

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE DES FRERES MENTOURI CONSTANTINE
FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE**

N° d'ordre:

Série :

THESE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de Docteur en Sciences

Spécialité : Electronique

Option : Traitement du signal

Thème

**LA SYNCHRONISATION CFAR DANS LES SYSTEMES
DE COMMUNICATIONS CDMA**

Présentée par :

BENKRINAH Sabra

Président : Mr. LAROUSSE Toufik	Professeur	Université Frères Mentouri Constantine1
Rapporteur : Mr. BENSLAMA Malek	Professeur	Université Frères Mentouri Constantine1
Examineurs: Mr. SOLTANI Faouzi	Professeur	Université Frères Mentouri Constantine1
Mr. BENATIA Djamel	Professeur	Université Ben Boulaid Batna2
Mr. FORTAKI Tarek	Professeur	Université Ben Boulaid Batna2

Soutenue le: 25/01/2018

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

قَالَ تَعَالَى: ﴿أَقْرَأْ بِأَسْمِ رَبِّكَ الَّذِي خَلَقَ ۝١ خَلَقَ الْإِنْسَانَ مِنْ عَلَقٍ ۝٢ اقْرَأْ وَرَبُّكَ الْأَكْرَمُ ۝٣ الَّذِي عَلَّمَ بِالْقَلَمِ

۝٤ عَلَّمَ الْإِنْسَانَ مَا لَمْ يَعْلَمْ ۝٥﴾ العلق : 5-1

صدق الله العظيم

“ Pour réaliser une chose vraiment extraordinaire, commencez par rêver. Ensuite, réveillez-vous calmement et allez d'un trait jusqu'au bout de votre rêve sans jamais vous laisser décourager. C'est la seule méthode que je connaisse, et elle m'a toujours réussi »
Walt Disney

“ Any piece of knowledge I acquire today has a value at this moment exactly proportioned to my skill to deal with it. Tomorrow, when I know more, I recall that piece of knowledge and use it better. ”
Mark van Doren

Résumé

La synchronisation CFAR dans les systèmes de communications CDMA

L'objectif de ce projet est l'amélioration des performances de l'acquisition adaptative des séquences PN dans les systèmes de communication DS/CDMA. Ces derniers souffrent de la variation rapide du niveau de bruit et des conditions de propagation. Donc, les systèmes d'acquisition à seuil fixe sont incapables de s'adapter à ce type d'environnement et peuvent conduire à un taux élevé de fausses alarmes et/ou à une faible probabilité de détection. Par conséquent, nous proposons un arrangement, de manière adaptative du seuil de détection, par l'utilisation d'un taux de fausse alarme constant, bien connu dans la détection radar. Dans cette thèse, deux systèmes d'acquisition adaptative sont proposés.

Le premier système utilise la stratégie de recherche double-dwell et la technique de censure automatique pour contourner l'effet d'ombrage provoqué par la présence des trajets multiples dans le canal de référence. Ce système emploie une antenne intelligente au niveau du récepteur. Les performances du système proposé, en termes de probabilité de détection et temps d'acquisition moyen, sont analysées en l'absence puis en présence des signaux des trajets et des utilisateurs multiples. Ensuite, elles sont comparées avec plusieurs systèmes proposés dans la littérature. Les résultats obtenus montrent la robustesse de ce système, surtout en présence des interférences d'accès multiple. En outre, il réduit considérablement le temps d'acquisition moyen.

Le deuxième système repose sur la stratégie de recherche série à structure simple. Il utilise un détecteur adaptatif réalisé à base des réseaux de neurones artificiels multicouches et entraîné par l'algorithme de rétro-propagation d'erreur. Ses performances sont analysées et évaluées dans deux types de canaux, gaussien et Rayleigh, en présence des trajets multiples pour divers paramètres. Les résultats obtenus montrent que le détecteur neuronal améliore, d'une façon significative, la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen du système série, puisqu'il réduit énormément le temps de calcul du processus d'acquisition.

