on est en réception fixe, portable ou mobile, la probabilité de recevoir uniquement une onde directe provenant d'un émetteur est très faible.

On va donc recevoir le signal émis par l'émetteur ainsi qu'une multitude de répliques ou signaux atténués et retardés provenant des différents échos (Fig.2.7).

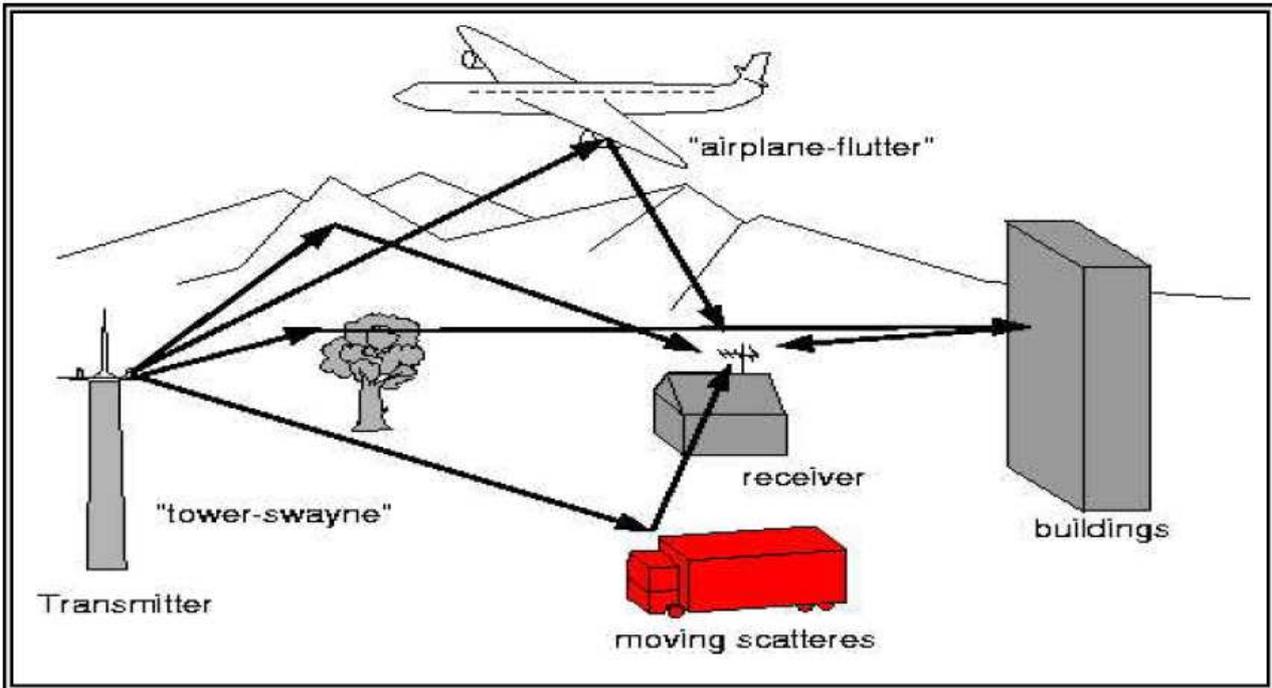


Fig.2.7--Trajet multiple dans un canal de communication

Au niveau du récepteur, le signal résultant consiste en la contribution de plusieurs répliques multi-trajet retardées. Un symbole est par conséquent affecté par ses versions retardées et atténuées. Supposons maintenant que le signal reçu arrive de deux trajets différents, avec un retard relatif entre eux. Si on prend le symbole transmis n comme exemple, le récepteur s'efforcera de démoduler les données contenues dans ce symbole en examinant toutes les informations reçues (directement ou avec un retard) par rapport à ce symbole n .

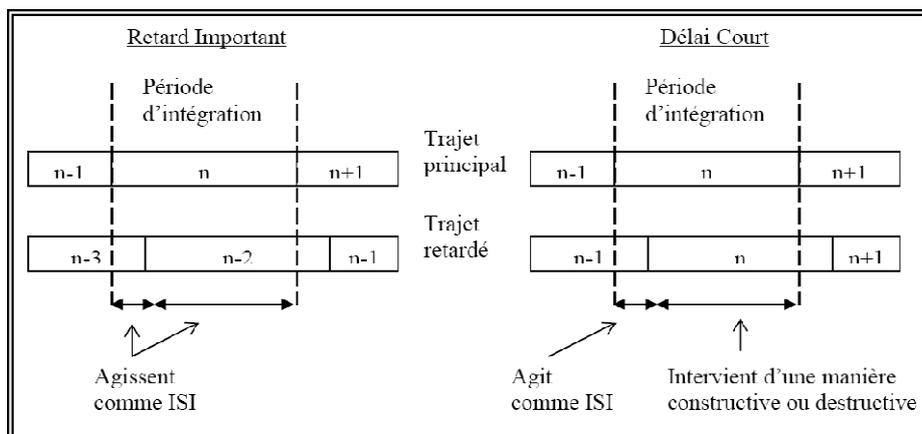


Fig.2.8-- Interférences Inter Symbole (ISI)

2.7.2 Intervalle de garde

Une même suite de symboles arrivant à un récepteur par deux chemins différents se présente comme une même information arrivant à deux instants différents, elles vont donc s'additionner provoquant ainsi les deux types de défauts suivants :

- L'interférence intra symbole: Addition d'un symbole avec lui-même légèrement déphasé.
- L'interférence inter symbole: addition d'un symbole avec le suivant plus le Précédant légèrement déphasé.

Entre chaque symbole transmis, on insère une zone "morte" appelée intervalle de garde.

De plus, la durée utile d'un symbole sera choisie suffisamment grande par rapport à l'étalement des échos. Ces deux précautions vont limiter l'interférence inter symbole.

La durée pendant laquelle est émise l'information diffère de la période symbole car il faut prendre en compte, entre deux périodes utiles, un "temps de garde" qui a pour but d'éliminer l'ISI qui subsiste malgré l'orthogonalité des porteuses. Pour que cet intervalle de garde soit efficace, sa durée doit être au moins égale à l'écho non négligeable le plus long (celui qui a le retard maximal).

La relation entre la période symbole, la période utile et l'intervalle de garde est donnée par

$$T_s = T_u + T_g \quad (2.12)$$

Le temps de garde peut être un intervalle de garde "blanc" pendant lequel on n'émet rien, ou plus généralement, une copie de la fin de la trame OFDM. Si cette méthode est efficace pour lutter contre l'ISI, elle pénalise cependant sensiblement le débit de transmission, et certains systèmes OFDM profitent des progrès dans le domaine de l'égalisation pour s'en affranchir.

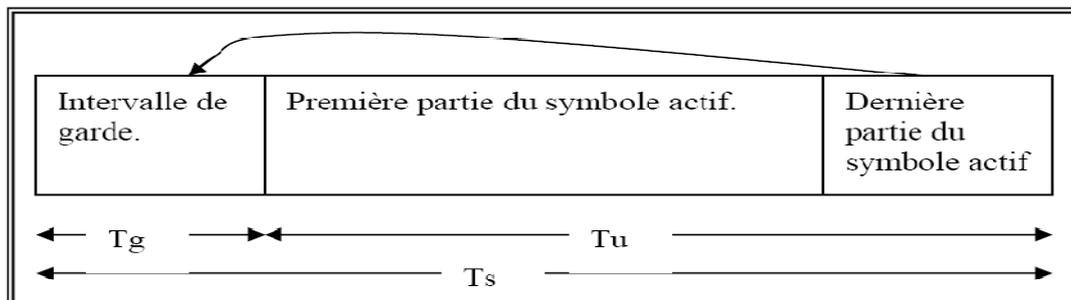


Fig.2.9 Intervalle de garde (Préfixe cyclique)

La Fig.2.9 illustre l'adjonction d'un intervalle de garde. La période du symbole est prolongée de manière à être supérieure à la période d'intégration T_u . Toutes les porteuses étant cycliques à l'intérieur de T_u , il en va de même pour l'ensemble du signal modulé. Le segment ajouté au début du symbole pour former l'intervalle de garde est donc identique au segment de même longueur à la fin du symbole. Tant que le retard d'un trajet par rapport au trajet principal (le plus court trajet) est inférieur à l'intervalle de garde, les composantes du signal à l'intérieur de la période d'intégration viennent toute du même symbole (Fig.2.10). Le critère d'orthogonalité est ainsi satisfait. Les brouillages ICI (*Inter Code Interference*) et ISI (*Inter Symbol Interference*) ne se produisent que lorsque le retard relatif est plus long que l'intervalle de garde.

La longueur de l'intervalle est choisie en tenant compte des trajets multiples prévus. Elle ne devrait pas représenter une trop grande partie de T_u , pour ne pas sacrifier trop de capacité en données (et de rendement spectral). Pour la DAB, on utilise un intervalle de garde d'environ $T_u/4$; La DVB comporte davantage d'options, la longueur d'intervalle la couramment utilisée étant $T_u/4$.

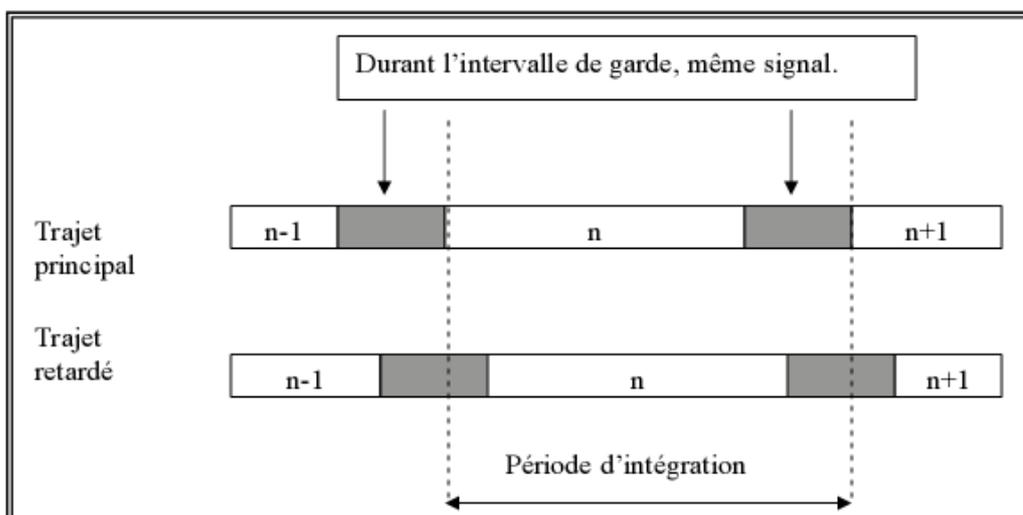


Fig.2.10 Intégration du signal avec intervalle de garde

2.8 Principaux intérêts et inconvénient

❖ Intérêts

- Possibilité d'allonger le temps symbole sans diminuer l'efficacité spectrale
- Robustesse vis-à-vis des canaux dispersifs en temps
- Modem numérique simple et peu coûteux

❖ Inconvénient

- Sensibilité aux canaux dispersifs en fréquence
-

2.9 Schéma synoptique d'un émetteur/récepteur OFDM

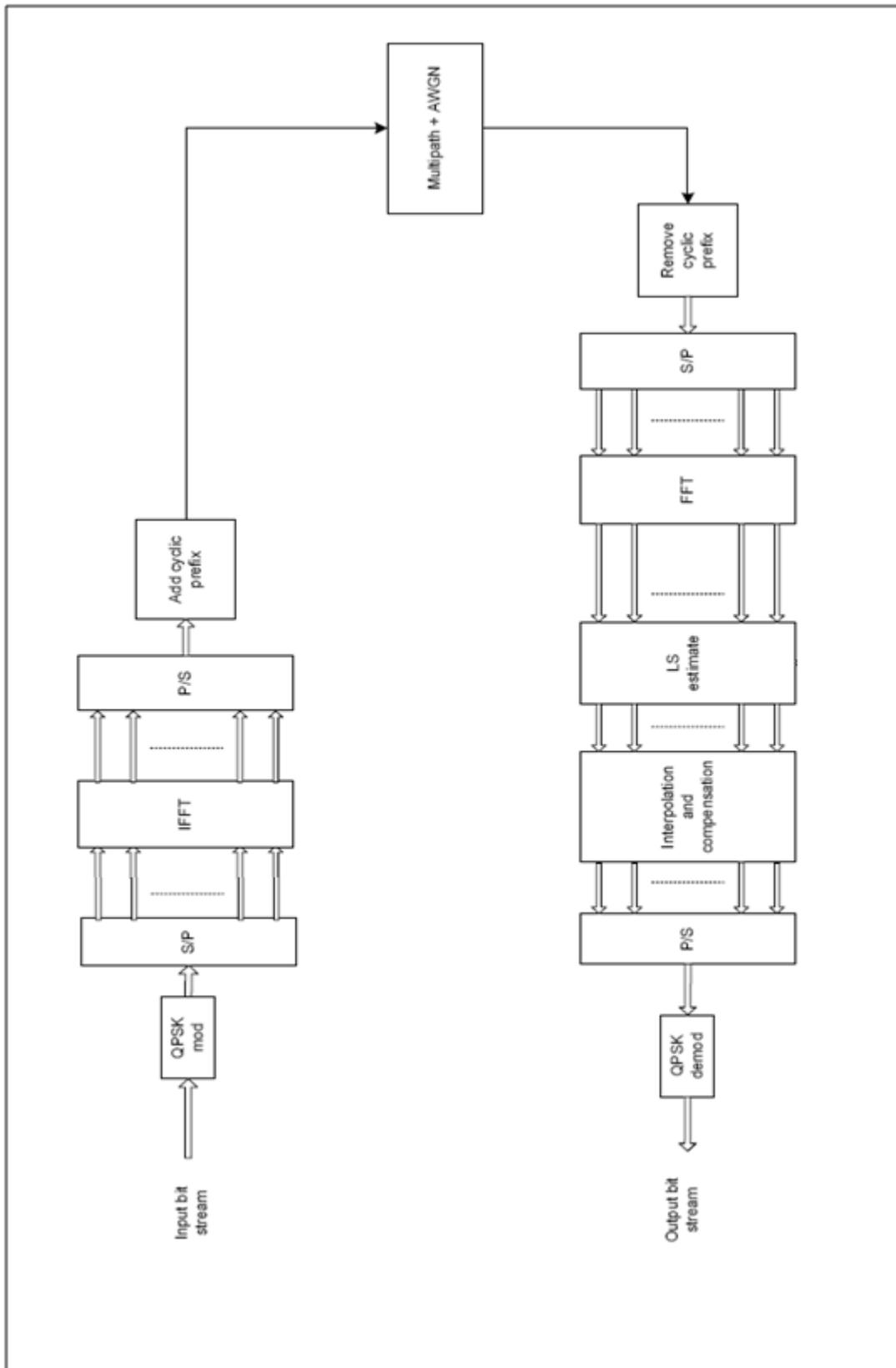


Fig.2.11 Schémas block d'un émetteur/récepteur OFDM

2.10 Conclusion

La multiplication des services offerts par la téléphonie mobile et la fusion entre les réseaux informatiques et les systèmes de télécommunication, ont permis un développement rapide des transmissions sans fil à haut débit comme l'accès à l'Internet et les applications multimédia. Un des inconvénients majeurs que rencontre la transmission à débit élevé est le problème des trajets multiples. L'OFDM apparaît comme une bonne solution pour les trajets multiples, en divisant la bande de transmission en N sous-canaux orthogonaux. Un préfixe cyclique (Intervalle de Garde) est ensuite rajouté au début du symbole. Ce préfixe est identique au segment de même longueur à la fin du symbole. La longueur de cet intervalle est choisie de façon à être supérieure à la valeur maximale de délai dû à l'effet des trajets multiples.

Ayant besoin d'un seul modulateur et d'un seul démodulateur, grâce à l'utilisation de la FFT et de l'IFFT, la technique OFDM présente une grande simplicité en termes d'implémentation numérique.

3.3 Introduction

Dans la conception de tout système de communications mobiles le problème de l'accès multiple, c'est à dire la façon dont on permet à plusieurs utilisateurs de partager un support physique commun, est une tâche importante. La répartition des ressources entre les différents utilisateurs d'un système de communications mobiles peut être réalisée par trois techniques différentes :

- l'accès multiple par répartition fréquentielle (FDMA)
- l'accès multiple par répartition temporelle (TDMA)
- l'accès multiple par répartition de code (CDMA)

Dans ce qui suit, les différentes approches sont brièvement présentées.

3.2 Les techniques d'accès multiple

➤ FDMA

Le principe de l'accès multiple par division de fréquence est de répartir la bande fréquentielle disponible entre les différents utilisateurs. Ainsi chaque utilisateur a sa propre sous-bande à tout moment. Pour éviter des interférences entre les différentes sous-bandes, en particulier si le canal n'est pas parfait, on sépare les bandes voisines par une bande de garde. Ces bandes de gardes dégradent l'efficacité spectrale d'un système d'accès multiple FDMA.

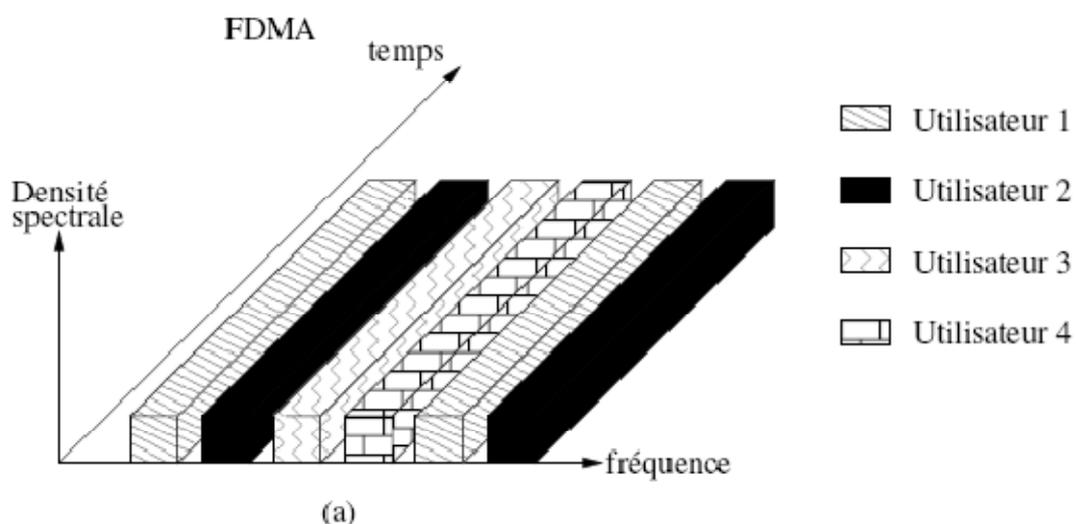


Fig.3.1 L'accès multiple FDMA

➤ TDMA

Le principe de l'accès multiple par division de temps est de découper la bande fréquentielle unique en trames temporelles. Les trames sont divisées en intervalles de temps (time-slots) qui sont allouées aux différents utilisateurs. Chaque utilisateur peut alors accéder à la totalité de la bande mais seulement lorsque c'est son tour. Un système TDMA exige une stricte synchronisation de tous les utilisateurs pour que leurs transmissions n'interfèrent pas.

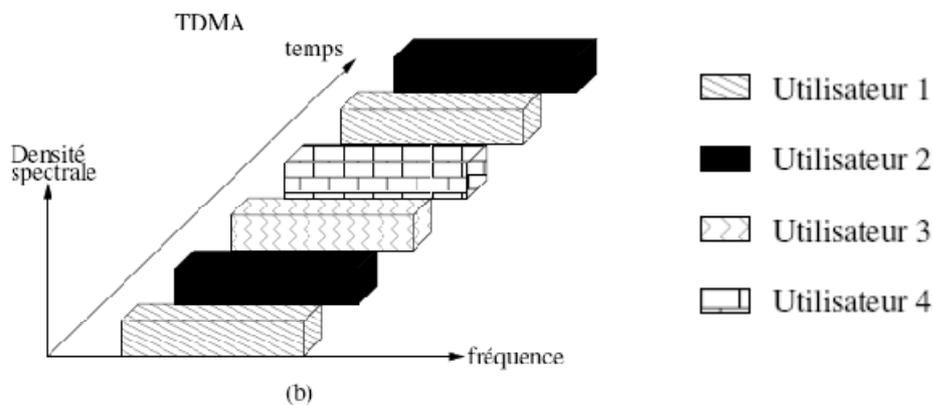


Fig.3.2 L'accès multiple TDMA

➤ CDMA

En CDMA, on attribue à chaque utilisateur un code. Les séquences de code des différents utilisateurs occupent toutes la même bande de fréquence. Grâce à la propriété d'orthogonalité (au sens de la corrélation) des codes, il est possible de séparer à la réception les transmissions des émetteurs. Contrairement aux deux autres formes de multiplexage, les formes d'ondes du CDMA ne sont ni localisées en temps ni en fréquence. Généralement on distingue deux types de CDMA [19,20] : la transmission par sauts de fréquence (Frequency Hopping-CDMA) et l'étalement par séquence directe (Spread-Spectrum Direct Sequence-CDMA).

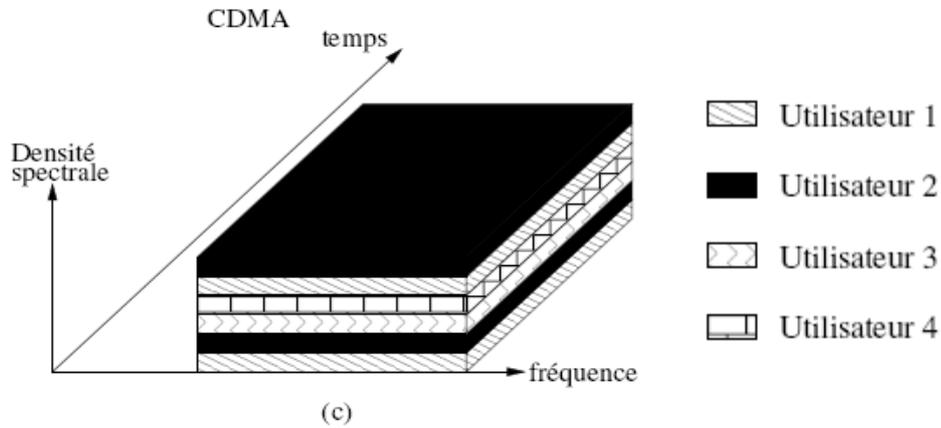


Fig.3.3 L'accès multiple CDMA

Les avantages de l'accès multiple par répartition de code sont [19,20] :

- résistance aux brouilleurs
- résistance aux dégradations dues aux trajets multiples
- gestion plus souple de la redistribution des fréquences entre les cellules au niveau d'un réseau cellulaire

Cependant, la CDMA possède un inconvénient appelé le « near-far effect », qui nécessite un strict contrôle de puissance des signaux émis par les différents mobiles vers la station de base nécessaire [19,20].