Mots clés: DS/CDMA, acquisition du code, taux de fausse alarme constant, réseaux de neurones multicouches, antenne intelligente.

Abstract

CFAR synchronisation in CDMA communications systems

The objective of this project is to improve the performance of adaptive acquisition of PN sequences in DS/CDMA systems. This latter suffers from rapid variation of noise level and propagation conditions. Therefore, fixed threshold acquisition systems are unable to adapt to this type of environment and can lead to a high rate of false alarm and/or low probability of detection. Consequently, we propose an adaptive arrangement of the detection threshold, through the use of a constant false alarm rate, well known in radar detection. In this thesis, two adaptive acquisition systems are proposed.

The first system uses the double-dwell search strategy and the automatic censoring technique to annihilate the shadowing effect caused by the presence of multiple paths in the reference channel. This system uses a smart antenna at the receiver. The performances of the proposed systems, in terms of detection probability and mean acquisition time, are analyzed in the absence and in the presence of multipath and multiuser signals. Then, they are compared with several systems proposed in the literature. The obtained results show the robustness of this system, especially in the presence of multiple access interferences. In addition, it reduces considerably the mean acquisition time.

The second system is based on the serial search strategy with its simple structure. It uses a detector made by multilayer artificial neural networks and trained by the error retro-propagation algorithm. Its performances are analyzed and evaluated in two types of channels, Gaussian and Rayleigh, in the presence of multiple paths for various parameters. The obtained results show that the neuronal detector improves significantly the probability of detection and the mean acquisition time of the serial system; because it greatly reduces the computation time of the acquisition process.

Key words: DS/CDMA, code acquisition, constant false alarm rate, multilayer neural networks, smart antenna.

ملخص

التزامن باستعمال نسبة الإنذار الخاطئ الثابتة في أنظمة اتصالات الاستعمال المتعدد بتقسيم الرموز

الهدف من هذا المشروع هو تحسين أداء الاقتناء التكيفي للمتتاليات المباشرة في أنظمة اتصالات الاستعمال المتعدد بتقسيم الرموز بمتتالية مباشرة. هذه الأخيرة تعاني من التغير السريع في مستوى الضوضاء وظروف الانتشار. وبالتالي، فإن أنظمة الاقتناء ذات عتبة ثابتة غير قادرة على التكيف مع هذا النوع من البيئة ويمكن أن تؤدي إلى ارتفاع معدل الإنذارات الكاذبة و/أو احتمال كشف ضعيف. لذلك، نقترح ترتيبا تكيفيا لعتبة الكشف، من خلال استخدام نسبة الإنذار الخاطئ الثابتة، المعروفة جيدا في مجال الكشف بالرادار. في هذه الأطروحة، نقترح نظامين للاقتناء التكيفي.

النظام الأول يستخدم إستراتيجية البحث ثنائي الكمن وتقنية الإزالة الأوتوماتيكية لإبطال تأثير التظليل الناجم عن وجود مسارات متعددة في القناة المرجعية. يستعمل هذا النظام هوائي ذكي في جهاز الاستقبال. يتم تحليل أداء النظام المقترح، من حيث احتمال الكشف ومتوسط وقت الاقتناء، في حالة وجود إشارات المسارات المختلفة والمستخدمين المتعددين. ثم يتم مقارنتها مع العديد من الأنظمة المقترحة في المراجع. النتائج التي تم الحصول عليها تظهر متانة هذا النظام، خاصة في وجود تدخلات متعددة الوصول. بالإضافة إلى ذلك، فإنه يقل بشكل كبير من متوسط وقت الاقتناء.

النظام الثاني يستند على إستراتيجية البحث التسلسلي ذو الشكل البسيط ويستخدم كاشف التكيف على أساس شبكات الخلايا العصبية الاصطناعية متعدد الطبقات الذي يمرن بخوارزمية التوزيع الخلفي للخطأ. يتم تحليل وتقييم أدائها في نوعين من القنوات، رايلي وقوس، وذلك بوجود مسارات متعددة لمختلف المعاملات. النتائج التي تم الحصول عليها تبين أن الكاشف العصبي يحسن بشكل كبير من احتمال الكشف ومتوسط وقت الاقتناء للنظام التسلسلي، لأنه يقلص إلى حد كبير من وقت حساب عملية الاقتناء.

كلمات مفتاحية : الاستعمال المتعدد بتقسيم الرموز بمتتالية مباشرة، اكتساب الرمز، نسبة الإنذار الخاطئ الثابتة، الشبكات العصبية متعددة الطبقات، هوائي ذكي.

Dédicace

À ma famille et surtout à mes parents

Pour l'amour, l'encouragement et l'éducation qu'ils ont su me

donner, et pour leur soutien indéfectible...

À mon mari

Pour les sacrifices, pour le soutien, l'encouragement et l'aide qu'il

a su m'apporter.

Remerciements

Tout d'abord, je remercie Dieu le Tout Puissant pour ses bénédictions qui m'ont aidé à réaliser ce travail.

Mes remerciements les plus vifs vont également à mes parents, qui m'ont toujours supporté, aidé et donné un environnement idéal durant mon enfance et ils m'ont enseigné l'humilité et l'honnêteté avec lesquelles j'ai essayé de mener à terme ce travail scientifique. J'espère que ma soutenance sera le meilleur cadeau pour eux.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à Monsieur Malek Benslama, Professeur à l'université des frères Mentouri, Constantine 1 et responsable du laboratoire Micro-ondes, d'avoir dirigé mes travaux, de ses précieux et avisés conseils et sa gentillesse, mais aussi pour ses incessants encouragements et surtout sa grande disponibilité tout au long de la réalisation de ce travail et son soutien aux moments difficiles. Je le remercie pour la confiance qu'il m'a témoignée.

Je remercie chaleureusement Monsieur le Professeur Mourad Barkat, qui est à l'origine de ces travaux et dont ses connaissances riches ont éclairé et guidé mes premiers pas durant cette recherche, ainsi que pour son goût de la perfection et de la rigueur scientifique, ses orientations et ses discussions fructueuses. Je lui témoigne ici toute ma gratitude.

Je tiens également à remercier Monsieur Laroussi Toufik, Professeur à l'université des frères Mentouri, Constantine 1 pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Mes sincères remerciements vont également à Monsieur Soltani Faouzi, Professeur à l'université des frères Mentouri, Constantine 1, Monsieur Benatia Djamel et Monsieur Fortaki Tarek, Professeurs de l'université Ben Boulaid, Batna2 pour avoir accepté d'être membres de jury de cette thèse.

J'associe à ces remerciements tous mes collègues du département d'électronique et télécommunications de l'université Kasdi Merbah Ouargla, ainsi que le personnel administratif. A vous tous, grand merci.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à tous celles et ceux qui m'ont apporté leur soutien, leur amitié ou leur expérience tout au long de ce travail.

Et bien sûr un *énorme merci* à toutes mes amies proches, mes grande et petite familles. Merci pour vos encouragements et votre soutien pendant toute ma vie. Je dédie cette thèse à vous tous et je vous dis, encore une fois, mille *merci*.

Pour des raisons de lisibilité, la signification d'une abréviation ou d'un acronyme n'est souvent rappelée qu'à sa première apparition dans le texte. Par ailleurs, puisque nous utilisons toujours l'abréviation la plus usuelle, il est fréquent que ce soit le terme anglais qui soit employé.