3.3 Les communications CDMA

3.3.1 Le principe de l'étalement du spectre

L'étalement de spectre est par définition un moyen de transmission d'un signal donné, utilisant une bande de fréquence beaucoup plus large que celle employée par les techniques

classiques en utilisant une séquence pseudo aléatoire (PN). Les propriétés d'un tel système de transmission sont nombreuses.

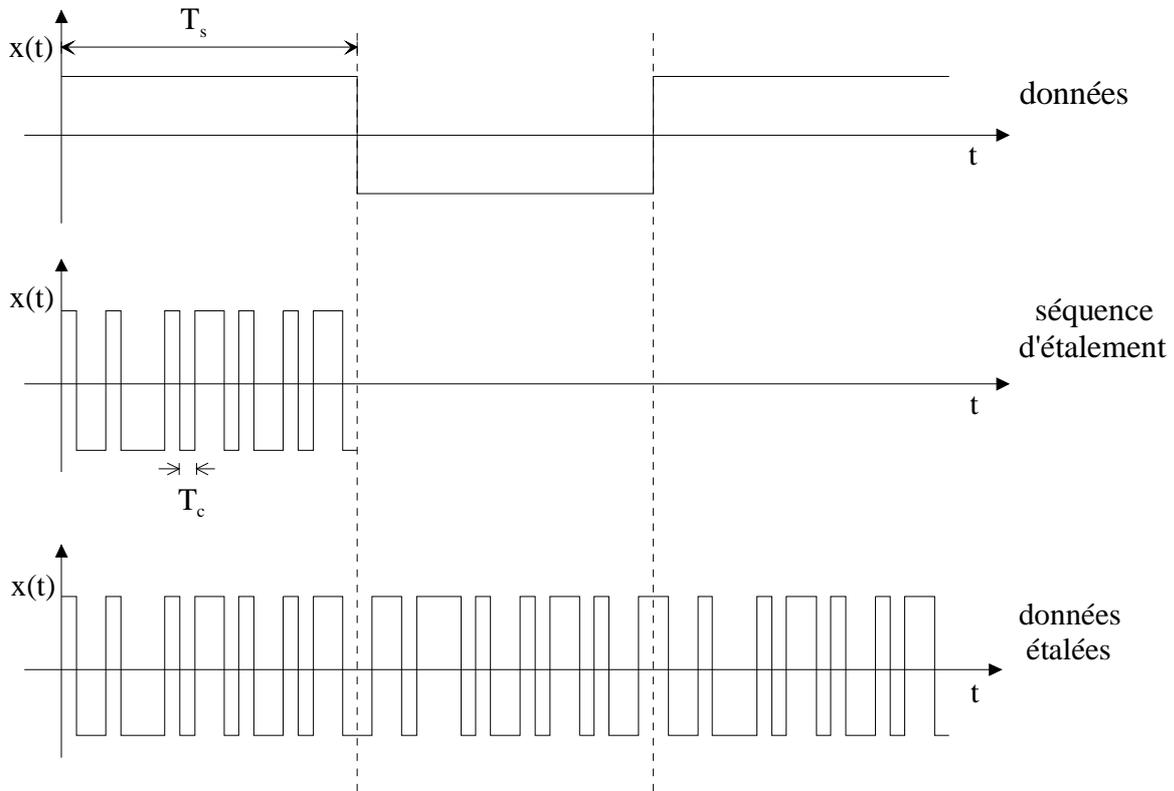


Fig.3.4 Etalement d'une séquence de données

La Figure.3.4 montre un exemple schématique pour l'étalement d'un signal de données. Le signal de données, avec une cadence de T_s (Durée symbole), est multiplié par la séquence d'étalement avec une cadence de T_c (temps chip). Le rapport T_s/T_c est appelé facteur d'étalement G . En réception on ré-multiplie le signal par le code et on l'intègre (corrélacion) pour retrouver l'information émise.

Dans la Fig.3.1 L'accès multiple FDMA 22

Fig.3.2 L'accès multiple TDMA 23

Fig.3.3 L'accès multiple CDMA 24

Fig.3.4 Etalement d'une séquence de données

..... 25

Fig.3.5, on voit le bilan spectral d'une telle transmission en présence d'un autre utilisateur qui peut être interprété comme un bruit blanc. La multiplication du signal de données (a) avec la séquence de code étale son spectre et diminue la densité de puissance (b). Sur le canal de transmission s'ajoute le spectre d'un autre utilisateur, qui peut grâce aux propriétés des codes, être interprété comme un bruit blanc. Le signal utile est noyé dans le bruit (c). A la réception on ré multiplie par le code et on repasse, après intégration, au rythme T_s , par conséquent le signal utile est désétalé pendant que le signal de l'autre utilisateur reste inchangé (d). Après un filtrage on retrouve bien le spectre d'origine légèrement bruité (e).

a)

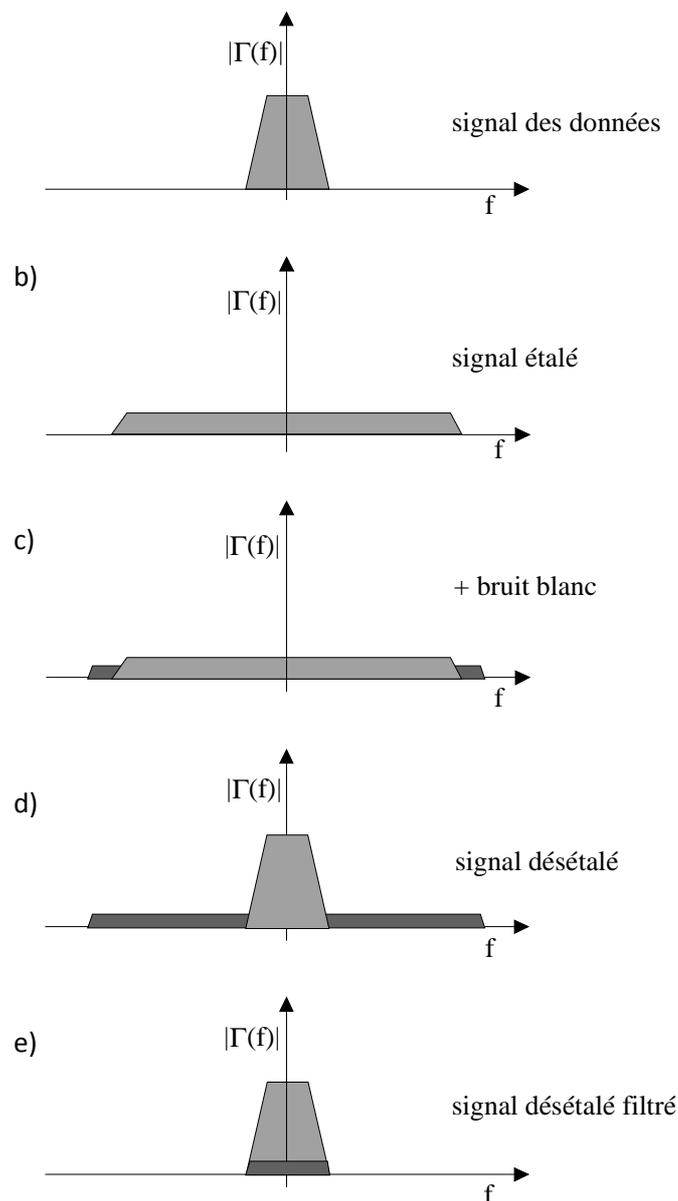


Fig.3.5 Bilan spectral d'une transmission à étalement du spectre

3.3.2 La CDMA à séquence directe

La Fig.3.6 présente un schéma général d'un système à étalement de spectre en séquence directe. La somme modulo-2 (porte OU exclusif) pour des données en format 0 et 1 est l'équivalent d'une multiplication de signaux en format -1 et 1 . Le signal transmis $s(t)$ est égal au code $c(t)$ lorsque $m(t)$ vaut 1 alors qu'il est égal à $-c(t)$ lorsque $m(t)$ vaut -1 .

Au récepteur, en multipliant le signal reçu $r(t)$ par le même code pseudo-aléatoire $c(t)$ que celui appliqué à l'entrée, on récupère l'information transmise lorsque les deux signaux

multipliés sont synchronisés [19,20,21]. En effet, l'influence du code pseudo-aléatoire est ainsi éliminée.

Lorsque le code pseudo-aléatoire est de longueur égale à la durée d'un symbole de donnée, on parle de code court, lorsque le code est plus long que la durée d'un symbole, on parle de code long [19,20,21]. En général, le code pseudo-aléatoire a une durée qui est un multiple entier de la durée d'un symbole.

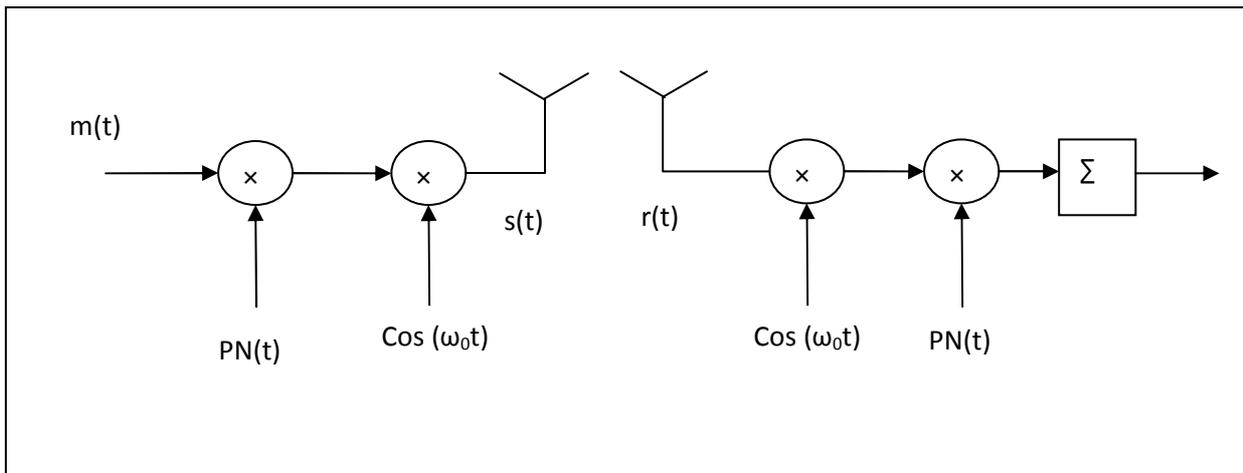


Fig.3.6 Schéma général d'un système à étalement de spectre en séquence directe

Le débit R_c du code pseudo-aléatoire (*appelé chip rate*) est nettement plus élevé que le débit R_b des symboles et $R_c = NR_b$, la bande passante du signal résultant (à spectre étalé) est à peu près égale à R_c .

3.3.3 Les codes d'étalement :

➤ Le choix des codes PN à utiliser

Le choix des codes PN à utiliser dans un système à spectre étalé doit être basé sur les propriétés de corrélation de ces codes. L'autocorrélation est définie comme la mesure de ressemblance entre un signal $f(t)$ et une copie de ce même signal décalé. La fonction d'autocorrélation ϕ pour un décalage de τ est :

$$\varphi(\tau) = \int_0^t f(t)f(t-\tau)dt \quad (3,1)$$

La fonction d'autocorrélation est habituellement tracée pour tous les décalages τ par rapport au signal de référence $f(t)$. Dans le cas de la corrélation entre codes PN où les chips sont des éléments discrets, on peut remplacer l'intégrale continue par une sommation. On a donc la fonction d'autocorrélation suivante sur une période du code PN pour un décalage τ par rapport au code de référence :

$$\varphi_\tau = \sum_{i=1}^L C_i C_{i-\tau} \quad (3,2)$$

Dans le cas de chips en format antipodal, où $C_{i-\tau}$ est le $i^{\text{ème}}$ chip décalé d'un nombre entier de chips τ , par rapport au code de référence dont la valeur de la $i^{\text{ème}}$ chip est C_i . L est le nombre de chips par période de la séquence du code PN . Pour illustrer le principe de l'autocorrélation telle que définie par l'équation (3.2), prenons l'exemple de la figure.3.8 où la séquence 001101011110001 devient, dans le cas antipodal, la séquence : -1-111-11-11111-1-1-11. L'autocorrélation de ce code pour $\tau = 0$ se calcule, selon l'équation (3.2), en multipliant terme à terme les valeurs des chips et en additionnant les résultats :

$$\begin{array}{r} -1-111-11-11111-1-1-11 \\ \times \quad -1-111-11-11111-1-1-11 \\ \hline 1+1+1+1+1+1+1+1+1+1+1+1+1+1+1 = 15. \end{array}$$

L'intercorrélation est la mesure de la ressemblance entre deux signaux différents, $f(t)$ et $g(t)$, ou, dans le cas des systèmes à spectre étalé, entre deux codes distincts, c et u . On obtient la définition générale de l'intercorrélation en remplaçant $f(t-\tau)$ par $g(t-\tau)$ dans l'équation (3.1)

et $c_{i-\tau}$ par $u_{i-\tau}$ dans l'équation (3.2). Ce sont les définitions reliées aux codes des systèmes à spectre étalé qui seront utilisées dans cette sous-section à partir de maintenant.

Une séquence est dite pseudo-aléatoire dans la mesure où les valeurs sont équiprobables et où, comme pour le bruit blanc, sa fonction d'autocorrélation ressemble le plus possible à une distribution de Dirac, avec un pic central très prononcé ; mais elle n'est pas complètement aléatoire car elle est connue à l'avance [19,20,21].

Pour les transmissions en CDMA les propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélation des codes jouent un rôle très important. En situation idéale les codes ont une :

- intercorrélation minimale
- autocorrélation maximale en $\delta(t-kNT_c)$ pour $k=1,2,\dots$ et minimale ailleurs [19,20,21]

Pour satisfaire la première condition, on essaye de trouver des codes orthogonaux, pour que les interférences entre différents utilisateurs soient minimales. Afin de séparer différents trajets d'un même utilisateur la fonction d'autocorrélation du code doit être maximale lorsque les codes sont synchrones (alignés) et minimale ailleurs. Alors les trajets multiples apparaissent comme des pics d'autocorrélation sur l'axe temporel.

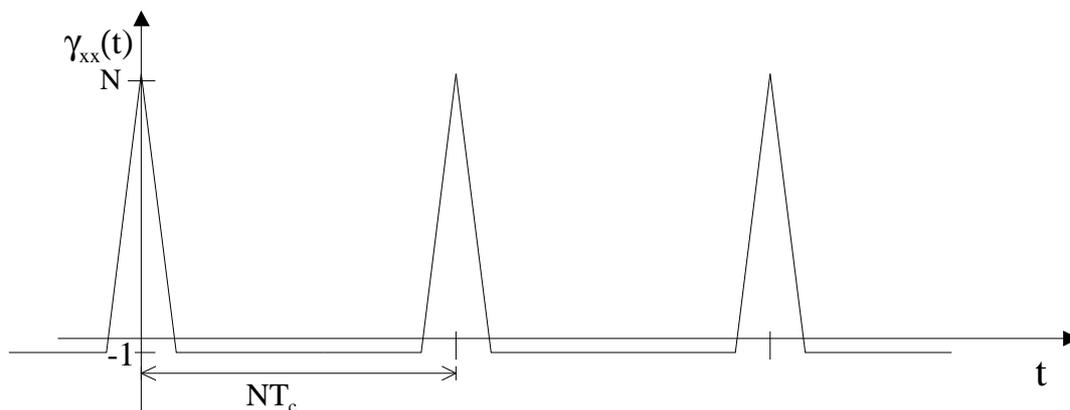


Fig.3.7 Autocorrélation d'une séquence pseudo-aléatoire de longueur maximum

Les séquences pseudo-aléatoires les plus simples à générer sont les séquences de longueur maximum que l'on obtient en sortie d'un registre à décalage rebouclé sur lui-même [19,20,21]. La Figure.3.7 montre la fonction d'autocorrélation d'une telle séquence.

Généralement dans les systèmes pratiques on utilise des codes plus sophistiqués, comme par exemple les codes de Gold ou comme les codes de Golay hiérarchiques [19,20,21], qui a une fonction d'autocorrélation avec des pics secondaires.

➤ M-sequence

La génération de codes *PN* peut se faire grâce à des registres à décalage (*shift registers*) composés de bascules D [19]. La Figure.3.8 illustre un exemple de générateur pseudo-aléatoire formé de 4 bascules D et de 2 prises ou branchements (*taps*) sans compter la prise de rétroaction (position 0). Ces 2 prises sont combinées en un OU exclusif, symbolisé par le symbole \oplus sur la Figure.3.8, ce qui permet de générer des séquences différentes des valeurs initiales placées dans les bascules. Ces valeurs initiales sont *1100* pour l'exemple de la Figure.3.8. À chaque front d'horloge, les valeurs contenues dans les bascules sont décalées vers la droite. La séquence obtenue d'un registre à décalage se trouve à la sortie de la dernière bascule.

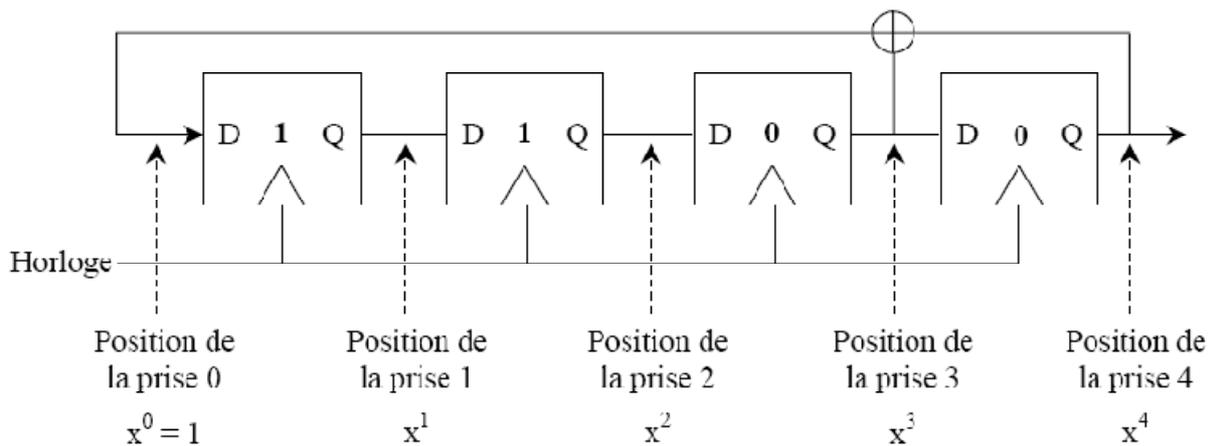


Fig.3.8 Exemple de générateur pseudo-aléatoire formé de 4 bascules D

Les séquences générées par un registre à décalage dépendent de la longueur, des prises de rétroaction et des valeurs initiales de ce registre. La séquence obtenue par la configuration de la figure.3.8 est périodique de période 15. Cette séquence périodique est *001101011110001* [17,19]. Elle est illustrée à la figure.3.9, dans le cas antipodal. Tant que l'horloge fonctionne, on obtient cette séquence de façon cyclique à tous les 15 coups d'horloge.

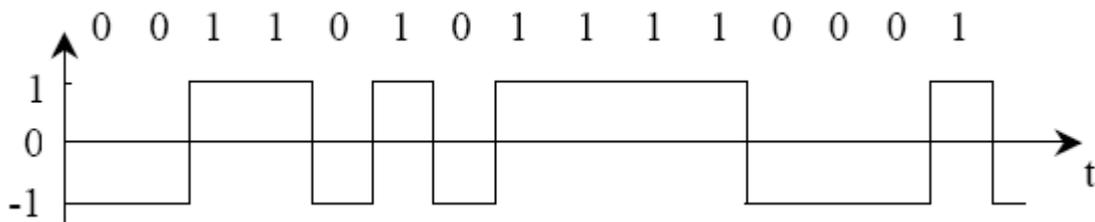


Fig.3.9 La séquence obtenue par la configuration de la figure.3.8

La position des prises permet d'identifier le polynôme caractéristique de cette séquence et de caractériser cette configuration [19,21], c'est-à-dire de lui donner un nom ou une notation. Le polynôme caractéristique [17,20] de la séquence générée par le registre à décalage de la figure.3.8 est $f(x) = x^0 + x^3 + x^4 = 1 + x^3 + x^4$. Pour caractériser une configuration de registre à décalage, il faut connaître le nombre de bascules et la position des prises de la droite vers la gauche en hexadécimal [19-22]. Ainsi, par exemple, on peut faire référence à la configuration de la figure.3.8 en utilisant la notation R4-0xC, où R4 signifie qu'elle contient 4 bascules (R mis pour *register*) et C, l'équivalent en hexadécimal des valeurs binaires 1100, signifie que les prises sont aux positions 4 et 3.

La séquence générée à partir de cette configuration dépend ensuite des valeurs initiales des bascules qu'on a mises à 1100 à la figure.3.8 et qui sont, ici, par hasard égales aux valeurs binaires de la position des prises.

La séquence obtenue à la figure.3.8 est une séquence qu'on appelle *séquence maximale* (*maximal length sequence*, *maximal sequence* ou *m-sequence*). Une séquence maximale est une séquence périodique pour laquelle la longueur L de la période est maximale pour le nombre n de bascules du registre à décalage et vaut $L = 2^n - 1$. La longueur L représente le nombre de chips dans une période. On peut générer une séquence maximale uniquement lorsque le nombre de prises, excluant la prise de rétroaction, est pair. Les séquences maximales possèdent entre autres les propriétés suivantes :

1) Elles sont équilibrées (*balanced*), c'est-à-dire qu'elles possèdent un 1 de plus que de 0 dans une période complète de $2^n - 1$ éléments binaires. Dans l'exemple de La figure.3.8, la période compte 8 uns et 7 zéros. La probabilité que, à un coup d'horloge quelconque, la sortie du

registre à décalage soit un 1 ou un 0 s'approche de 0,5 plus la période L de la séquence est longue :

$$p(0) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{L}\right) \quad (3.3)$$

$$p(1) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{L}\right) \quad (3.4)$$

2) La somme modulo-2 d'une séquence maximale $\{c_n\}$ en binaire simple terme à terme avec cette même séquence décalée dans le temps par moins de L cycles d'horloge donne la séquence maximale $\{c_n\}$ décalée dans le temps par rapport aux deux séquences de départ.