1G	First Generation
2G	Second Generation
3G	Third Generation
4G	Forth Generation
5G	Fifth Generation
3GPP	3rd Generation Partnership Project
AAP	Adaptive Acquisition Processor
ABC	Always Best Connected
ACAP	Automatic Censoring Adaptive Processor
AD	Adaptive Detector
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AMPS	Advanced Mobile Phone System
ANN	Artificial Neural Network
AoA	Angle of Arrival
AP	Access Point
A-SDMA	Adaptive SDMA
ATM-CFAR	Automatic Trimmed Mean Constant false Alarm Rate
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BP	Back-Propagation
BPF	Band Pass Filter
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station
BTS	Base Transceiver Station
CAAP	Cell Averaging Adaptive Processor
CA-CFAR	Cell-Averaging Constant False Alarm Rate
CCK	Complementary Code Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
CDMA2000	Code Division Multiple Access 2000
CFAR	Constant False Alarm Rate

CMA	Constant Modulus Amplitude
CMLD-CFAR	Censored Mean Level Detecteur-CFAR
DAB	Digital Audio Broadcasting
dB	Décibels
DD	Double-Dwell
DFT	Discrete Fourier Transform
DLL	Delay Locked Loops
DMI	Direct Matrix Inversion
DS-CDMA	Direct Sequence CDMA
DSP	Digital Signal Processor
DS/SS	Direct Sequences Spread Spectrum
DVB	Digital Video Broadcasting
FDD	Frequency Division Duplex
EDGE	Enhanced Data rate for GSM Evolution
FDM	Frequency Division Multiplexing
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transform
FH-CDMA	Frequency Hopping CDMA
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
Gb/s	Giga Bits per Second
GFSK	Gaussian Frequency Shift Keying
GHz	Giga Hertz
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GO-CFAR	Greatest Of CFAR
GPRS	General Packet Radio Services
GRNN	General Regression Neural Network
GSM	Global systems for mobile communications
HiperLAN	High Performance Radio Local Area Network
HNN	Hopfield Neural Network
HSOPA	High-Speed OFDMA Packet Access
HSPA	High Speed Packet Access
HSUPA	High Speed Uplink Packet Access
ICI	Inter Channel Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform

IEEE	Institut of Eleccrical and Electronic Engineers
IES	Interferences Entre Symboles
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IMT-2000	International Mobile Telecommunications 2000
IMT-A	International Mobile Telecommunications-Advanced
IMTS	Improved Mobile Telephone System
ISI	Inter Symbol Interference
JTACS	Japan Total Access Communications System
Kb/s	Kilo Bits per Second
LAN	Local Area Network
LF	Lower Fence
LMS	Least Mean Squares
LOS	Line Of Sight
LTE	Long Term Evolution
LTE-A	LTE-Advanced
MAI	Multiple Access Interference
MAN	Metropolitan Area Network
Mb/s	Mega Bits per Second
MC-CDMA	Multi-Carrier-CDMA
MC-DS-CDMA	Multi-Carrier-Direct-Sequence-CDMA
MF	Matched Filter
MIMO	Multiple- Input Multiple- Output
MISO	Multiple-Input Single-Output
MLP	Multi-Layer Perceptron
MLP-NNAP	Multi-Layer Perceptron-Neural Network Adaptive Processor
MMS	Multimedia Messaging Service
MMSE	Minimum Mean Square Error
MS	Mobile Station
MSE	Mean Square Error
MT-CDMA	Multi-Tone-CDMA
MTS	Mobile Telephone System
MRC	Maximum Ratio Combiner
NLBER	Nonlinear Least Bit Error Rate
NLOS	Non Line Of Sight