3) La distribution statistique des 1 et des 0 dans une période d'une séquence maximale est bien définie et toujours la même. Nous utiliserons ici le mot *plage* pour représenter le mot anglais *run* qui désigne une série de chips identiques d'une certaine longueur. Par exemple, 000 est une plage de 0 de longueur 3. Ainsi, il a été montré qu'il existe exactement $2^{[n-(p+2)]}$ plages de longueur p , $p \leq n$, de 0 et de 1 pour chaque période d'une séquence maximale, sauf qu'il n'y a qu'une plage de 1 de longueur n et qu'une plage de 0 de longueur $n-1$. Également, il n'y a pas de plage de 0 de longueur n ou de plage de 1 de longueur $n-1$. Par exemple, pour la séquence de l'exemple de la figure.3.8, il y a bien une seule plage de 0 de longueur $p = 2$ ($2^{[4-(2+2)]} = 1$) et une seule plage de 1 de longueur 2. La position de ces différentes plages varie d'une séquence maximale à l'autre, mais le nombre de chacune de ces plages d'une longueur particulière est toujours le même pour toutes les séquences de même période L .

Les trois propriétés précédentes sont celles d'un phénomène aléatoire. Elles permettent donc de démontrer que les séquences maximales sont bien des codes PN et que, comme mentionné précédemment et quoique ce soit évident même sans preuve, plus le code est long, plus il ressemble à un phénomène aléatoire.

➤ Les codes de Gold et de Kasami

Gold (1967) et Kasami (1968) ont montré qu'il existe des codes, appelés respectivement *codes Gold* et *codes Kasami*, qui ne sont pas maximaux et qui possèdent de plus faibles corrélations croisées que les séquences maximales. Les propriétés de corrélation de ces deux codes sont semblables. La plus grande différence entre ces deux familles de codes réside dans le nombre de codes pouvant être générés [19-23]. Notre brève description se limitera toutefois ici aux codes Gold. Les codes Gold sont générés à partir de deux séquences maximales obtenues à partir de n bascules, tel que montré à la figure 3.10. Quoique ces codes soient dérivés de séquences maximales.

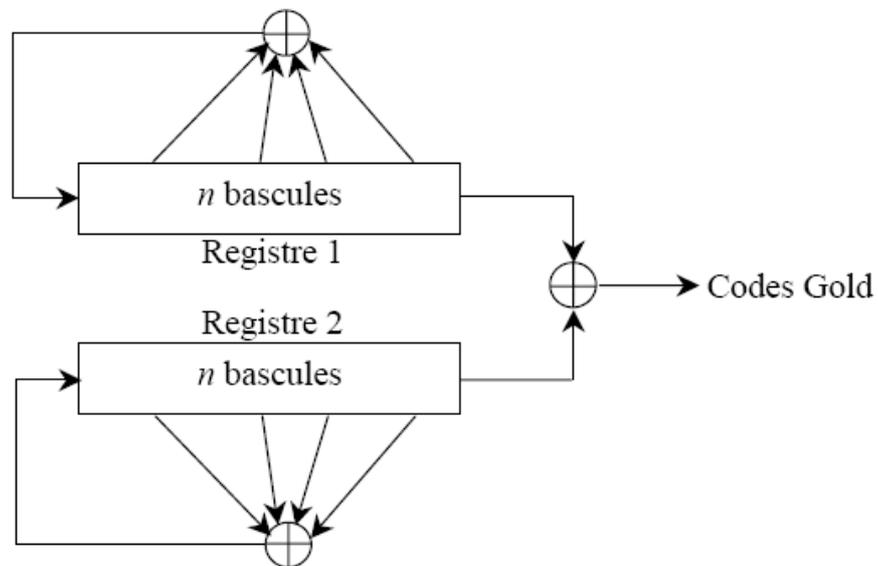


Fig.3.10 Génération du code de Gold

Ils ont des corrélations croisées bornées contrairement à ces séquences et ces intercorrélations sont connues et uniformes. Elles ne peuvent prendre que 3 valeurs : -1 , $-t(n)$ et $t(n)-2$, où :

$$t(n) = \begin{cases} 2^{(n+1)/2} + 1, & n \text{ impair} \\ 2^{(n+2)/2} + 1, & n \text{ pair} \end{cases} \quad (3.5)$$

➤ Les codes OVSF

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

- Les sequences sont rigoureusement orthogonales (c'est-à-dire que l'intercorrélation entre deux sequences de code est nulle),
- Les sequences ne sont pas toutes de même longueur, ce qui diffère gain de traitement, en fonction du débit des données à transmettre.

Les codes OVSF sont appelés codes de Walsh puisqu'ils sont générés en appliquant

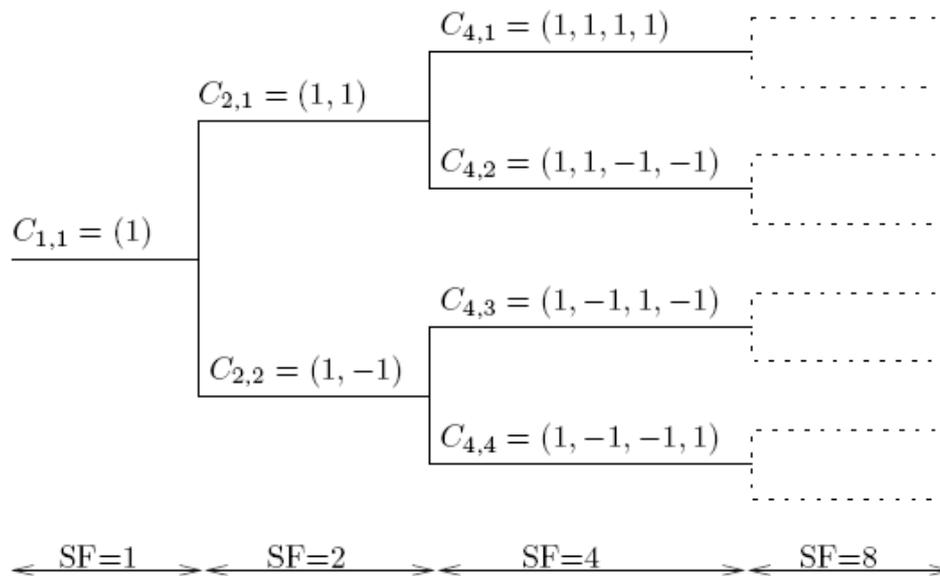
La transformée de Walsh-Hadamard définie par [19]:

$$H_1 = (1) \quad H_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} H_{2n} = \begin{pmatrix} H_n & H_n \\ H_n & -H_n \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

Les codes binaires d'étalement ont donc les lignes de la matrice H.

Ces codes sont également obtenus à partir de "l'arbre des codes" qui est présente dans la figure.3.11. Dans cette figure, les codes OVSF sont notés par $C_{SF, k}$ ou SF représente le facteur d'étalement (longueur du code) et k le numéro du code, $0 \leq k \leq SF - 1$. Toutes les sequences de code situées à un même niveau hiérarchique de l'arbre sont de même longueur (par exemple, SF=4 pour tous les codes $C_{4,i}$). La structure en arbre fait ressortir les propriétés d'intercorrélation des codes OVSF. On peut ainsi facilement se rendre compte que deux sequences situées au même niveau hiérarchique de l'arbre sont parfaitement orthogonales lorsqu'elles sont alignées.

En revanche, deux codes situés sur une même branche de l'arbre, l'un étant, par exemple, le fils de l'autre, ne sont pas forcément orthogonaux. Il en résulte qu'un code $C_{2n,i}$ de l'arbre ne peut être utilisé que si aucun autre code appartenant aux sous branches générées à partir de $C_{2n,i}$ n'est utilisé. Cette contrainte est nécessaire pour maintenir l'orthogonalité entre les codes utilisés par le système de transmission. Cette contrainte a l'inconvénient de limiter le nombre de codes utilisables. Ainsi, si on utilise les huit codes de SF=8, plus aucun code de l'arbre ne peut être alloué.



ig.3.11 Arbre des codes d'étalement pour générer les codes OVSF

3.4 Les combinaisons entre la modulation OFDM et l'accès CDMA

Généralement il y a trois types de combinaisons [19], la combinaison CDMA-OFDM qui donne la technique MC-CDMA (*Multicarrier code division Multiple Access*), la combinaison DS-CDMA-OFDM donnant la technique MC-DS-CDMA (*Multicarrier direct sequences code division Multiple Access*) à laquelle on s'intéresse le cadre de ce projet, et la technique MT-CDMA (*Multi Tone code division Multiple Access*) qui utilise un étalement du spectre dans le domaine temporelle après le bloc IFFT. Nous présenterons, dans ce qui suit, les définitions de base des différentes combinaisons OFDM-CDMA.

3.4.1 La technique MC-CDMA

Au lieu d'appliquer la technique d'étalement du spectre dans le domaine temporel, nous l'appliquons dans le domaine fréquentiel, en modulant les différentes chips du code d'étalement avec les sous-porteuses OFDM [19]. Le code d'étalement est appliqué

directement en parallèle au même bit d'entrée. Donc très grande rapidité d'étalement n'est pas demandé, le signal à transmettre pour le ième bit de l'utilisateur numéro 'j', est sous la forme :

$$s_i^j(t) = \sum_{k=0}^{M-1} b_i^j c_k^j e^{2\pi(f_0+kf_d)t} p(t - iT) \quad (3.7)$$

Ou :

- M : le nombre des sous-porteuses
- b_i^j : le ième bit pour l'utilisateur 'j'
- c_k^j : représente le Kème chip, $k = 0, \dots, N-1$, du code d'étalement pour l'utilisateur 'j'
- f_0 : la fréquence de la porteuse principale
- f_d : l'espace entre les sous-porteuses (*dans le cas de l'OFDM* $f_d = \frac{1}{T}$)
- $p(t)$: l'impulsion rectangulaire décalée dans le temps :

$$p(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

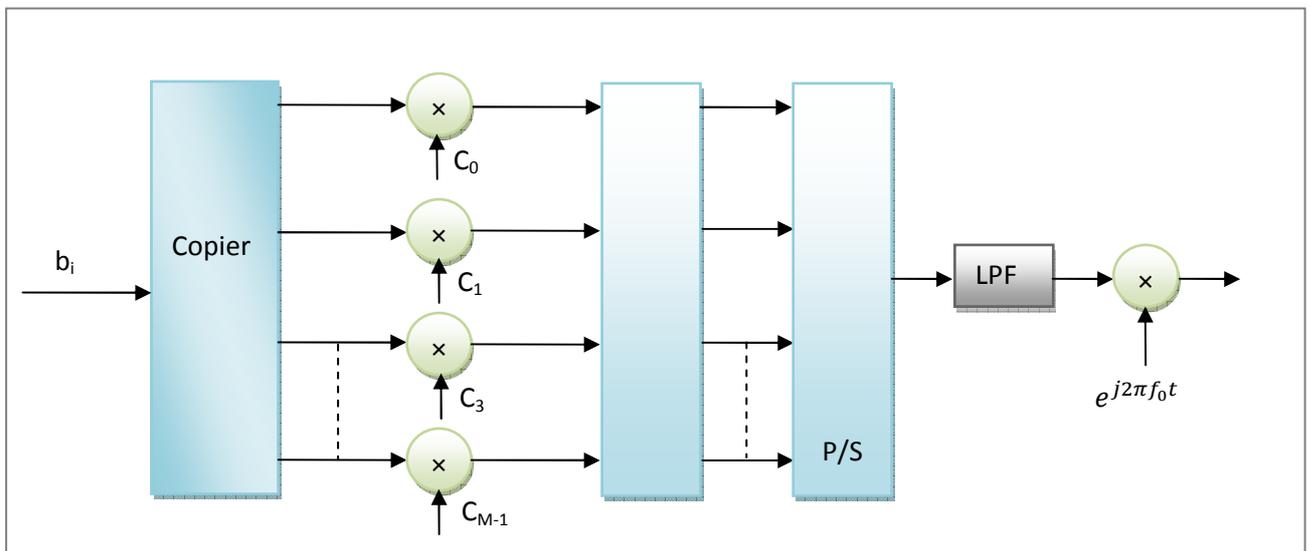


Fig.3.12 Transmetteur MC-CDMA

Dans la figure.3.12, on génère M copies du même bit d'entrée ' b_i ' de l'utilisateur ' j ', chaque copie $b_{i,k}$ est multiplié par un chip du code d'étalement C_k avec $k = 0, \dots, M-1$, et l'IFFT est appliqué pour les M chips en parallèle. Il est nécessaire d'avoir autant de sous porteuses que de copies du symbole (M sous porteuses). Les valeurs à la sortie du block « IFFF » sont en parallèle et échantillonnées dans le temps. Après la conversion parallèle-série, le filtrage passe-bas (LPF) est nécessaire pour avoir une forme continue du signal. Le signal ainsi obtenu est modulé par la fréquence principale f_0 et transmis vers le récepteur. Le spectre fréquentiel du signal émis est un spectre OFDM avec un espace entre les sous-porteuses $f_d = M/T$.

Au niveau du récepteur montré dans la figure.3.13, pour chaque porteuse, le signal correspondant au chip C_k est récupéré à l'aide du block « FFT » après un échantillonnage à la fréquence M/T . Ensuite le chip récupéré est corrélé avec le code local de l'utilisateur ' j ' dans le but de récupérer l'information originale b_i .

Le signal reçu au niveau du récepteur pour la sous-porteuse numéros k est sous la forme :

$$r_{k,i} = \sum_{j=0}^{J-1} H_k b_k^j c_k^j + n_{k,i} \quad (3.8)$$

- J : le nombre des utilisateurs
- H_k : la réponse fréquentiel du canal pour la K ème sous-porteuse
- $n_{k,i}$: les échantillons du bruit

Dans ce cas le récepteur MC-CDMA multiplie le signal $r_{k,i}$ par les chips de la sequence d'étalement c_k ainsi que par le gain g_k qui est calculé à travers une estimation du canal de transmission.

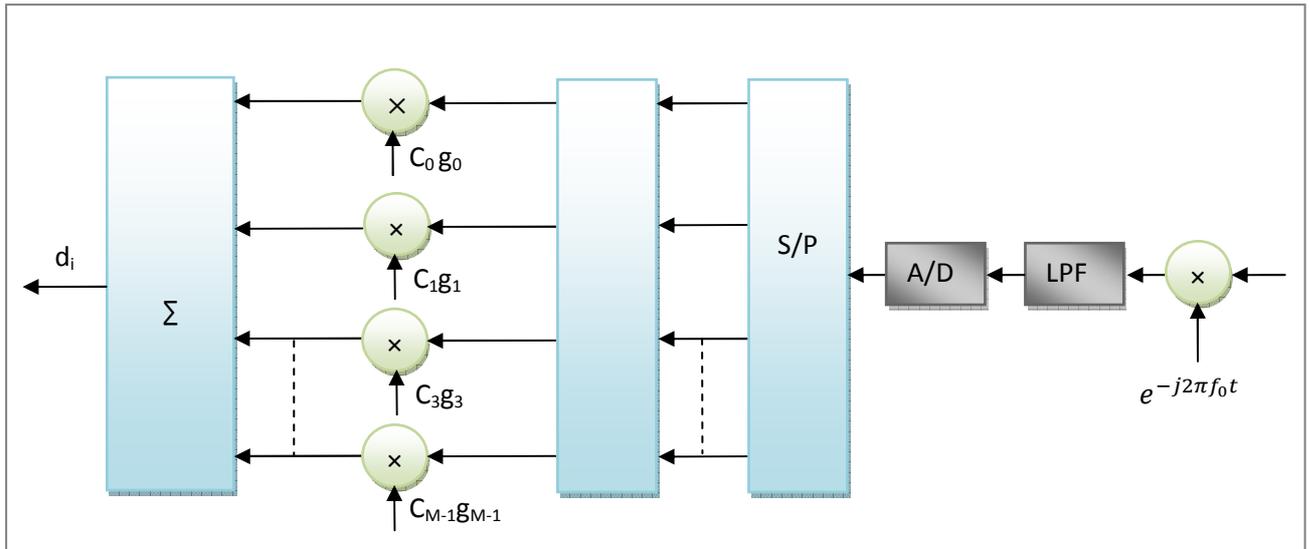
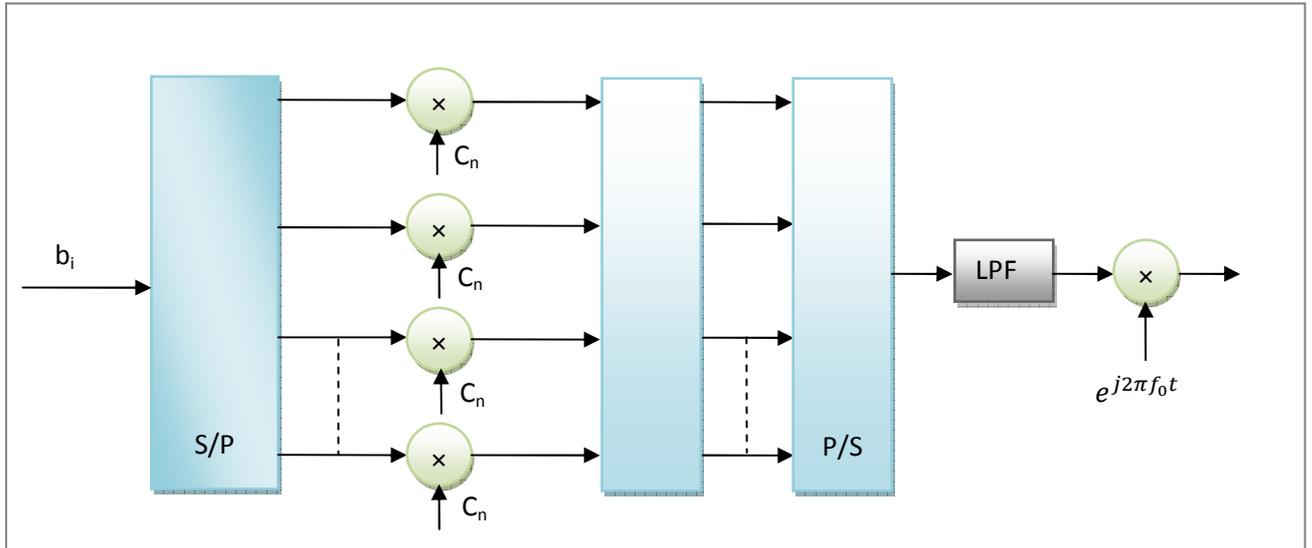


Fig.3.13 Récepteur MC-CDMA

3.4.2 La technique MC-DS-CDMA

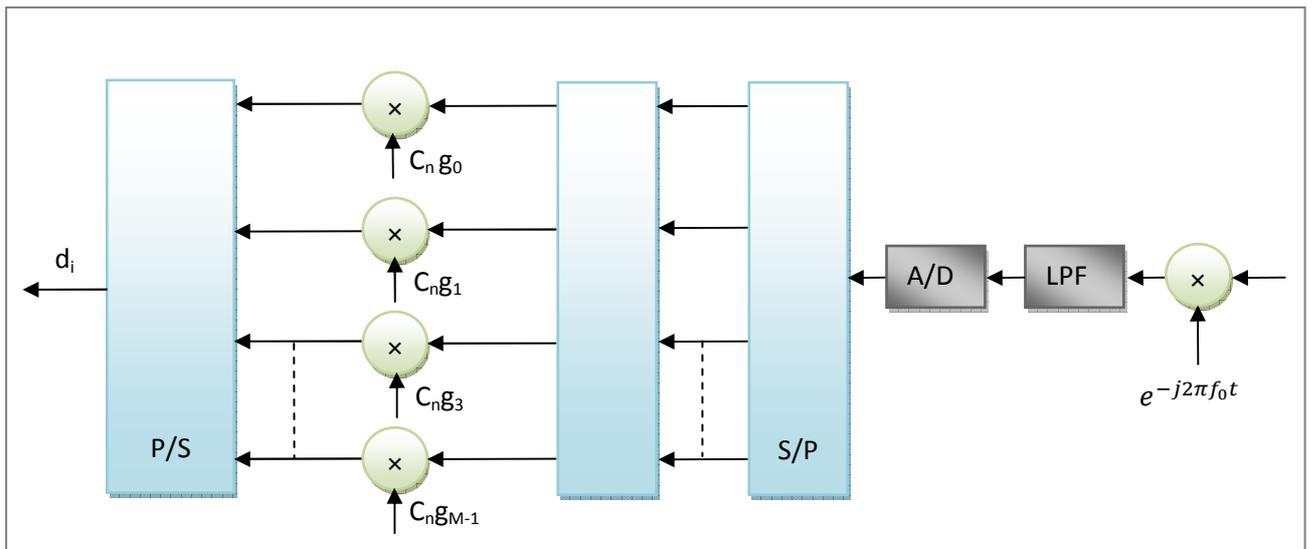
Pour cette technique on transmet plusieurs signaux DS-CDMA en parallèle avec la structure OFDM [19], la figure.3.14 montre le principe de fonctionnement d'un émetteur MC-DS-CDMA. Dans une première étape, les M bits successifs de l'utilisateur j, $b_i^j, i = 0 \dots M - 1$, sont convertis série/parallèle. Ensuite les bits b_i^j sont étalés dans le domaine temporel par



la séquence du code de l'utilisateur j, les autres opérations sont identiques au cas de la MC-CDMA. Dans ce cas les bits b_i^j arrivant avec un débit égal R_b . Ce débit est réduit à R_b / M à la fin de la conversion S/P. Ensuite, on produit un débit $R_b G / M$ à cause de l'étalement, où G est le facteur d'étalement. Le spectre de fréquence à la sortie de l'émetteur est un spectre OFDM, où l'espace entre deux fréquences adjacentes est $f_d = R_b G / M$.

Fig.3.14 Transmetteur MC-DS-CDMA

Pour le récepteur montré dans la figure.3.15, on effectue les mêmes opérations que dans le cas de la MC-CDMA mais avec une fréquence d'échantillonnage $R_b G / M$. Le bit, recouvré pour



chaque porteuse a l'aide du block « FFT », est corrélé dans ce cas avec toute la séquence du code local.

Fig.3.15 Récepteur MC-DS-CDMA

Le Schéma synoptique d'un système MC-DS-CDMA

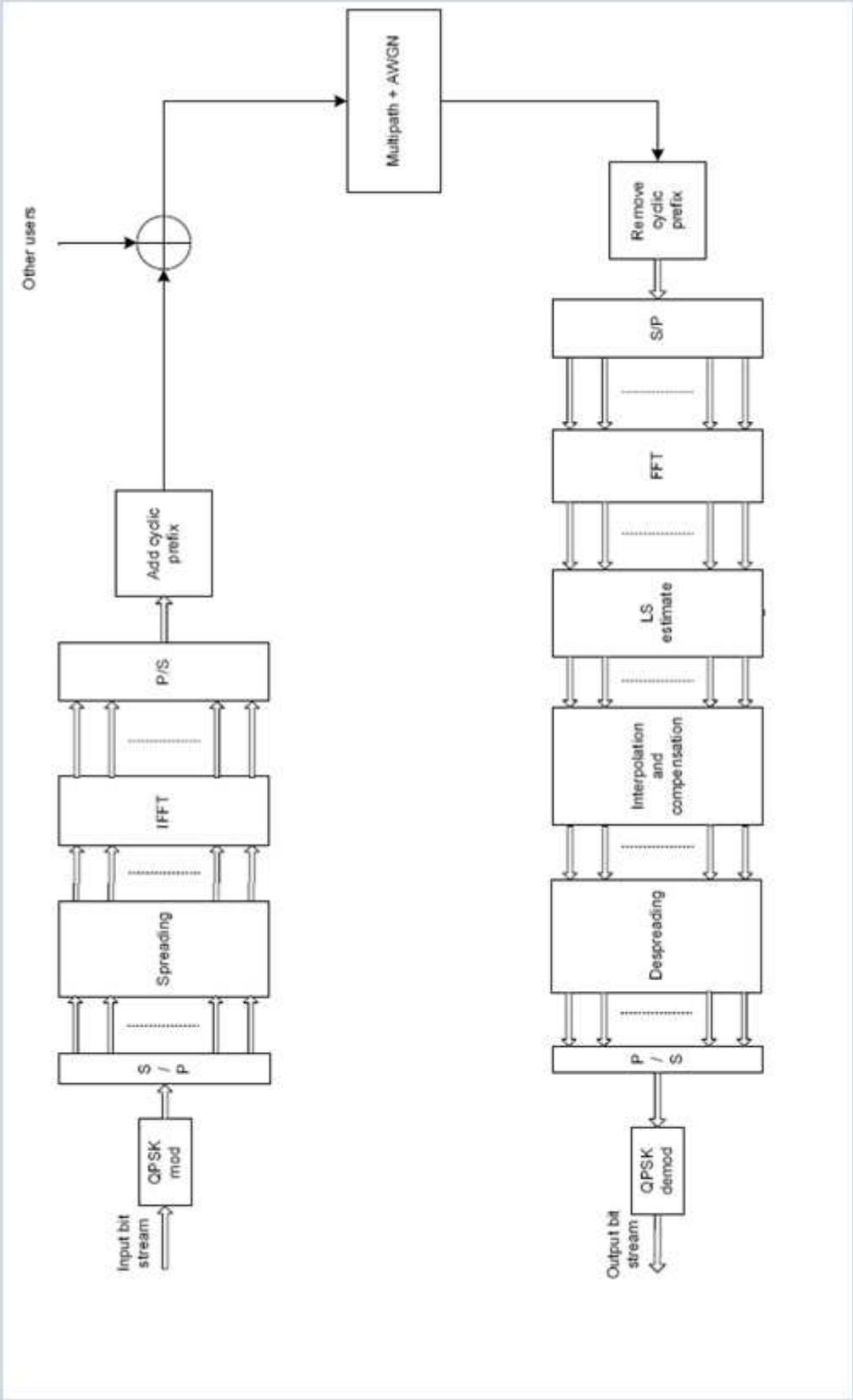


Fig.3.16 Schéma synoptique du transmetteur, du canal multi trajet et du récepteur

3.4.3 La technique MT-CDMA

Similairement à la technique MC-DS-CDMA, la MT-CDMA est une combinaison entre l'étalement du spectre dans le domaine temporel et les transmissions multi-porteuses. L'étalement est appliqué, dans ce cas, après le bloc « IFFT » [19]. La figure.3.17 représente un simple diagramme en bloc du transmetteur. Les opérations requises sont identiques à

l'OFDM, mais l'étalement s'effectue après le block « IFFT ». Dans ce cas le système est en mode de transmission multiaccès. Le spectre de fréquence correspondant est visualisé dans la figure.3.18, où le spectre de chaque sous-porteuse chevauche avec le spectre des autres sous-porteuses. L'espace entre les sous-porteuses $f_d = \frac{R_b}{M}$.

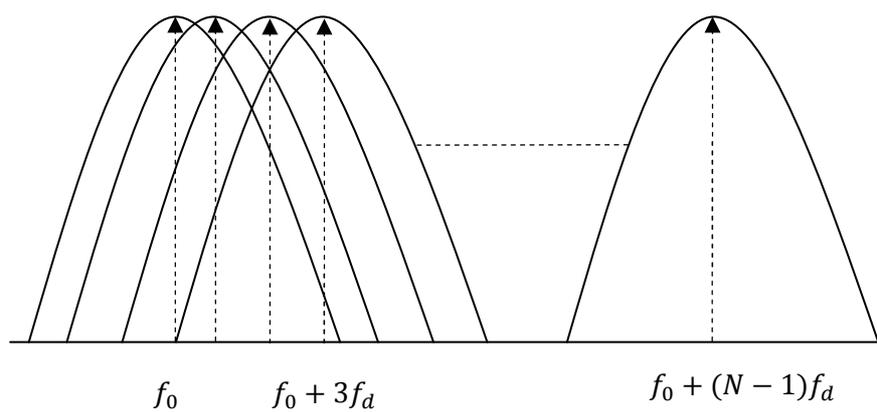
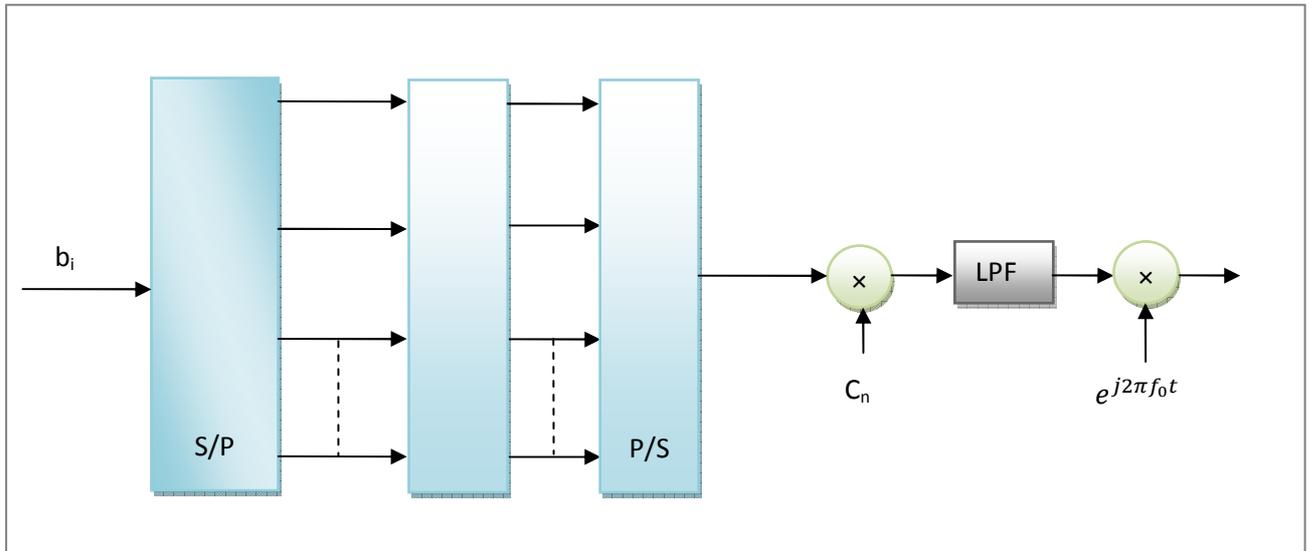


Fig.3.17 Transmetteur MT-CDMA

Fig.3.18 spectre de fréquence pour la MT-CDMA

4.1 Introduction

Notre intervention se situe au niveau des blocs de décision MC-DS-CDMA de la chaîne de synchronisation au niveau de chaque sous-canal. Dans ce contexte, nous avons proposé d'implémenter un détecteur CFAR (*Constant False Alarm Rate*) à censure automatique afin de minimiser les effets des trajets-multiples. Rappelons que ce détecteur a été utilisé dans le cadre de la détection Radar [27] sous le nom de BCM-CFAR (*Binary Clutter-Map Constant False Alarm Rate*). Le choix de ce type de détecteur est motivé par sa simplicité d'implémentation. En effet le schéma de détection retenu évite l'utilisation d'une procédure de tri et opère directement sur les cellules de référence.

La stratégie retenue pour la transmission MC-DS-CDMA consiste à combiner les sorties des corrélateurs au niveau de chaque sous-bande, selon la technique [24] EGC (*Equal Gain Combining*). Afin de reprendre à cet objectif, nous avons :

- Simuler une chaîne complète MC-DS-CDMA avec Modulateur OFDM. Les résultats intermédiaires, représentant les sorties de chaque bloc, sont donnés au fur et à mesure.
- Développer des Routines MATLAB que nous avons intégrés à l'application SIMULINK pour nous permettre d'implémenter le détecteur quadratique et le détecteur CFAR à censure automatique.
- Développer l'expression théorique du temps d'acquisition moyen ainsi que la modélisation du canal.
- Dimensionner le détecteur CFAR en calculant les facteurs multiplicatifs pour le maintien d'un P_{fa} (P_{fc}) prédéfinie.

4.2 Simulation du system OFDM

4.2.1 Spectre en fréquence théorique

Sachant que la technique OFDM consiste à moduler chaque symbole par une sous-porteuse pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de dure T_s , son spectre de fréquence est un sinus cardinal qui s'annule tous les multiple de $1/T_s$. L'espace entre deux fréquences adjacentes étant de $1/T_s$ pour garantir la condition d'orthogonalité. La figure.4.1 montre le spectre du signal OFDM résultant, obtenu par la somme de toutes les sous porteuses. Dans la figure.4.2, nous présentons la répartition spectrale des différentes sous porteuses ainsi que l'orthogonalité fréquentielle.

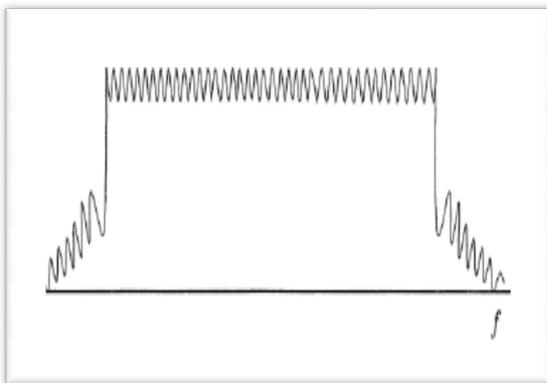


Fig.4.1 Spectre résultant

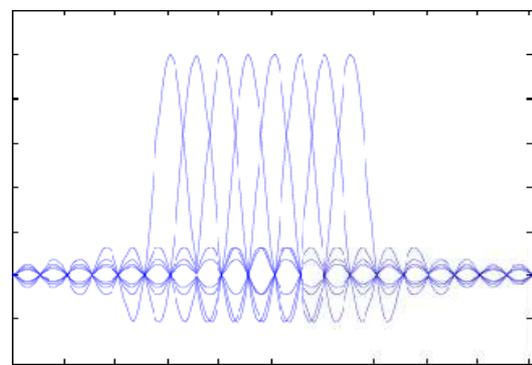


Fig.4.2 Répartition adjacente des spectres

4.2.2 Les paramètres de simulation

Afin de visualiser les signaux à la sortie des différents blocs et uniquement dans le but de vérifier l'aspect fonctionnel du système, nous avons choisi pour la simulation les paramètres simplifiés, montré dans le tableau.4.1.

Donnée à transmettre	Constante
Durée d'un symbole (T_s)	$1/200$ s
Constellation	M-PSK(8)
Nombre de porteuses	4
Porteuse principale f_0	300 Hz
L'espace entre les porteuses	$\frac{1}{4 \times T_s} = 50$ Hz

Tab.4.1 paramètres de simulation OFDM

4.2.3 Simulation de la modulation OFDM

Pour la partie modulation et comme il a été montré dans le chapitre OFDM, la donnée à transmettre est modulée en bande de base avec une constellation M-PSK. Dans cet exemple de simulation on a utilisé une donnée constante seulement pour simplifier les tests de fonctionnalité et pour avoir le même gain au niveaux du spectre de fréquence. Ensuite les données (après la constellation M-PSK) sont converties en parallèle (Bloc Série/Parallèle ou S/P) pour pouvoir moduler chaque symbole par un sous-porteuse à l'aide du block « IFFT ». Les signaux sont transmis en parallèle au convertisseur N/A qui est le bloc « *Raised cosine Transmit Filter* ». Pour pouvoir multiplier le signal avec la porteuse principale f_0 , on effectue la conversion P/S à l'aide du bloc « *Unbuffer* », puis le signal est transmis dans le canal. Le schéma de simulation est montré dans la Figure.4.3.

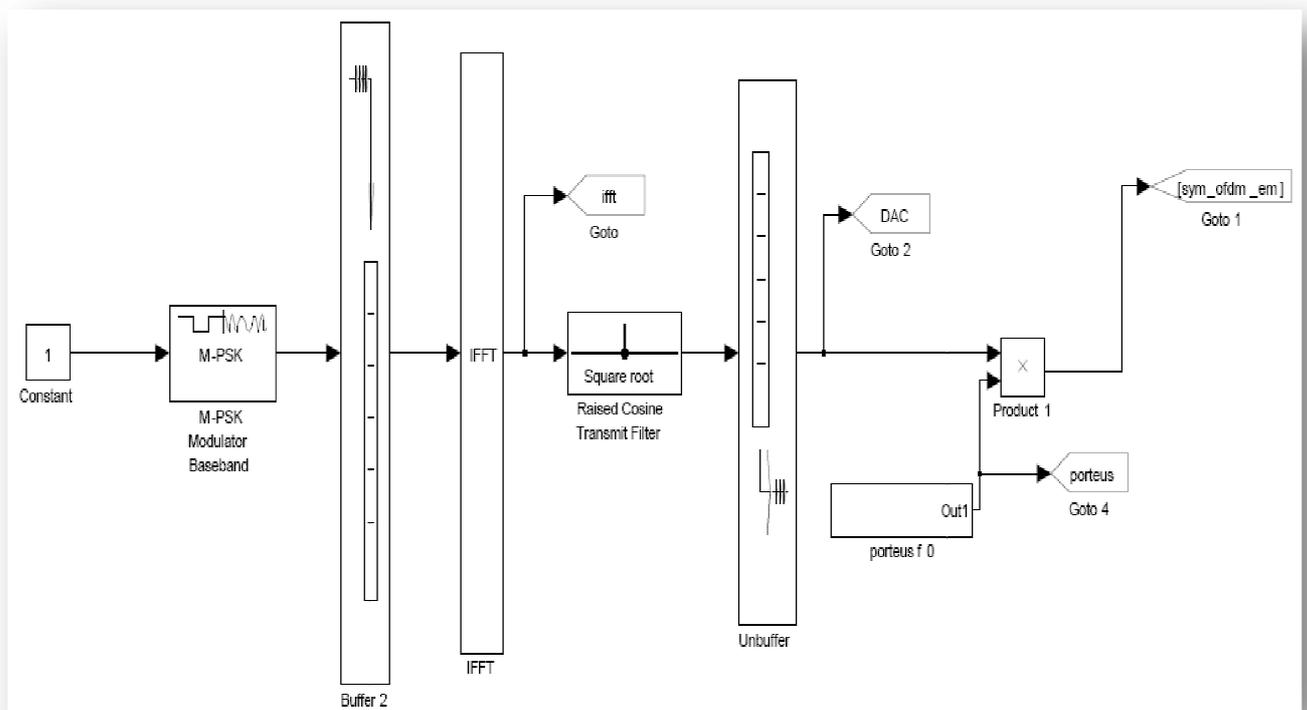


Fig.4.3 Le modulateur OFDM

a) Partie visualisation

Pour la visualisation temporelle, il est nécessaire d'afficher les signaux à l'entrée et à la sortie de chaque bloc. A cette fin l'objet Simulink de visualisation « *scope* » à 8 entrées est utilisé. Comme il s'agit de signaux complexes, nous avons fait appel au bloc « *complex to Real-Imag* » pour la séparation entre la partie réelle et la partie imaginaire. L'objet « *Unbuffer* » joue le rôle d'un convertisseur P/S pour construire et visualiser le symbole OFDM (Fig.4.4).

Pour la partie visualisation fréquentielle, on utilise le bloc « *spectrum scope* » pour l'affichage des spectres (Fig.4.4).