NMT	Nordic Mobile Telephone
NTT	Nippon Telephone and Telegraph
ODV-ACAP	Ordered Data Variability-Automatic Censoring Adaptive processor
ODV-CFAR	Ordered Data Variability Constant False Alarm Rate
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OSAP	Ordered-Statistics Adaptive Processor
OS-CFAR	Ordered-Statistics Constant False Alarm Rate
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PDA	Personal Digital Assistant
PDC	Personal Digital Cellular
pdf	Probability Density Function
PN	Pseudo Noise
PSD	Power Spectral Density
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QNN	Quantum Neural Network
QoS	Quality of Service
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
RBF	Radial basis Function
RF	Radio Frequency
RLS	Recursive Least Squares
RNAs	Réseaux de neurones artificiels
RNN	Recurant Neural Network
SC-FDMA	Single Carrier - Frequency Division Multiple Access
SD	Single-Dwell
SDMA	Space Division Multiple Access
SF	Spreading Factor
SIMO	Single-Input Multiple -Output
SISO	Single-Input Single-Output
SMI	Sample Matrix Inversion
SNR	Signal to Noise Ratio
SO-CFAR	Smallest Of CFAR
TACS	Total Access Communication System
TDMA	Time Division Multiple Access

TFDI	Transformée de Fourier Discrète Inverse
UF	Upper Fence
UIT	Union Internationale des Télécommunications
UMB	Ultra Mobile Broadband
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
VoIP	Voice over Internet Protocol
WAN	Wide Area Network
WCDMA	Wideband CDMA
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network

Figure	Titre	Page
Figure 1.1	Chaîne de transmission numérique.....	10
Figure 1.2	Illustration des mécanismes de propagation.....	12
Figure 1.3	Densité de probabilité de la distribution normale (gaussienne).....	14
Figure 1.4	Différentes atténuations affectant le signal émis.....	15
Figure 1.5	Effet des différentes atténuations sur la puissance du signal : affaiblissement de parcours, ombrage et multi-trajets.....	15
Figure 1.6	Principes et causes du canal de propagation multi-trajets.....	17
Figure I.7	Densité de probabilité de la distribution Rayleigh.....	18
Figure 1.8	Densité de probabilité de la distribution Rice.....	20
Figure 1.9	Densité de probabilité de la distribution Nakagami-m.....	21
Figure 1.10	Type d'évanouissement à petite échelle.....	23
Figure 1.11	Détecteur I-Q quadratique non cohérent basé sur un filtre adapté.....	25
Figure 1.12	Espace d'observation pour un système d'acquisition DS/CDMA.....	26
Figure 1.13	Sensibilité de la probabilité de fausse alarme à la variation de la puissance du bruit.....	30
Figure 1.14	Schéma bloc d'un système d'acquisition adaptative.....	31
Figure 1.15	Schéma fonctionnel des détecteurs CFAR conventionnels.....	32
Figure 1.16	Schéma fonctionnel du détecteur OS-CFAR.....	34
Figure 1.17	Schéma fonctionnel du détecteur CMLD-CFAR.....	34
Figure 1.18	Schéma fonctionnel du détecteur TM-CFAR.....	35
Figure 1.19	Schéma fonctionnel du détecteur ODV-CFAR.....	36
Figure 1.20	Schéma fonctionnel du détecteur ATM-CFAR.....	38
Figure 2.1	Evolution du nombre d'abonnés mobiles à travers le monde (en millions).....	42
Figure 2.2	Évolution des technologies mobiles.....	44
Figure 2.3	Télégraphe de Chappe (1791).....	44
Figure 2.4	Télégraphe de Morse (1832).....	45
Figure 2.5	Alexander Graham Bell, première communication téléphonique (1876).....	45
Figure 2.6	Technique d'accès multiple FDMA.....	51
Figure 2.7	Modulation/Démodulation OFDM.....	52
Figure 2.8	Spectres en sortie de quatre porteuses d'un signal OFDM.....	53
Figure 2.9	Technique d'accès multiple TDMA.....	55
Figure 2.10	Technique SDMA.....	55