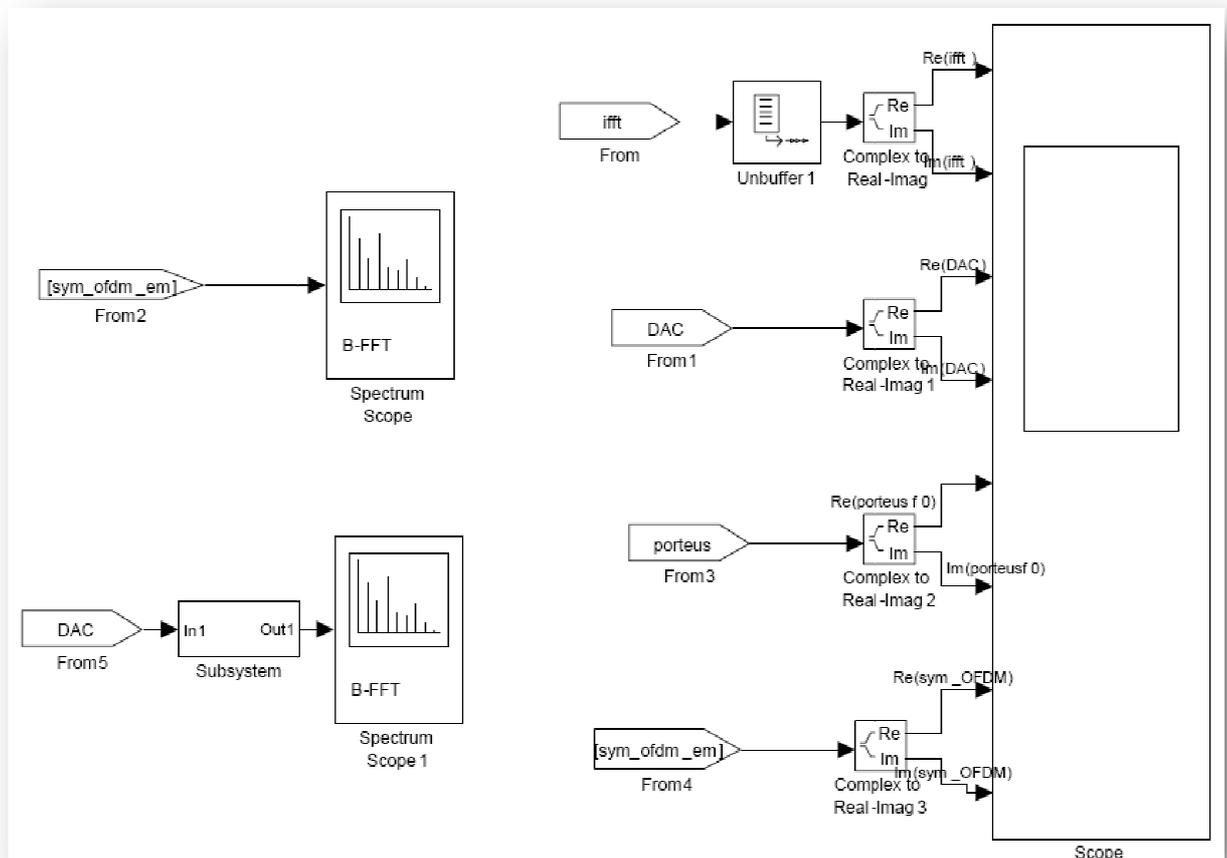


Fig.4.4 la visualisation des signaux

b) Le spectre du symbole OFDM

➤ **Sans la fréquence f_0 : $s(t)$**

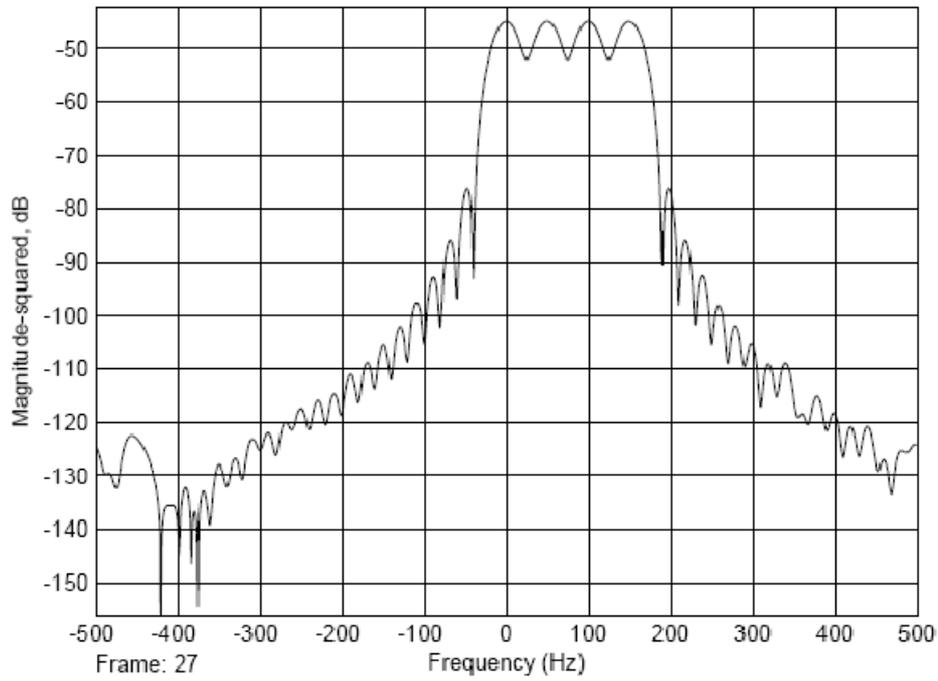


Fig.4.5 le spectre du symbole OFDM sans la porteuse f_0

➤ **Avec la fréquence f_0 : $e(t)$**

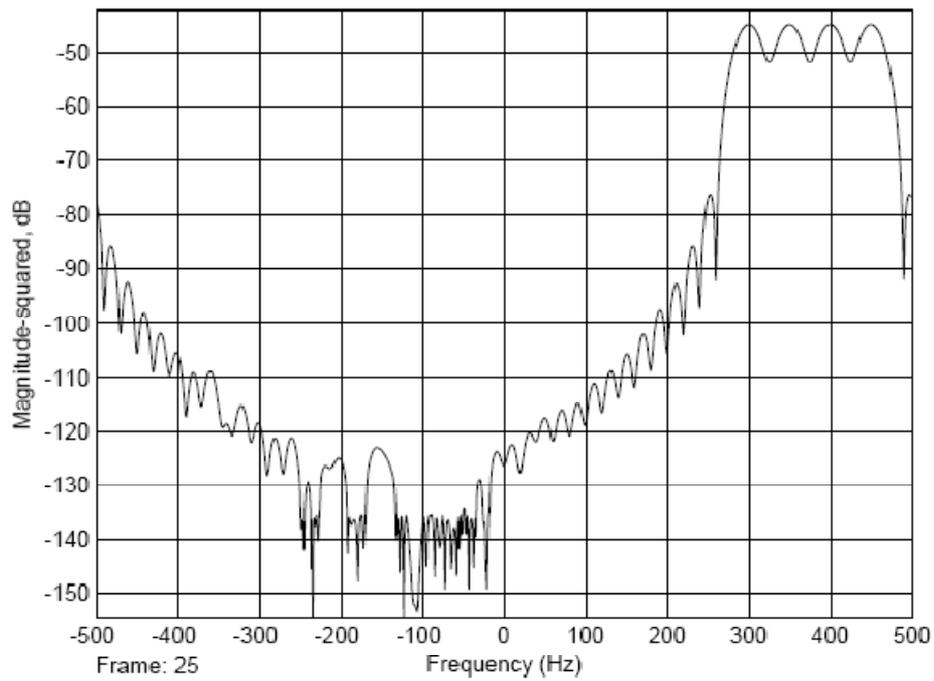


Fig.4.6 le spectre du symbole OFDM avec la porteuse f_0

c) Les signaux au niveau du scope

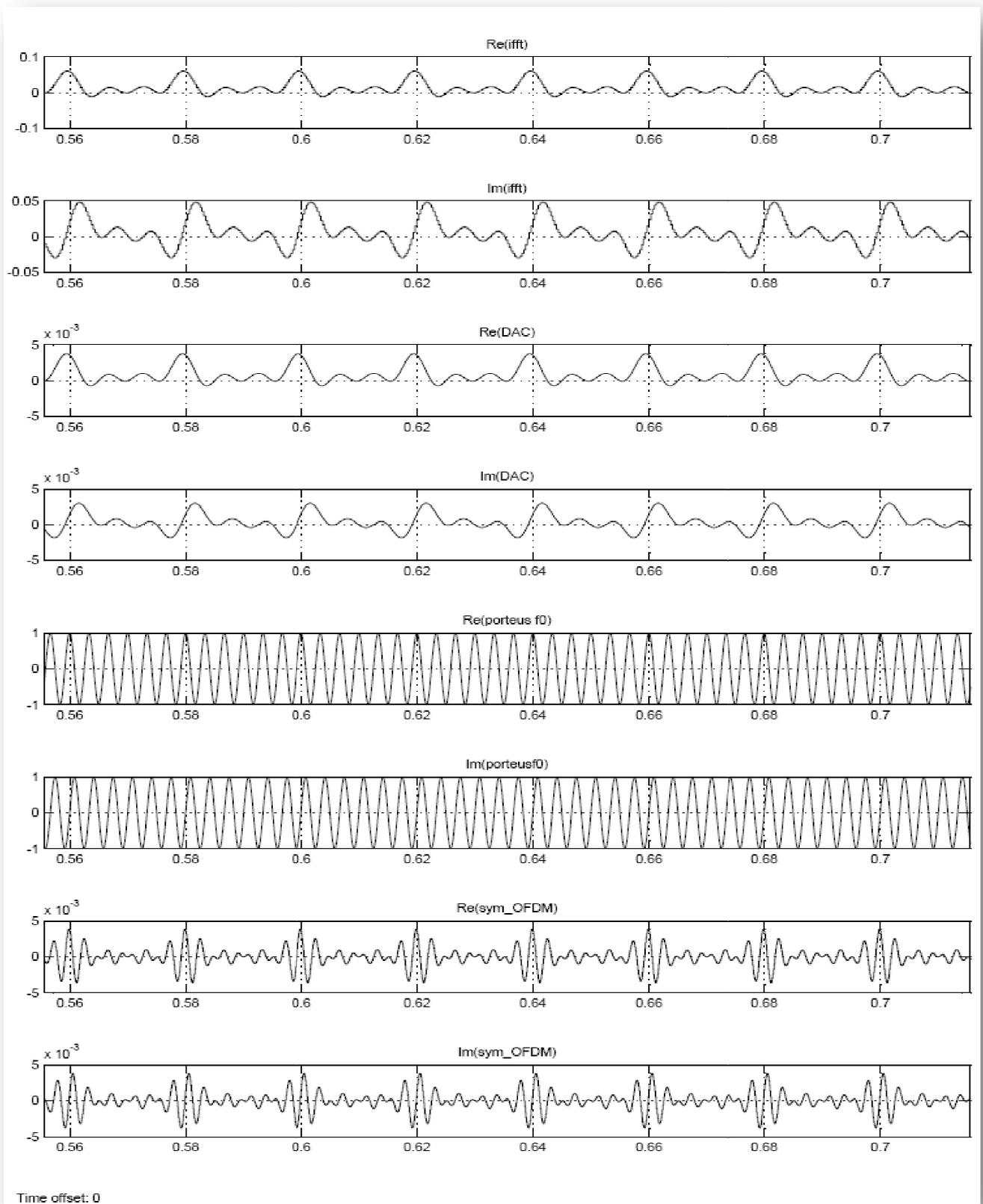


Fig.4.7 Les signaux à travers les différents blocs du modulateur OFDM

4.3 Simulation de la démodulation OFDM

A la réception (Figure.4.8), on échantillonne le signal reçu à la fréquence $1/T_s$, l'ensemble « *Subsystem + Buffer + Raised Cosine Receive Filter* » effectue la conversion A/N ainsi que la conversion S/P pour pouvoir démoduler le symbole OFDM à l'aide du block « FFT ». On réalise ensuite la démodulation numérique à l'aide du bloc « *M-PSK Demodulator Baseband* » pour reconstruire l'information émise.

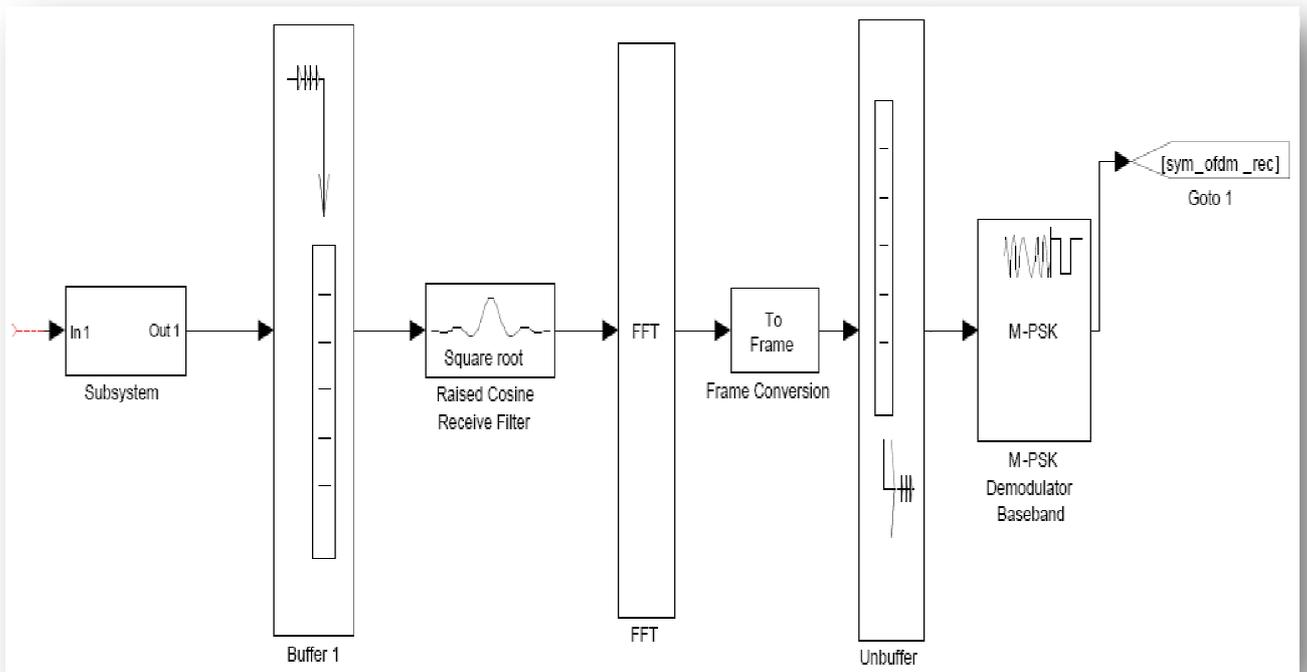


Fig.4.8 Démodulateur OFDM

4.4 Simulation du système MC-DS-CDMA

4.4.1 Schéma de simulation du modulateur

Pour cette technique, on transmet plusieurs signaux DS-CDMA en parallèle moyennant la structure OFDM. Après modulation M-PSK de l'information à transmettre, en fait la conversion S/P avec le bloc « *Buffer* ». Les signaux au niveau de chaque branche sont étalés dans le domaine temporel avec la séquence complète du code PN. Les chips sont modulés en parallèle avec les sous-porteuses orthogonales à l'aide du bloc « *IFFT* ». La forme parallèle des échantillons est conservée afin d'effectuer la conversion Numérique/Analogique ainsi que la conversion parallèle/Série à l'aide des deux blocs « *Unbuffer* » et « *Raised Cosine Transmit Filter* ». L'ensemble est ensuite modulé avec la porteuse principale f_0 . Le schéma complet de simulation est montré dans la figure.4.9.

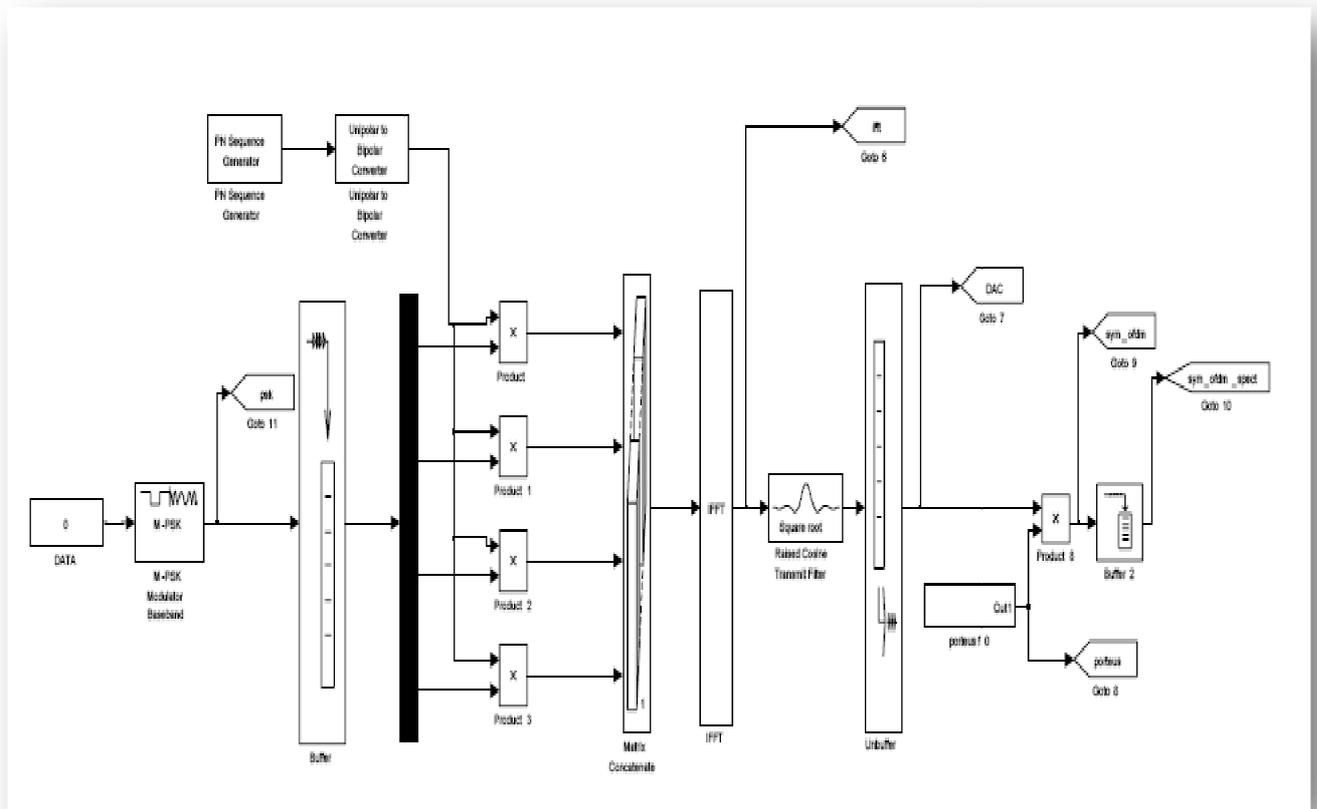


Fig.4.9 Schéma de simulation du modulateur MC-DS-CDMA avec 4 porteuses

4.4.2 Schéma de simulation du démodulateur

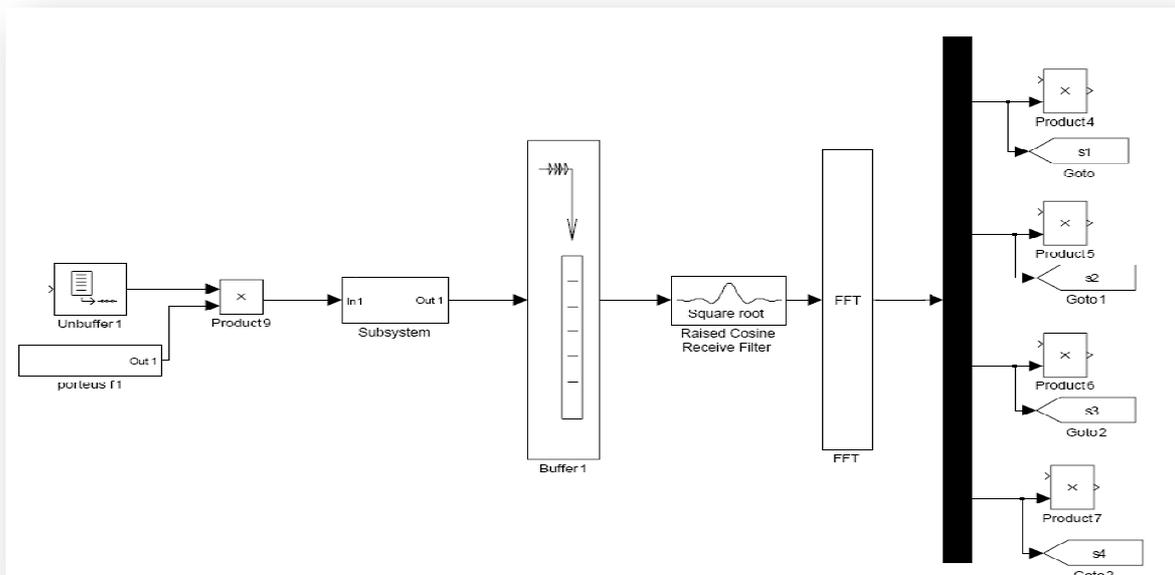


Fig.4.10 Démodulateur OFDM

4.4.3 Détecteur non cohérent

Pour une simulation préliminaire et afin de tester le comportement fonctionnel le système MC-DS-CDMA, nous avons modélisé sous Simulink le bloc de détection non-cohérente. On calcule la corrélation de la partie réelle et de la partie imaginaire avec le code PN, puis on calcule la somme quadratique de la partie en phase et en quadrature (Figure 4.11). Dans les systèmes utilisant la technique OFDM, la partie en phase est multipliée avec le terme « $\cos\omega_k t$ » et la partie en quadrature avec le terme « $\sin\omega_k t$ ». Cette opération est réalisée grâce au bloc « FFT ».

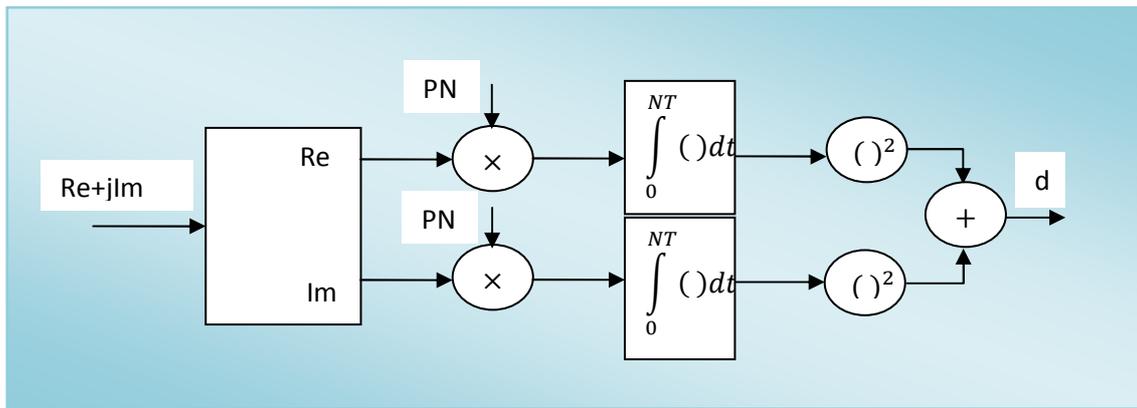
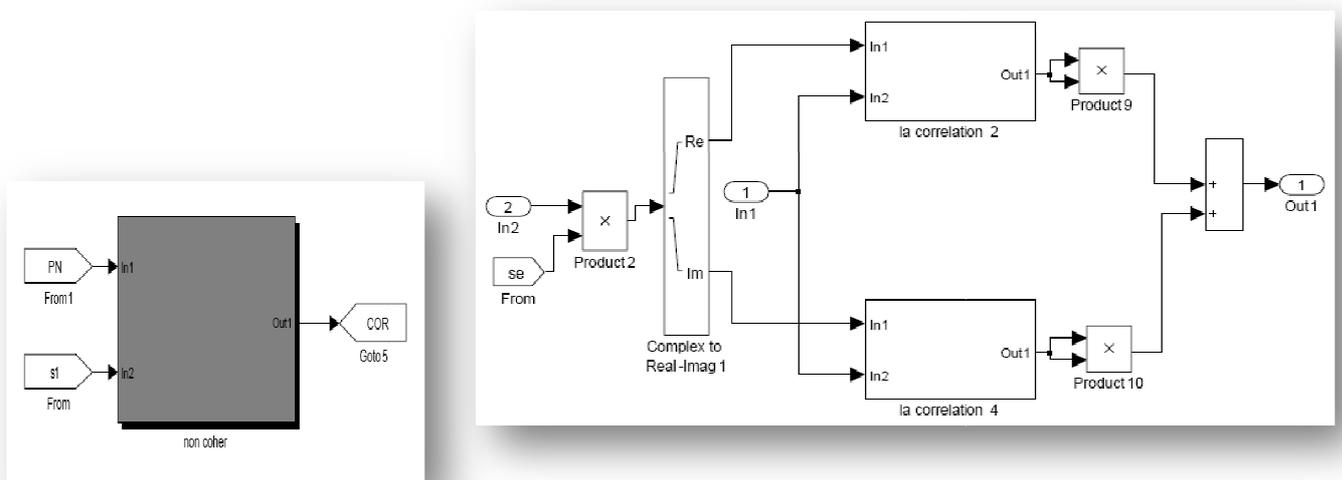


Fig.4.11 Détecteur non cohérent

Pour la simulation le système, montré à la figure.4.12.a, a été utilisé et les différents blocs de ce modèle de simulation sont illustrés à la figure.4.12, b.



-a-

-b-

Fig.4.12 Détecteur non cohérent

➤ **Le bloc de corrélation**

Le sous bloc « corrélation » est également constitué de plusieurs sous systèmes come montré à la Figure.4.13. Le bloc « corrélation » a été programmé en Matlab comme étant une S-fonction. Le code matlab de ce système est donné en annexe A1.

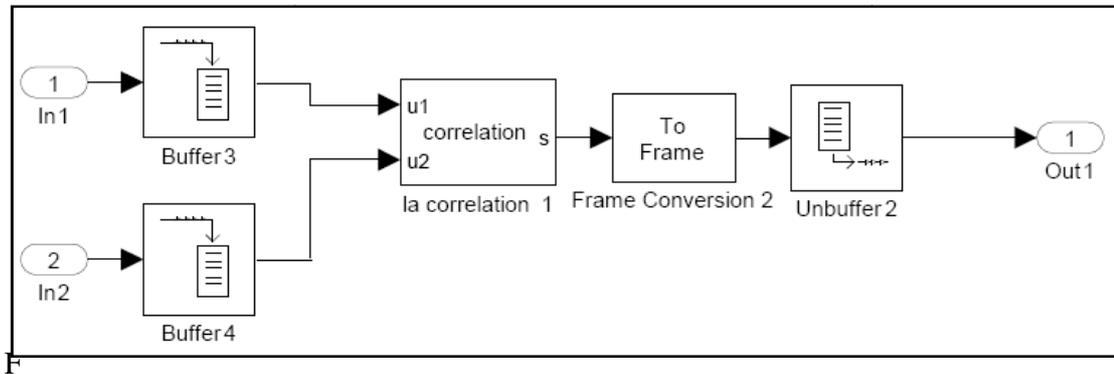


Fig.4.13 le block corrélation

4.4.4 Résultats

Nous donnerons dans ce qui suit le schéma du bloc de visualisation, les paramètres de simulations ainsi que la forme des signaux au niveau de chaque bloc constituant la chaîne MC-DS-CDMA.

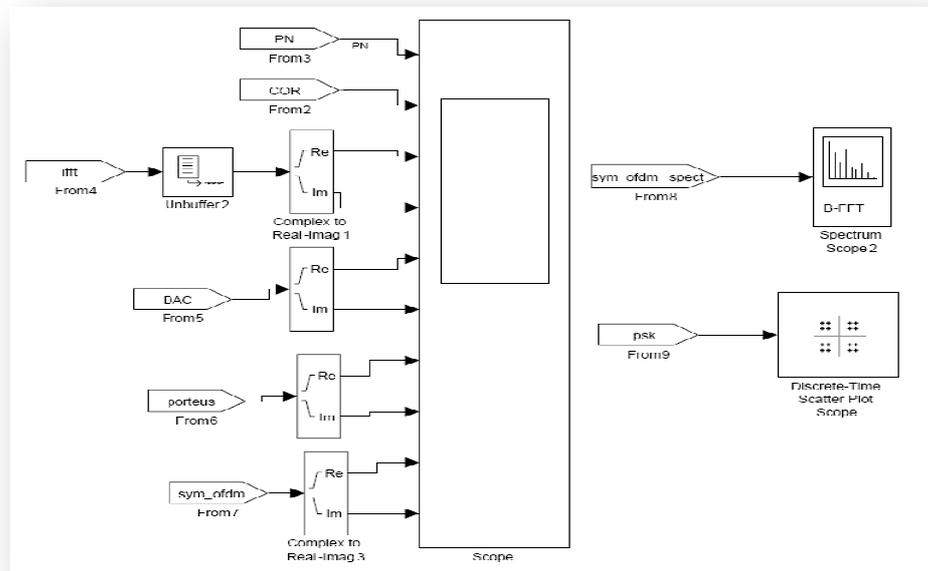


Fig.4.14 Blocs de visualisation pour le modulateur MC-DS-CDMA

➤ **Les paramètres de simulation**

Donnée à transmettre	Zéro pour la synchronisation
Durée d'un chip (T_c)	0.1s (pour la visualisation, Fig.4.15)
	1s (Figure.4.16)
Générateur du code	Code PN (M-séquence)
Polynôme générateur	Figure.4.15 : 1 0 0 0 0 0 1 0 1 0 0 1 1
	Figure.4.16 : 1 1 0 0 1
Etat initial	Figure.4.15 : 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1
	Figure.4.16 : 0 0 0 1
Longueur du Code PN	Figure.4.15 Long (4095 bits)
	Figure.4.16 Cours (15 bits)
Constellation	M-PSK(8)
Nombres de porteuses	4
La porteuse principale f_0	Figure.4.15 1000 Hz
	Figure.4.16 10 Hz

Tab.4.2 Les paramètres de simulation pour le modulateur MC-DS-CDMA

➤ **Les signaux au niveau du scope** (pour la modulation OFDM du code PN)

Les signaux ci-après montrés donnent les signaux à travers les différents blocs de la chaîne MC-DS-CDMA décrivant la modulation du code PN; Sortie IFFT, CAN, Multiplication avec la porteuse principale. En fait, Il s'agit de transmettre le code PN pur à travers le modulateur OFDM, en absence de signaux de données.

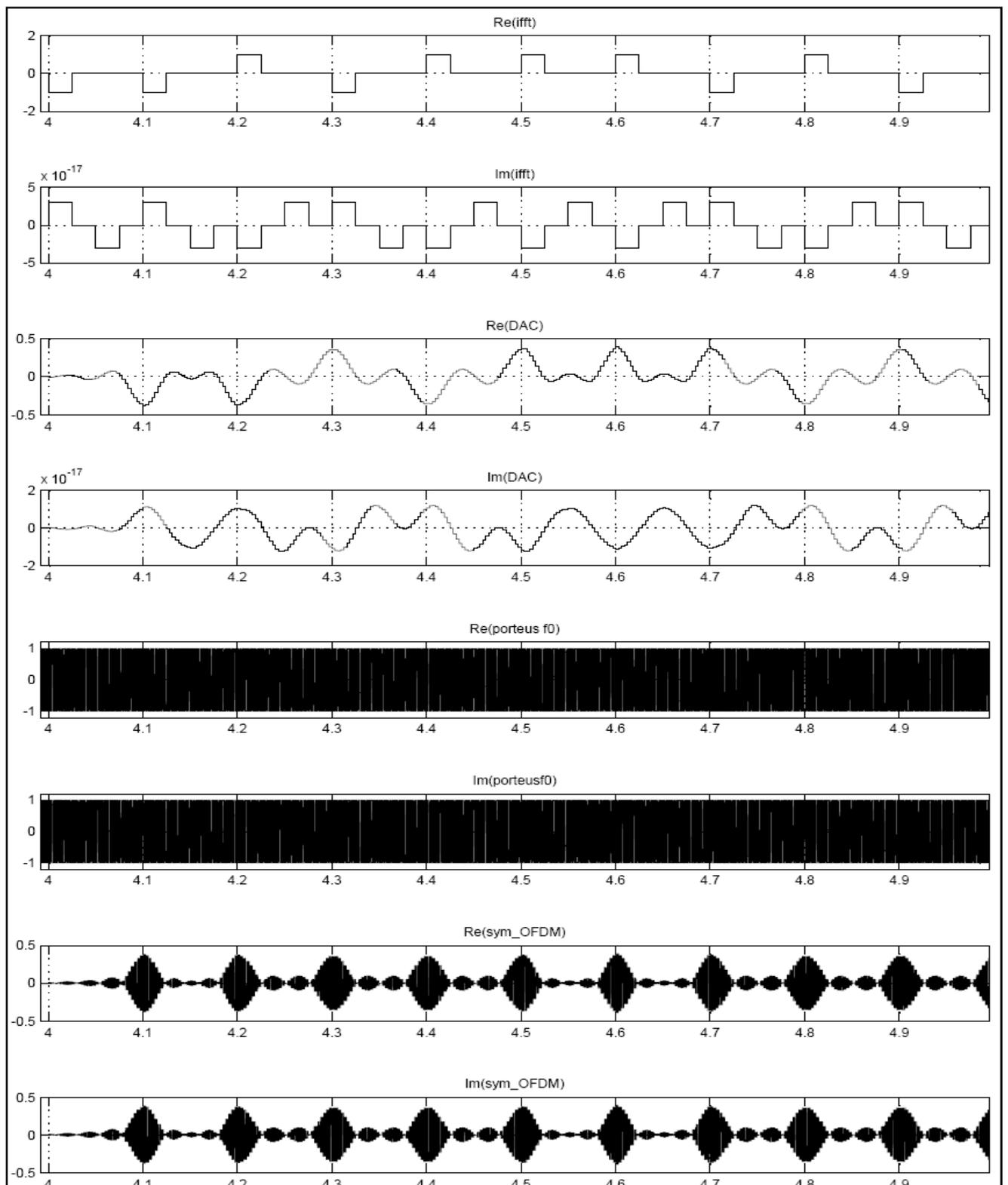


Fig.4.15 Les signaux à travers les différents blocs du modulateur MC-DS-CDMA

➤ **Le résultat de la simulation pour 2 trajets**

Les 2 trajets multiples sont caractérisés par les paramètres suivants : Retard $[0 T_c, 7T_c]$; Atténuation $[-5 \text{ dB}, -10\text{dB}]$ et pour le bruit AWGN, nous avons pris un rapport SNR =30 dB. Nous montrons, en particulier, la corrélation du code reçu avec le code localement généré. Les phases d'alignement ($0T_c$ et $7T_c$) apparaissent clairement au niveau de la figure 4.16.

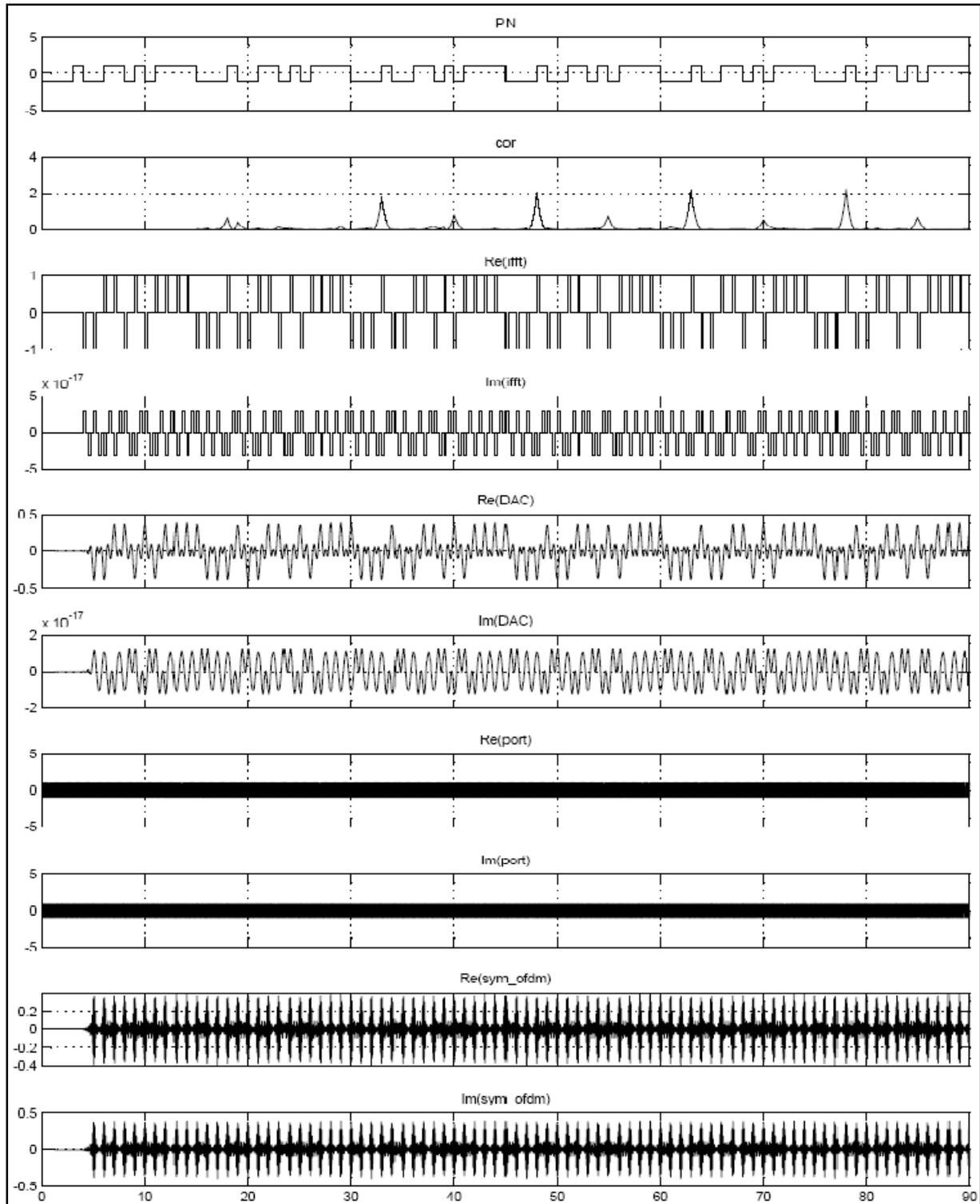


Fig.4.16 La corrélation dans le cas de 2 trajets

4.5 La synchronisation

Pour la phase de synchronisation on considère que le système de transmission utilisé est la MC-DS-CDMA. Vu que la phase de synchronisation se divise en deux étapes; l'aquisition et la poursuite, la donnée à transmettre dans ce cas est le code PN seul. Le canal de transmission utilisé est un canal multi trajets sélectif en fréquence à évanouissement Rayleigh.

4.5.1 Modélisation du canal Rayleigh multi trajet

Dans le cadre de ce travail, la transmission est effectuée sur un canal Rayleigh multi trajets modélisé par la figure.4.17. Le canal à trajets multiples peut aussi être caractérisé par la *bande de cohérence* du canal. Cette bande de fréquence est définie comme étant la gamme de fréquences sur laquelle les amplitudes des composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables. Elle est inversement proportionnelle à l'étalement temporel

$$[25]: B_c \propto \frac{1}{\tau_{max}}$$

En notant B_s la *largeur de bande du signal émis*, si $B_s \ll B_c$ alors toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables et le canal est dit *non sélectif en fréquence*. Dans le cas contraire, il existe au moins deux composantes fréquentielles [25] subissant des atténuations différentes et le canal est dit *sélectif en fréquence*.

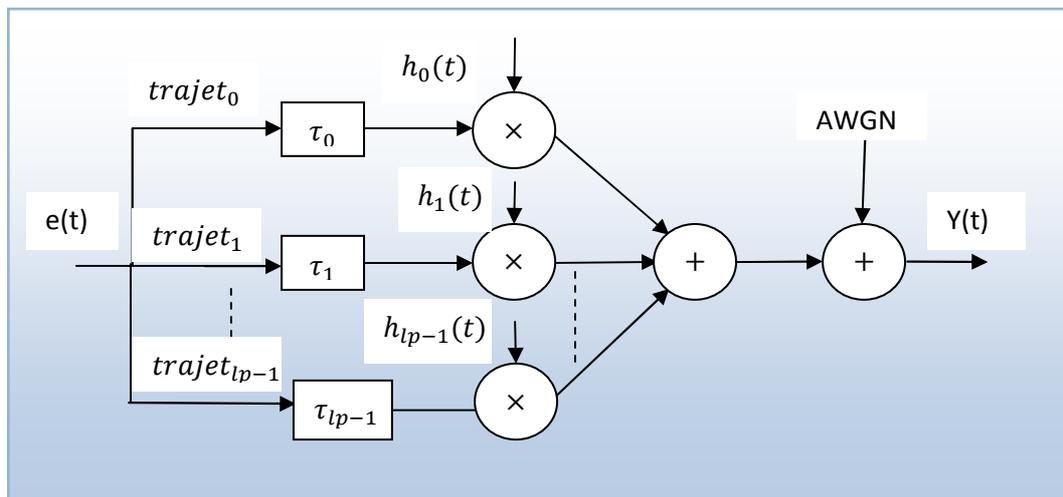


Fig.4.17 Modélisation du canal Rayleigh

Dans la figure 4.17, les paramètres suivants sont:

- τ_k est le retard du k^{eme} trajet.
- $h_k(t)$ évanouissements Rayleigh pour le k^{eme} trajet.
- *AWGN* (additives white Gaussian noise).

Ainsi, le signal reçu est

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{l=0}^{L_p-1} e(t - \tau_l) \times h_l(t) + AWGN \\ &= \sum_{l=0}^{L_p-1} \sum_{k=0}^{M-1} p(t - nT_c) \times PN(t - \tau_l) \times e^{j2\pi(\frac{k}{T} + f_0)(t - \tau_l)} \times h_l(t) + AWGN \end{aligned} \quad (4.1)$$

Après le bloc FFT, et si on considère $h_l(t)$ constante, le signal à l'entrée du détecteur non cohérent, pour le k^{eme} sous porteuse, est

$$s_k = \sum_{l=0}^{L_p-1} PN(t - \tau_l) \times h_l(t) \times e^{j2\pi(\frac{k}{T} + f_0)\tau_l} + FFT(AWGN) \quad (4.2)$$

$$s_k = r_I(t) + jr_Q(t) \quad (4.3)$$

$$r_I(t) = \sqrt{2} \sum_{l=0}^{L_p-1} [h_l \times PN(t - \tau_l) \times \cos(\omega_k + \theta_l)] + n(t) \quad (4.4)$$

$$r_Q(t) = \sqrt{2} \sum_{l=0}^{L_p-1} [h_l \times PN(t - \tau_l) \times \sin(\omega_k + \theta_l)] + n(t) \quad (4.5)$$

Dans ce problème de synchronisation on considère que τ_l est multiple de T_c (la durée d'un chip). Le profile d'intensité des multi-trajets « MIP » (*Multipath intensity profile*) est supposé soit uniforme ou en décroissance exponentielle avec le paramètre de décroissance μ . Lorsque la puissance totale d'évanouissement dans tous les chemins (resolvable paths) est normalisée à l'unité, la puissance moyenne d'évanouissement pour chaque chemin est représenté par :

$$E[\alpha_l^2] = \begin{cases} \frac{1}{L_p} & \mu = 0 \\ \frac{1 - e^{-\mu}}{1 - e^{-\mu L_p}} e^{-(l-1)\mu} & \mu \neq 0 \end{cases} \quad l = 1, 2, \dots, L_p \quad (4.6)$$

Dans cette thèse, on considère un modèle de profile (MIP) uniforme.

Et partant du fait que nous avons utilisé un système de transmission multi-porteuse, il faut calculer la corrélation pour chaque sous-porteuse. Par conséquent, l'utilisation de plusieurs corrélateurs non-cohérents en parallèle est nécessaire (Figure.4.18).

Le signal reçu au niveau de chaque corrélateur non-cohérent est décomposé en deux composantes; une composante en phase et une en quadrature (I-Q), et peut être écrit sous la forme [16]

$$X_{Ij} = \sqrt{2} \int_0^{NT_c} \text{Re}(S_k) \times PN(t - j\Delta T_c) dt \quad (4.7)$$

$$X_{Qj} = \sqrt{2} \int_0^{NT_c} \text{Im}(S_k) \times PN(t - j\Delta T_c) dt \quad (4.8)$$

Où NT_c représente la taille de l'autocorrélation partielle et $j = 0, 1, 2, \dots, N$

$$X_{I,j} = T_c \sum_{l=0}^{L_p-1} (h_l \times d_{l,j} \times \cos \theta_l) + N_{I,j} \quad (4.9)$$

$$X_{Q,j} = T_c \sum_{l=0}^{L_p-1} (h_l \times d_{l,j} \times \sin \theta_l) + N_{Q,j} \quad (4.10)$$

Et

$$N_{I,j} = \int_0^{NT_c} n(t) \times PN(t - j\Delta T_c) \cos(\omega_k t) dt \quad (4.11)$$

$$N_{Q,j} = \int_0^{NT_c} n(t) \times PN(t - j\Delta T_c) \sin(\omega_k t) dt \quad (4.12)$$

Avec $N_{I,j}$ et $N_{Q,j}$ sont des variables aléatoires gaussiennes indépendantes avec une moyenne nulle et une variance $\sigma_n^2 = NN_0T_c/2$, et

$$d_{l,j} = \frac{1}{T_c} \int_0^{NT_c} PN(t - \tau_l) \times PN(t - j\Delta T_c) dt \quad (4.13)$$

Dans le cas du non-alignement, $X_{I,j}$ et $X_{Q,j}$ sont également des processus aléatoires gaussiens indépendants avec une moyenne nulle et une variance σ_n^2 . Le terme $T_c d_{i,j}$ correspond à l'autocorrélation partielle sur N chips du code PN. Les sorties I-Q de chaque corrélateur, $X_{I,j}$ et $X_{Q,j}$, est élevée à la puissance 2 et sommées pour former la variable de décision notée $Z_{k,j}$ pour chaque sous-porteuse [16]

$$Z_{k,j} = X_{I,k,j}^2 + X_{Q,k,j}^2, j = 0,1,2, \dots, N \text{ et } k = 0,1,2, \dots, M - 1 \quad (4.14)$$

Dans ce cas la variable de décision $Z_{k,j}$, pour chaque sous-porteuse, a une distribution exponentielle. Pour générer la variable de décision globale, il faut combiner les variables de décision des différents sous-canaux. Pour atteindre cet objectif, il existe deux stratégies de combinaison (fusion), à savoir la technique EGC (*Equal Gain Combining*) et SC (*Selection Combining*) [24], comme illustré à la figure.4.18. Dans notre travail, nous avons opté pour la stratégie de fusion EGC. Ainsi, la variable de décision globale est notée $Z_{T,j}$

$$Z_{T,j} = \sum_{k=0}^{M-1} Z_{k,j} \text{ avec } j = 0,1,2, \dots, N \text{ et } k = 0,1,2, \dots, M - 1 \quad (4.15)$$

Pendant la phase de recherche du code PN, la variable de décision globale Z_T sera utilisée dans l'algorithme CFAR à censure automatique. Cette variable est obtenue par sommation de M variables aléatoires exponentiellement distribuées. La variable Z_T suit par conséquent une densité de probabilité Gamma [26], donnée par

$$f_Z(z) = \frac{z^{M-1} e^{-\frac{z}{\mu}}}{\Gamma(M)\mu^M}, z \geq 0 \quad (4.16)$$

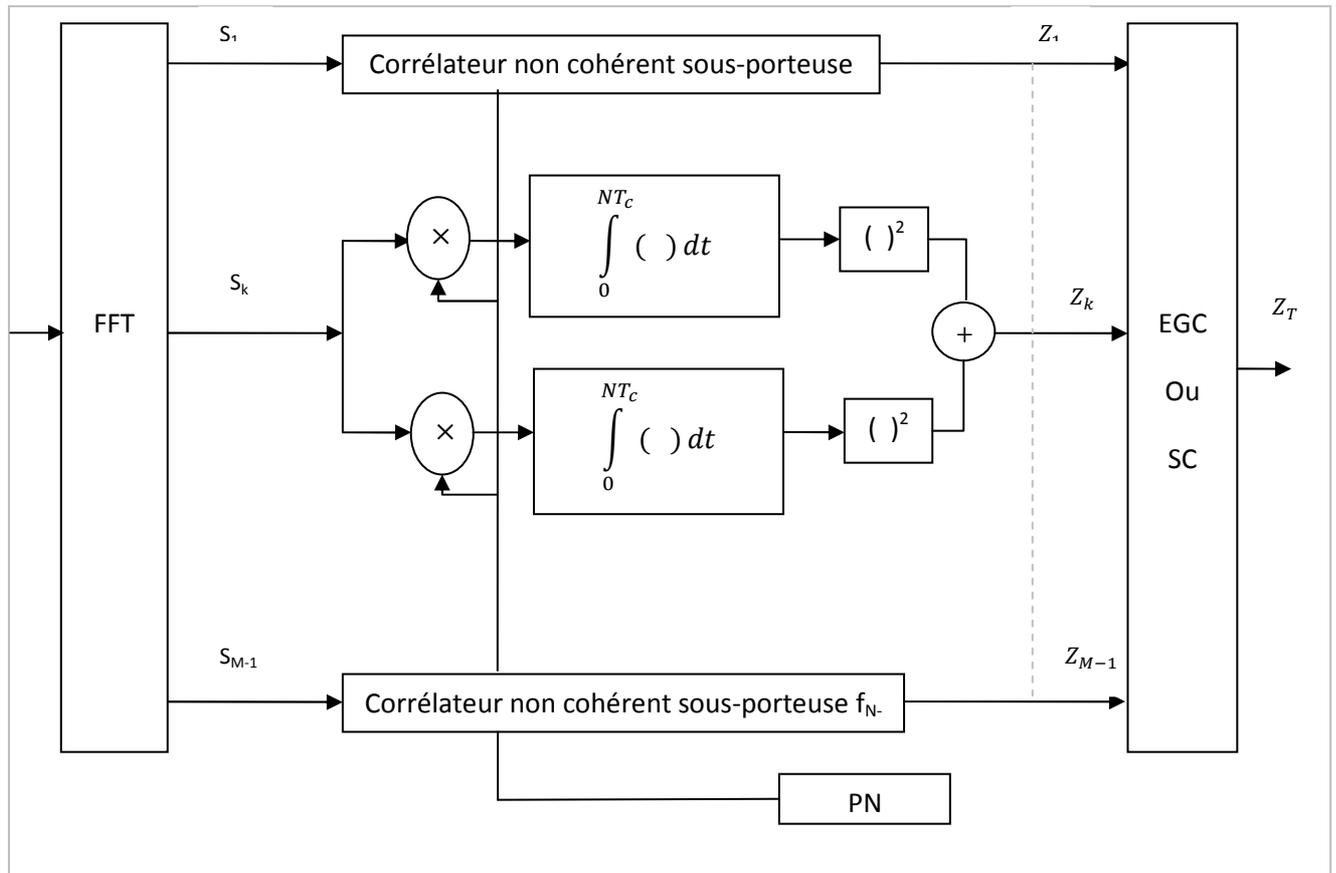


Fig.4.18 le block de corrélation avec la combinaison EGC

4.5.2 L'algorithme CFAR à censure automatique

Le schéma synoptique du détecteur CFAR proposé [27] est fourni dans la figure.4.19. La fenêtre de référence de dimension N_c+1 échantillons, balaie l'historique du signal d'autocorrélation. La structure du détecteur est basée sur l'idée suivante ; en raison de l'échantillonnage et du décalage de signal d'autocorrélation, chaque pic de corrélation détecté dans la cellule sous test (Pic correspondant probablement à un signal multipath) sera nécessairement déplacé au niveau de la demi-fenêtre droite après quelques décalages. En effet, la présence de ces pics secondaires augmente le seuil de détection, provoquant des dégradations au niveau de la détection. L'objectif étant d'anticiper et de prévenir cette situation en mettant en œuvre un étage de pré-seuillage pour chaque nouvel échantillon de corrélation.