Figure 2.11	Technique d'accès multiple CDMA.....	57
Figure 2.12	Combinaison des techniques CDMA et OFDM (la technique MC-CDMA).....	59
Figure 2.13	Étalement du spectre d'un signal à bande étroite.....	61
Figure 2.14	Système DS-CDMA.....	62
Figure 2.15	Synoptique d'étalement.....	62
Figure 2.16	Génération des m-séquences.....	63
Figure 2.17	Fonctions d'auto-corrélation et d'inter-corrélation des codes PN de longueur 1023: (a) fonction d'auto-corrélation, (b) fonction d'inter-corrélation.....	63
Figure 2.18	Fonctions d'autocorrélation et d'inter-corrélation des codes de Gold de longueur 1023: (a) fonction d'autocorrélation, (b) fonction d'inter-corrélation.....	64
Figure 2.19	Exemple de génération des séquences de Walsh-Hadamard.....	65
Figure 2.20	Fonctions d'autocorrélation et d'inter-corrélation des codes de Walsh-Hadamard de longueur 1024: (a) fonction d'autocorrélation, (b) fonction d'inter-corrélation.....	65
Figure 2.21	Circuit général d'acquisition.....	67
Figure 2.22	Circuit de recherche série.....	68
Figure 2.23	Circuit de recherche parallèle.....	68
Figure 2.24	Circuit de recherche hybride.....	69
Figure 2.25	Diagramme d'une stratégie de recherche double-dwell.....	69
Figure 2.26	Boucle d'avance-retard.....	70
Figure 3.1	Schéma conceptionnel d'un système à antenne intelligente.....	74
Figure 3.2	Modèle de couverture d'une antenne à faisceaux commutés.....	76
Figure 3.3	Schéma bloc d'un système à faisceau commuté.....	76
Figure 3.4	Modèle de couverture d'un système à antenne adaptative.....	77
Figure 3.5	Réponse d'une antenne intelligente: un système à faisceau commuté à gauche et un système à antenne adaptative à droite.....	77
Figure 3.6	Schéma représentatif d'une antenne adaptative.....	78
Figure 3.7	Schéma bloc du système double-dwell utilisant une antenne intelligente.....	83
Figure 3.8	Corrélateur constitué des composantes en phase (I) et en quadrature de phase (Q).....	87
Figure 3.9	Schéma bloc du détecteur adaptatif utilisant l'algorithme ODV-ACAP.....	91
Figure 3.10	Diagramme d'état circulaire du système double-dwell.....	93
Figure 3.11	Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) des systèmes SD et DD utilisant le détecteur ACAP(0), avec différentes valeurs de	

	$M, N=24, p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$	96
Figure 3.12	Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip (dB) des systèmes SD et DD utilisant le détecteur ACAP(0), avec différentes valeurs de $M, N=24, p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$	96
Figure 3.13	Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) des détecteurs CAAP et ACAP, pour r trajets dans la fenêtre de référence, avec $M=5, N=24, p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$	97
Figure 3.14	Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip (dB) des détecteurs CAAP et ACAP, pour r trajets dans la fenêtre de référence, avec $M=5, N=24, p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$	97
Figure 3.15	Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) des détecteurs OSAP et ACAP, pour r trajets dans la fenêtre de référence, avec $M=5, N=24, p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$	97
Figure 3.16	Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip (dB) des détecteurs OSAP et ACAP, pour r trajets dans la fenêtre de référence, avec $M=5, N=24, p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$	97
Figure 3.17	Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) des détecteurs CMLD-CFAR, TM-CFAR et ACAP, pour r trajets dans la fenêtre de référence, avec $M=5, N=24, p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$	98
Figure 3.18	Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip (dB) des détecteurs CMLD-CFAR, TM-CFAR et ACAP, pour r trajets dans la fenêtre de référence, avec $M=5, N=24, p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$	98
Figure 3.19	Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) des détecteurs ATM-CFAR et ACAP, pour r trajets dans la fenêtre de référence, avec $M=5, N=24, p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$	98
Figure 3.20	Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip (dB) des détecteurs ATM-CFAR et ACAP, pour r trajets dans la fenêtre de référence, avec $M=5, N=24, p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$	98
Figure 3.21	Probabilité de détection en fonction de SNR/Chip (dB) du détecteur ACAP, pour r trajets dans la fenêtre de référence et différentes valeurs de p	99
Figure 3.22	Temps d'acquisition moyen en fonction de SNR/Chip (dB) du détecteur ACAP, pour r trajets dans la fenêtre de référence et différentes valeurs de p	99
Figure 3.23	Probabilité de détection en fonction de SNR/Chip (dB) du système DD utilisant le détecteur ACAP, pour 5 répliques du signal dans la fenêtre de référence et différentes valeurs de N_1 et N_2	100
Figure 3.24	Temps d'acquisition moyen en fonction de SNR/Chip (dB) du système DD utilisant le détecteur ACAP, pour 5 répliques du signal dans la fenêtre de référence et différentes valeurs de N_1 et N_2	100
Figure 3.25	Probabilité d'estimer le nombre de trajets lorsque la fenêtre de référence contient 3 trajets multiples, pour les systèmes SD et DD utilisant le détecteur ACAP, avec différentes valeurs de $M, N=24, p=16, P_{FA}=10^{-4}$ et SNR/Chip=0 dB	101