Ce pré-seuillage fourni une estimation de l'état de l'environnement, sous forme d'une variable binaire notée d , qui sera chargée en série dans un registre à décalage binaire. Afin d'assurer une synchronisation parfaite entre les cellules de référence et les variables d , le registre $D=\{d_1, d_2, \dots, d_{N_c}\}$ et les cellules de références doivent être décalés avec la même horloge (*Shift-Clock*). Pour finaliser la conception du détecteur CFAR à censure automatique, nous présentons la façon dont les seuils multiplicatifs T_i sont déterminés en respectant la valeur nominale de la P_{fa} et de la P_{fc} . Un signal interférent est déclaré présent et une décision partielle est générée en faveur de $d=0$, si l'échantillon rentrant x dépasse le seuil adaptatif $T_i Z$, selon le test statistique

$$\begin{cases} \text{si } X > T_i Z & d = 0 \\ \text{si } X < T_i Z & d = 1 \end{cases} \quad (4.17)$$

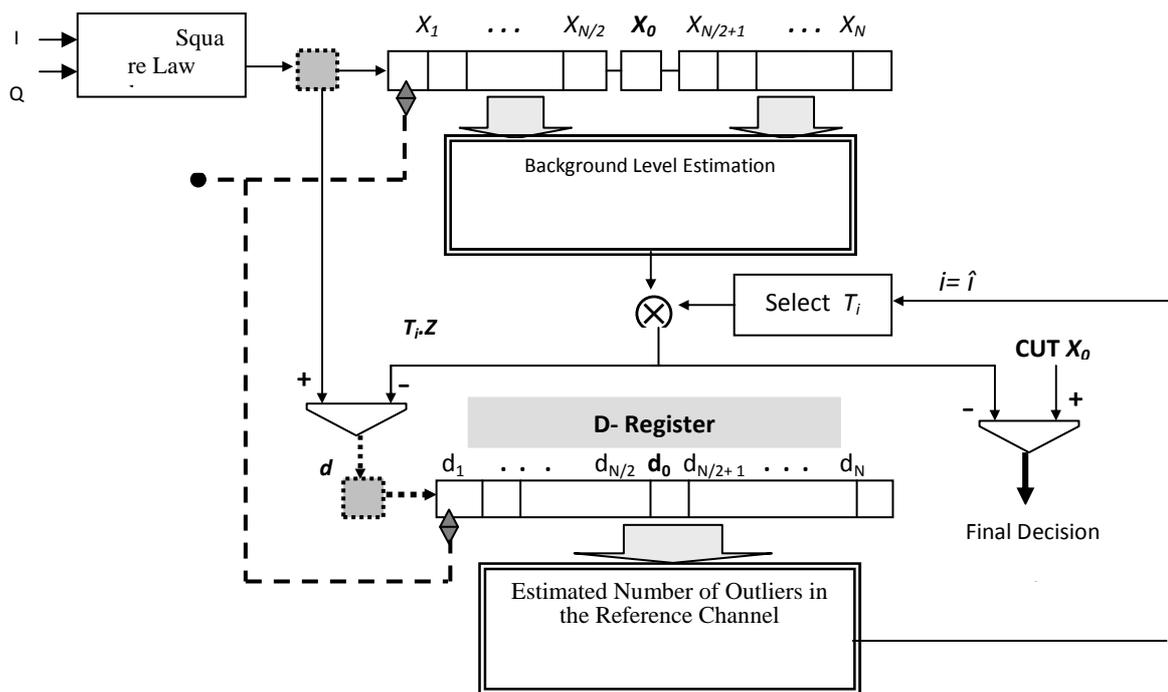


Fig.4.19 Architecture du détecteur CFAR à censure automatique

L'estimation du niveau de fond Z est alors décrite par les bits d_k , ($k = 1, \dots, N_c$), représentant le contenu du registre D et permet l'acceptation ($d_k = 1$) ou le rejet ($d_k = 0$) de l'échantillon X_k [27]. Il est simple de voir que l'estimation du nombre de cellules censuré, $\hat{i}=i$, est exprimée par

$$\hat{i} = N_c - \sum_{k=1}^{N_c} d_k \quad (4.18)$$

Notons également que seul un ensemble de $(N_c - i)$ échantillons sont utilisés pour estimer Z , ce qui correspond [27] à un CA-CFAR d'ordre $(N_c - i)$, noté par CA $(N_c - i)$. Le facteur T_i maintient une Pfc constante pour les détecteur CA $(N_c - i)$. De la même façon, lors de la décision finale, le pic de corrélation est déclarée présent selon le test statistique

$$\begin{cases} \text{si } X_0 > T_i Z \\ \text{si } X_0 < T_i Z \end{cases} \quad \begin{array}{l} H_1: \text{Synchro cell} \\ H_0: \text{non synchro cell} \end{array} \quad (4.19)$$

Le facteur T_i est sélectionné, de façon à maintenir la Pfa prescrite en mode CA $(N_c - i)$. En fait, selon l'estimation du nombre « \hat{i} », le détecteur proposé commute vers le CA $(N_c - i)$ correspondant. Les seuils multiplicatifs T_i sont calculés avec l'équation de la Pfa [26] pour une distribution Gama

$$Pfa = \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M(N_c-i)-1+i}{M(N_c-i)-1} \frac{T_i^j}{(1+T_i)^{M(N_c-i)+j}} \quad (4.20)$$

Dans notre cas, on a $M = 4$ (4 sous-porteuse OFDM), $N_c = 16$ ou 32. Dans le tableau suivant nous donnons les valeurs des T_i calculées pour $N_c = 16$, et $M=4$.

Pfa	T₀	T₁	T₂	T₃	T₄	T₅	T₆	T₇	T₈
10^{-4}	0.275	0.2954	0.319	0.3466	0.419	0.468	0.5295	0.6095	0.7175

Tab.4.3 facteurs T_i pour une distribution Gamma, $M=4$, $N_c=16$ cellules

4.5.3 Calcul théorique du temps d'acquisition moyenne

Dans un canal sélectif en fréquence à évanouissement Rayleigh, plusieurs signaux multipaths peuvent être simultanément présents. Du point de vue de l'acquisition du code PN, l'existence de plusieurs signaux multiples implique plus d'une « Synchro cell » (H_1). Par conséquent, le temps d'acquisition moyen peut être calculé en utilisant la méthode « flow graph » [16] comme illustré dans la Fig.4.20. Les sommets représentent les états, l'étiquetage des branches représente la transition d'état et z indique l'opérateur retard unitaire. Si on suppose qu'il existe un total de q états qui comprend L_p cellules H_1 et $(q - L_p)$ H_0 cellules, les conditions suivantes sont utilisées pour calculer le temps d'acquisition moyen.

- Une distribution uniforme de la séquence PN reçus implique la même probabilité de démarrage pour tous les nœuds.
- Le démarrage à partir d'une phase correcte est exclu.
- Le temps de traitement du détecteur CFAR proposé n'influe pas sur le calcul du temps d'acquisition moyen.

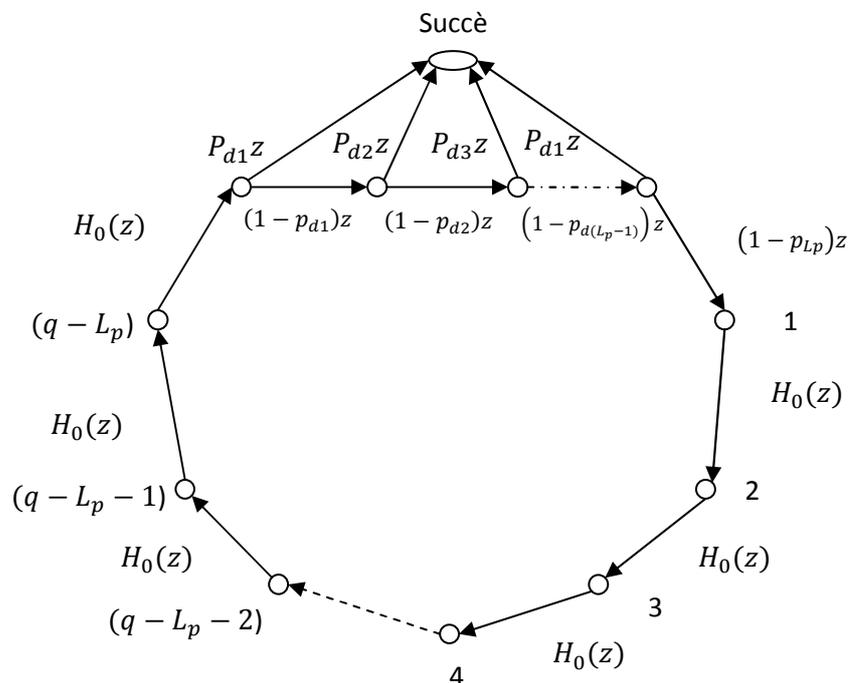


Fig.4.20 Diagramme d'état circulaire pour un système d'acquisition à recherche série

Selon la Fig.4.20, la fonction génératrice des états d'acquisition peut être exprimée comme suit [16]

$$H(z) = \frac{1}{(q-Lp)} \frac{H_D(z)[1-H_0^{q-Lp}(z)]}{[1-H_M(z)H_0^{q-Lp}(z)][1-H_0(z)]} \quad (4.21)$$

Ou $H_D(z)$ et $H_M(z)$ incluent respectivement, tous les chemins menant à l'état d'acquisition et à la perte de détection (1-Pd). Les fonctions de transfert $H_D(z)$, $H_0(z)$ et $H_M(z)$ sont données par [16]

$$H_D = \sum_{j=1}^{Lp} \{P_{dj}z[\prod_{i=1}^{j-1}(1-P_{di})z]\} \quad (4.22)$$

$$H_0 = (1-P_{fa})z + P_{fa}z^{J+1} \quad (4.23)$$

Avec J représentant le facteur de pénalité

$$\text{Et} \quad H_M(z) = \prod_{j=1}^{Lp} (1-P_{dj})z = P_M z \quad (4.24)$$

$$\text{Avec} \quad P_M = \prod_{j=1}^{Lp} (1-P_{dj})$$

Et P_{dj} la probabilité du détecteur proposé obtenue en présence de j trajets.

Le temps d'acquisition moyen peut être calculé [16]

$$E[T_{acq}] = \left[\frac{dH(z)}{dz} \Big|_{z=1} \right] MT_c \quad (4.25)$$

Après quelques manipulations algébriques, nous obtenons [16]

$$E[T_{acq}] \simeq \frac{(1+P_M)(1+JP_{fa})}{2(1-P_M)} qMT_c \quad (4.26)$$

Le schéma global de l'application :

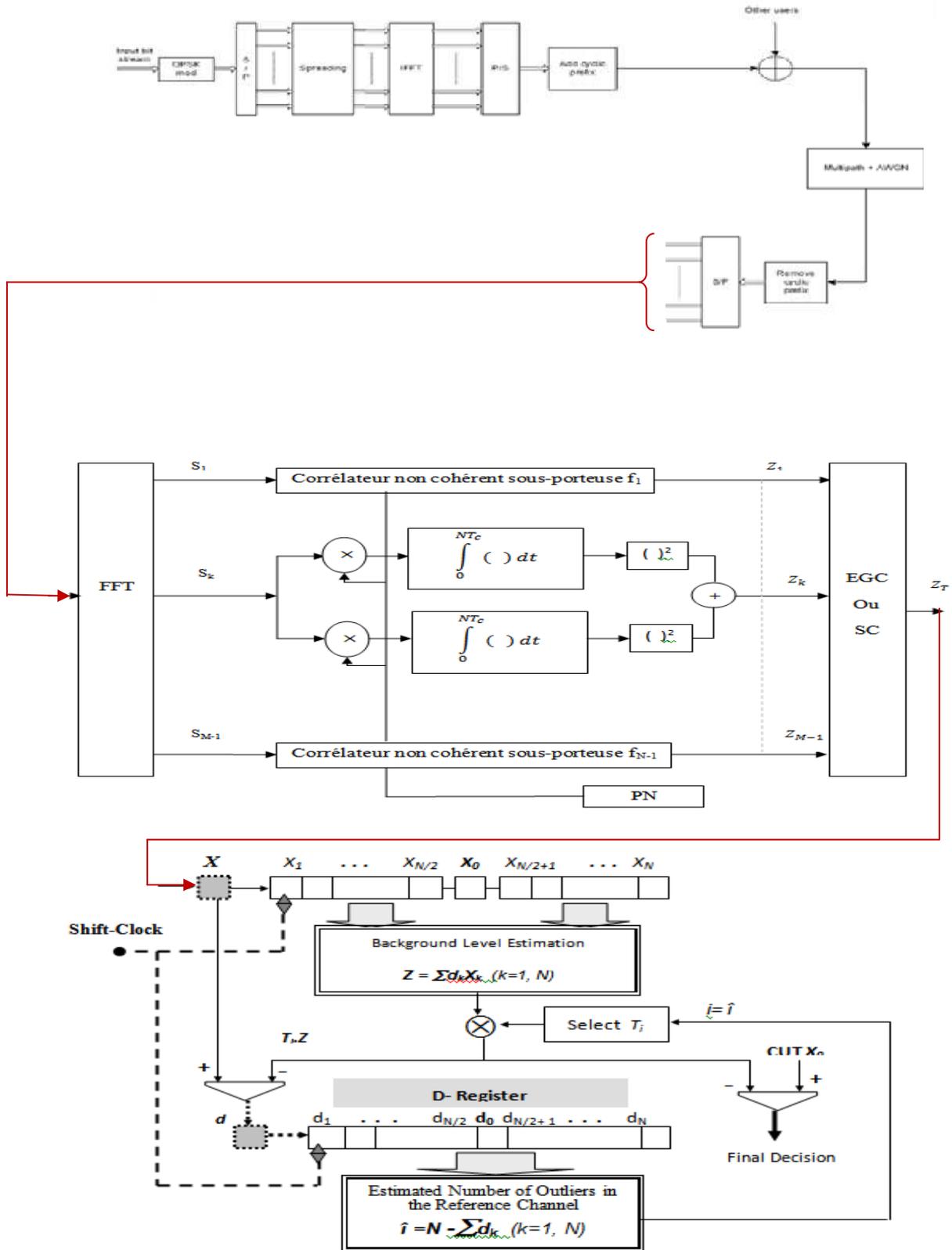


Fig.4.21 le schéma global de l'application

4.5.4 Résultats

Pour évaluer les performances en terme de temps d'acquisition, nous avons considéré 2 scénarios différents. Pour la première situation, nous simulons un seul utilisateur avec $N_c=16$, $M = 4$ et $N = 128$, pour un code PN de type m-séquence de longueur 2047 bits avec un débit de 1Mbit/sec et un facteur de pénalité $J=1000$.

Le temps d'acquisition moyen T_{acq} pour les différents niveaux du SNR/chip est validé par la méthode de Monte-Carlo pour 1000 exécutions indépendantes.

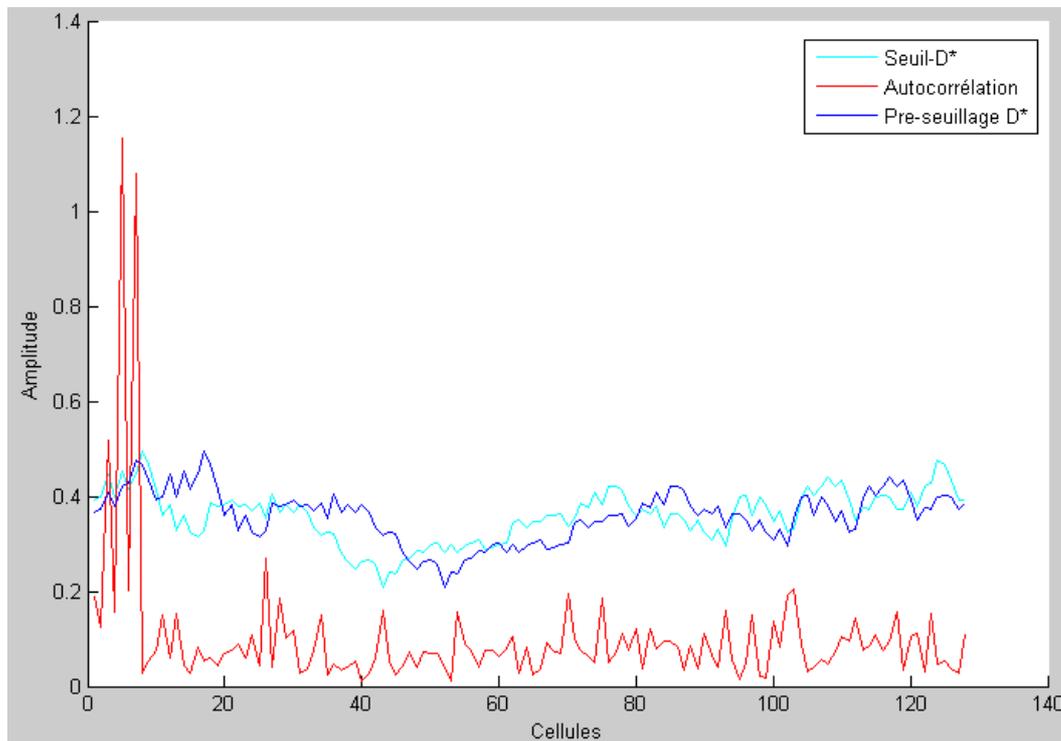


Fig.4.22 Seuil et pre-seuil du Detecteur D* pour SNR/chip = -1 dB

NB : D* = Détecteur proposé

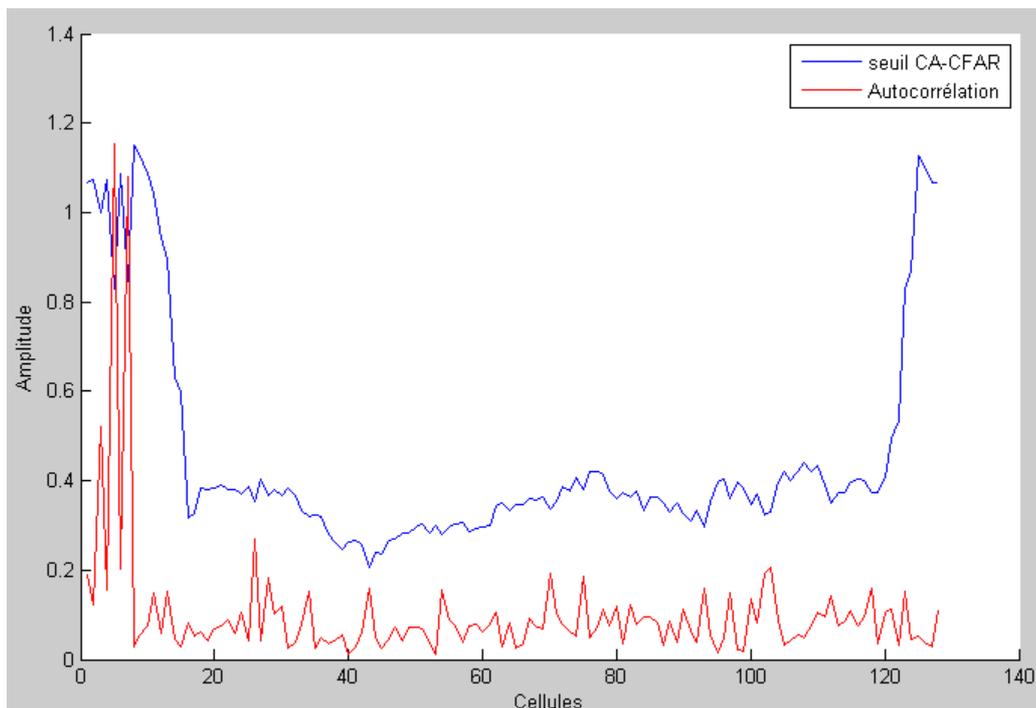


Fig.4.23 Seuil du Detecteur CA-CFAR pour SNR/chip = -1 dB

Le seuil de détection ainsi le pré-seuil de censure du détecteur proposé, pour un SNR/chip=-1dB, sont illustrés à la Fig.4.21. A travers cette figure, on remarque que trois trajets-multiples ont été éliminés du calcul du seuil puis détectés en tant que cellule de synchronisation.

Pour comparer ce détecteur avec celui utilisant l'algorithme CA-CFAR (sans étage de censure), on a exécuté le programme avec le seuil du CA-CFAR pour le même historique de simulation pour le chip (Tc) numero 2340. La Fig.4.22 montre clairement l'effet de masquage et la detection de seulement deux trajets-multiples.

- **Robustesse**

Considérons un $SNR_{Global} = 20$ dB, nous avons tracé la coube du Temps d'acquisition moyen en fonction du nombre de trajets-multiples (Fig.4.23), pour le cas du détecteur à censure proposé et celui du CA-CFAR. On remarque que le détecteur proposé D*, est plus robuste par rapport au nombre des trajets-multiples, dans le sens le temps d'acquisition ne varie pas considérablement, contrairement à cas du CA-CFAR qui présente une augmentation

importante du temps d'acquisition. Dans la figure 4.24 nous présentons un cas particulier pour $L_p=4$.

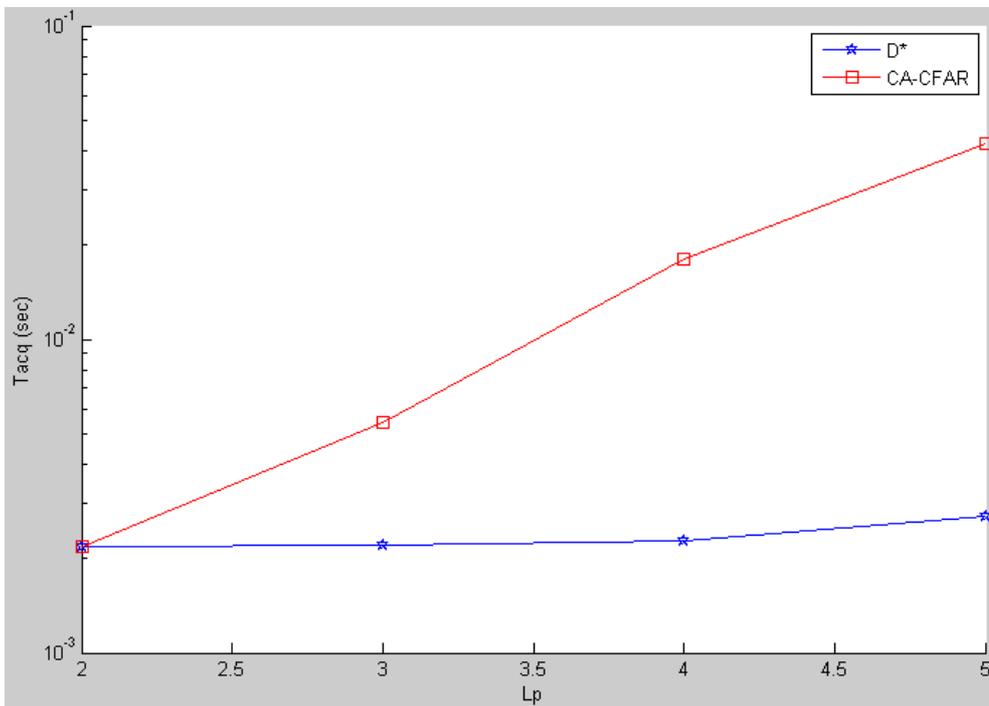


Fig.4.24 Robustesse par rapport aux trajets multiples, $M=4$, $N=128$, $N_c=16$

- Temps d'acquisition moyen

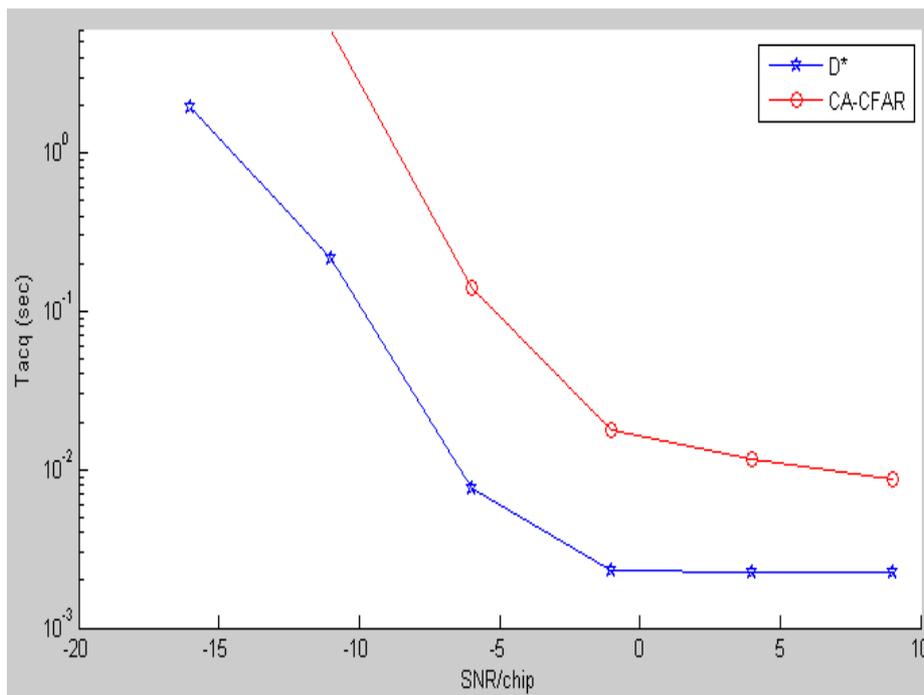


Fig.4.25 Temps d'acquisition moyen, $L_p = 4$, $N=128$, $N_c=16$, $M=4$

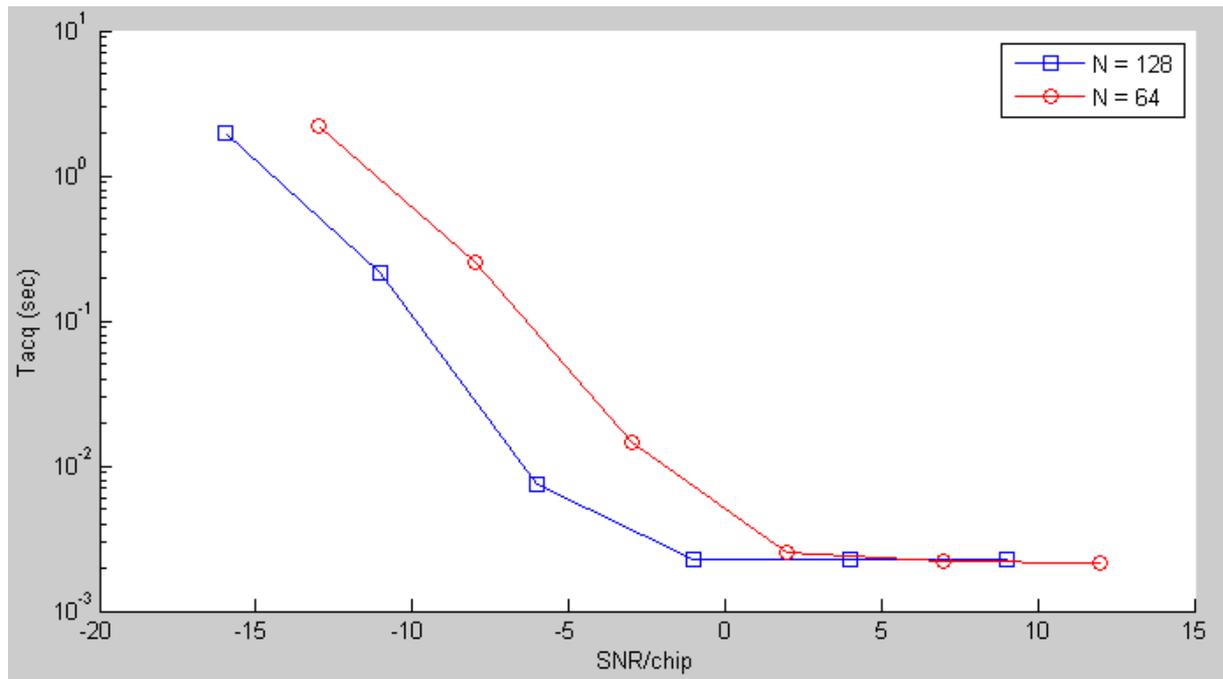


Fig.4.26 Temps d'acquisition moyen utilisant D^* , $M=4$, $L_p=4$, $N_c=16$

Dans la deuxième situation, nous simulons la présence de 2 utilisateurs simultanés avec $N_c=16$, $M=4$, $L_p=4$ et $N=128$. La figure 4.26 donne les temps d'acquisition moyens obtenus pour un et 2 utilisateurs. Nous constatons que la présence de plusieurs utilisateurs retarde légèrement le temps de recherche du code PN, notamment pour les faibles rapports $SNR/Chip$.

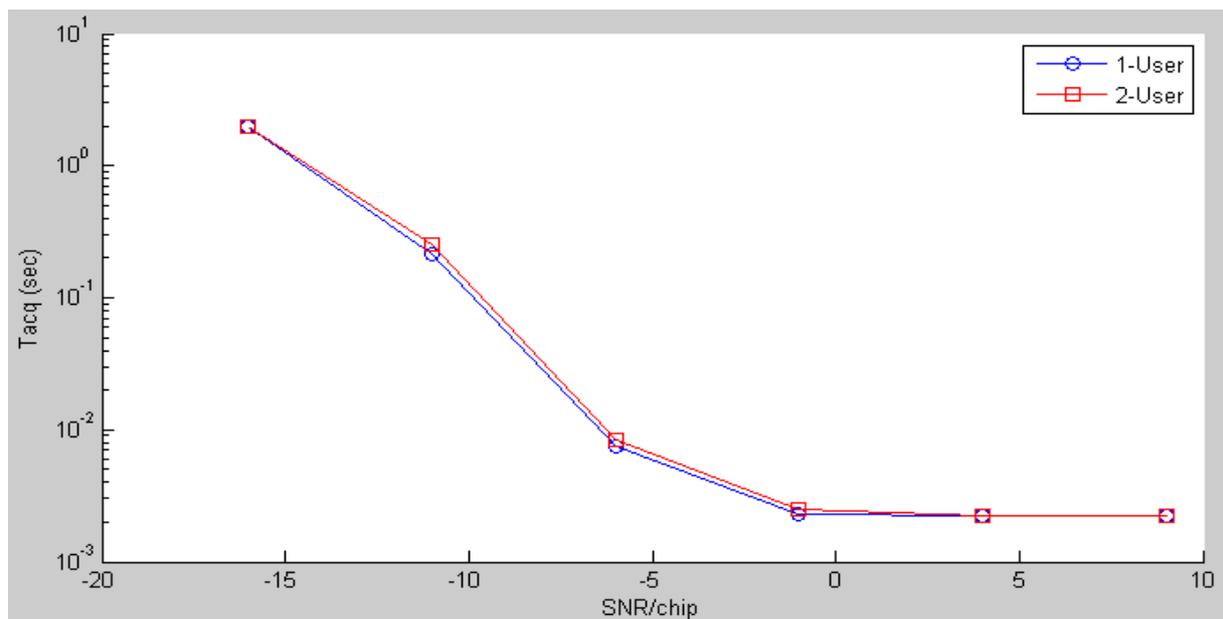


Fig.4.27 Temps d'acquisition moyen utilisant le détecteur D^* , $L_p=4$, $N=128$, $N_c=16$, $M=4$

Conclusions et perspectives

Les principes de base de la modulation multi porteuse OFDM ont été examinés en détail et ont fait l'objet du deuxième chapitre de cette thèse. Ainsi, le principe d'orthogonalité sur lequel repose la technique OFDM, a été présenté avec des exemples illustrant l'analyse spectrale à la sortie du modulateur OFDM. Le développement mathématique conduisant à l'implémentation numérique du modulateur a été également abordé. Nous expliquons, en particulier, comment la réalisation numérique d'un modulateur OFDM passe par l'utilisation d'une transformée de Fourier inverse (IFFT) et facilite considérablement la mise en œuvre du modulateur. Les techniques d'accès multiple et de partage de canal sont exposées au niveau du troisième chapitre. Une attention particulière est accordée à l'accès MC-CDMA qui est en fait une combinaison de la modulation OFDM et de la technique CDMA. Dans ce contexte, nous présentons et expliquons les principales différences entre les trois variantes de la technique d'accès multi canaux, à savoir la technique MC-CDMA, celle à séquence directe MC-DS-CDMA et la MT-CDMA (Multi Tone). Quelques mises en œuvre des principaux codes d'étalement (m-sequence, code Gold, code Kassami), utilisés dans les communications à spectre étendu, sont également exposés au niveau de ce chapitre. Au préalable, l'état de l'art relatif aux principaux travaux traitant des techniques de recherche du code PN au niveau d'un système DS-CDMA et MC-DS-CDMA, a été présenté au niveau du premier chapitre.

La principale contribution de ce travail a fait l'objet du quatrième chapitre. Il s'agit d'étudier le processus de synchronisation au niveau d'une chaîne de réception MC-DS-CDMA, ce qui revient à détecter l'alignement entre la séquence reçue et celle localement générée. Cette opération est effectuée grâce aux corrélateurs qui détectent le pic de corrélation, au niveau de chaque sous canal, en cas d'alignement. On parlera alors d'hypothèse de synchronisation. S'agissant du travail réalisé, nous avons proposé un algorithme pour la réjection automatique des signaux multi trajets au niveau d'une chaîne de réception MC-DS-CDMA. Le système proposé est intégré au bloc de décision, à la sortie du corrélateur, au niveau de chaque sous canal. Les sorties des corrélateurs des différents sous

canaux, constituant les variables de décision au niveau des différentes sous bandes, sont fusionnées afin d'obtenir la variable de décision globale permettant de générer la décision finale de synchronisation (ou de non synchro). Nous avons exploré un schéma de fusion présenté dans la littérature, à savoir, la combinaison non cohérente EGC (Equal Gain Combination). Les résultats obtenus au moyen de simulations réalistes, combinant Simulink et code Matlab, ont permis d'évaluer les performances du système proposé en terme de temps d'acquisition moyen. Plusieurs paramètres fonctionnels, tels que le nombre de chemins, le nombre d'utilisateurs simultanés, la taille de la corrélation partielle, le profil des chemins multiple (MIP ou Multipath Intensity Profile) ou le nombre de sous porteuses ont également été analysés.

En perspective, nous recommandons l'analyse d'autres schémas de fusion tel que, la combinaison SC (Select Combination) dont le principe repose sur l'utilisation des statistiques d'ordre au niveau du bloc de décision de la chaîne MC-DS-CDMA. Il est également intéressant d'étudier d'éventuelles solutions pour l'implémentation en temps réel du bloc de synchronisation au niveau d'un récepteur MC-DS-CDMA.

Bibliographie

1. Adachi, F.Garg, D.Takoak, S.Takeda, K. ‘Broadband CDMA techniques’, IEEE on wireless communication, April 2005.
2. Abdela-Madjid “ On the system level performance of MC-CDMA systems in the Downlink“, Doc. Thèse, l’ENST Bretagne, le 10 janvier 2006.
3. Sourour, E.A., and Gupta, S.C.: ‘Direct-sequence spread-spectrum parallel acquisition in a fading mobile channel’, IEEE Trans. Commun., 1990, 38, (6), pp. 992–998
4. Rick, R.R., and Milstein, L.B.: ‘Parallel acquisition of spread-spectrum signals with antenna diversity’, IEEE Trans. Commun., 1997, 45, (8), pp. 903–905
5. Rick, R.R., and Milstein, L.B.: ‘Parallel acquisition immobile DS-SS systems’, IEEE Trans. Commun., 1997, 45, (11), pp. 1466–1476
6. Polydoross, A., and Weber, C.L.: ‘A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition – part I: general theory’, IEEE Trans. Commun., 1984, 32, (5), pp. 542–549
7. Tantaratana, S, Lam, A.W., and Vincent, P.J.: ‘Noncoherent sequential acquisition of PN sequences for DS/SS communications with/without channel fading’, IEEE Trans. Commun, 1995, 43, (2–4), pp. 1738–1745
8. Yang, L.L., and Hanzo, L.: ‘Serial acquisition of DS-SS signals in multipath fading mobile channels’, IEEE Trans. Commun., 2001, 49, (3), pp. 617–628
9. Shin, O.S., and Lee, K.B.: ‘Utilization of multipaths for spread-spectrum code acquisition in frequency-selective Rayleigh fading channels’, IEEE Trans. Commun, 2001, 49, (4), pp. 734–742
10. Zhuang, W.: ‘Noncoherent hybrid parallel PN code acquisition for CDMA mobile communications’, IEEE Trans. Veh. Technol., 1996, 45, (11), pp. 643–656
11. Hacini L, Farrouki A, Hammoudi Z, « Hybrid acquisition scheme of PN codes using order statistics-based detection and antenna diversity », Proc. WDDD2007, June 2007, Pisa, Italy.

12. Iyappan, R., Sumit, R. : 'On Acquisition of Wideband Direct-Sequence Spread Spectrum Signals'. IEEE transactions on wireless communication, Vol 5, N°6, June 2006
13. Yhang, Y.G., Bao, Z., Zhang, L., and Liao, G.: 'Joint acquisition of PN code and adaptive beamforming weight in spread spectrum systems', IEE Electron. Lett., 2004, 40, (1), pp. 1352–1354
14. Kim, C.J., Lee, H.J., and Lee, H.S.: 'Adaptive acquisition of PN sequences for DS/SS communications', IEEE Trans. Commun., 1998, 46, (8), pp. 993–996
15. Kim, C.J., Hwang, T.W., Lee, H.J., and Lee, H.S.: 'Acquisition of PN code with adaptive threshold for DS/SS communications', IEE Electron. Lett., 1997, 33, (7), pp. 1352–1354
16. Aissaoui, A. Hammoudi, Z. and Farrouki, A. 'Adaptive pseudo-noise code acquisition scheme using automatic censoring for DS/SS communication in frequency-selective Rayleigh fading channel', IET Commun., 2008,2, (2), pp.359-365.
17. Homier E. A. and Scholtz, R. A. "Rapid acquisition of ultra-wideband signals in the dense multipath channel," in *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies (UWBST)*, pp. 105–109, May 2002.
18. Sun, X. Jiao, Y. C. " A Synchronisation Scheme with less complexity on MC-CDMA Systems " in *IEEE Conference Hongkong 2001*.
19. HANZO, L. MUNTER, M. CHOI, B. J. KELLER T. " OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting" IEEE Communications Society, Sponsor, WILEY, 2003.
20. GLISIC & VUCETIC "Spread-spectrum CDMA systems for wireless communications" Artech House Publishers 1997
21. SCHWARZ, Richard. « An Introduction to Linear Recursive Sequences in Spread Spectrum Systems », Sigtek Inc., Columbia.
22. HOLMES, Jack K. *Coherent Spread Spectrum Systems*, John Wiley and Sons Inc., New York, 1982, 624 p.
23. Delft University of Technology Circuits & Systems Group. (pages consultées à partir du 26 mai 2000), « Spread Spectrum Techniques », [en ligne]. Adresse URL: <http://cobalt.et.tudelft.nl/~wissce/techn/techniques.html>.
24. Yang, L.L. Hanzo, L. 'Serial Acquisition Performance of Single-Carrier and Multicarrier DS-SS Over Nakagami-m Fading Channels' IEEE Transactions on wireless communications, vol. 1, No. 4, October 2002.

25. Mahafeno, I.M. 'Etude de la Technique d'accès multiple IDMA (Interleave Division Multiple Access)', Doc. Thèse, L'ENST Bretagne Le 15 mai 2007.
26. Farrouki, A. Mourad, B. 'Automatic censored mean level detector using a variability-based censoring with non-coherent integration' *Signal Processing* 2007, 87, pp. 1462-1473.
27. Zettouta, B. Farrouki, A. Barkat, M., 'Automatic Censoring Detection Using Binary Clutter-Map Estimation for Non-Gaussian Environments', *IEEE conference on signal processing and communication, ICSPC 2007, 22-25 Nov 2007, Dubai, UAE.*

Annexes

A1 :

Function s = corrélation (u1, u2)

```
eml.extrinsic ('circshift');
```

```
eml.extrinsic ('zéro');
```

```
% This block supports an embeddable subset of the MATLAB language.
```

```
% la transformation en bande de basse%
```

```
e=0;
```

```
N=256;
```

```
s=(1:1:N)'
```

```
s(1:1:N)=0;
```

```
x1=u1;
```

```
x2=u2;
```

```
% le calcul de la fonction de corrélation%
```

```
For j=1:1:N
```

```
    For i=1:1:N
```

```
        s(j)=x1(i)*x2(i) + s(j);
```

```
    End
```

```
    S(j)=s(j)/N;
```

```
    x2=circshift(x2, 1);
```

```
End
```

```
End
```

Abstract

In this work we consider OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) transmissions with DS-CDMA (Direct Sequence Code Division Multiple Access) as multiple access technique. In fact, combining OFDM modulation with DS-CDMA technique, known as Multi Channel-DS-CDMA, consists of spreading each transmitted symbol across multiple subcarriers. This thesis deals with Pseudo Noise (PN)-code synchronisation in MC-DS-CDMA communications in Rayleigh fading channels. In particular, an automatic multipath cancellation procedure is used in conjunction with the decision device in MC-DS-CDMA correlation-based receiver. Intensive simulations, using both Simulink and Matlab software, have been conducted to evaluate the performance of the proposed system in term of mean acquisition time. Various operating parameters, such as the number of users, the number of multipath components, the partial correlation length and the number of subcarriers have been also investigated.

Résumé

Dans ce travail, nous nous intéressons aux transmissions multi-porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) avec la technique d'accès multiple du type DS-CDMA (Direct Sequence Code Division Multiple Acces). En fait, la combinaison de la modulation OFDM et de la technique d'accès DS-CDMA, connu sous l'acronyme de MC-DS-CDMA, consiste en l'étalement spectral de chaque symbole à transmettre à travers plusieurs sous porteuses. L'objet de cette thèse consiste en l'étude de la synchronisation du code PN lors d'une transmission MC-DS-CDMA dans un canal de communication du type Rayleigh. Plus précisément, une procédure d'élimination automatique des signaux « chemins multiples » a été utilisée au niveau du bloc de décision d'un récepteur MC-DS-CDMA à corrélation. Des simulations, combinant Simulink et Matlab, ont permis d'évaluer les performances du système proposé en termes de temps d'acquisition moyen. Plusieurs paramètres fonctionnels, tels que le nombre de chemins, le nombre d'utilisateurs simultanés, la taille de la corrélation partielle ou le nombre de sous porteuses ont également été analysés.

المُلخَص

في هذا العمل نهتم بأنظمة الاتصال ذات إشارات حاملة متعددة « OFDM » مع طريقة الاستعمال المتعدد « CDMA » من نوع « DS-CDMA » معروفة تحت اسم « MC-DS-CDM » الهدف من هذه الرسالة هو دراسة تزامن الشفرة « PN » خلال عملية اتصال بواسطة نظام من نوع

« MC-DS-CDMA » وذلك عبر طريق اتصال « Rayleigh » مع وجود عدت طرق تسلكها الإشارة، باستعمال نظام للحذف الآلي للطرق المتعددة على مستوى المستقبل من خلال برنامج « Simulink/Matlab ». الذي من خلاله تم تحديد قدرات النظام المقترح المعبر عنها بالوقت المتوسط للإرسال.