Figure 3.26	Probabilité d'estimer le nombre de trajets lorsque la fenêtre de référence contient 5 trajets multiples, pour les systèmes SD et DD utilisant le détecteur ACAP, avec différents valeurs de SNR/Chip (dB), $M=5$, $N=24$, $p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$	101
Figure 3.27	Probabilité d'estimer le nombre de trajets lorsque la fenêtre de référence contient 5 trajets multiples, pour les détecteurs ACAP et ATM-CFAR ($\rho=0.5$), avec $M=5$, $N=24$, $p=16$, $P_{FA}=10^{-4}$ et SNR/chip=-10dB.....	102
Figure 4.1	Du neurone biologique au neurone formel.....	107
Figure 4.2	Architecture du réseau de neurones multicouches.....	109
Figure 4.3	Classifications des réseaux de neurones artificiels selon leur architecture.....	111
Figure 4.4	Architecture des réseaux de neurones: a) exemple d'un réseau bouclé et b) réseau non bouclé de type MLP à trois couches contient une seule couche cachée de M neurones et un seul neurone de sortie.	112
Figure 4.5	Différentes techniques utilisées dans le processus d'apprentissage...	113
Figure 4.6	Méthode d'apprentissage supervisé	113
Figure 4.7	Le détecteur MLP-NNAP.....	117
Figure 4.8	Structure générale d'un système d'acquisition adaptative série à dwell unique.....	120
Figure 4.9	Schéma bloc des processeurs d'apprentissage et de test du RNA pour obtenir le détecteur MLP-NNAP.....	122
Figure 4.10	Taux de fausse alarme en fonction de seuil du détecteur MLP-NNAP.....	128
Figure 4.11	Taux de fausse alarme en fonction de nombre d'itérations du détecteur MLP-NNAP.....	128
Figure 4.12	Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) du MLP-NNAP, pour différentes longueur de corrélation partielle, dans un canal AWGN, avec $P_{FA}=10^{-4}$	129
Figure 4.13	Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip (dB) du MLP-NNAP, pour différentes longueur de corrélation partielle, dans un canal AWGN, avec $P_{FA}=10^{-4}$	129
Figure 4.14	Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) du détecteur MLP-NNAP, pour différentes valeurs du P_{FA} , dans un canal gaussien.....	130
Figure 4.15	Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip (dB) du détecteur MLP-NNAP, pour différentes valeurs du P_{FA} , dans un canal gaussien.....	130
Figure 4.16	Probabilités de détection en fonction du SNR/Chip (dB), des détecteurs CAAP, OSAP, ACAP et MLP-NNAP, en considérant les deux types des canaux: gaussien et à évanouissement Rayleigh.....	131

Figure 4.17	Probabilité de détection en fonction du nombre d'utilisateurs actifs des détecteurs CAAP, OSAP, ACAP et MLP-NNAP, en considérant un canal à évanouissement Rayleigh, avec SNR/Chip=-5dB et $\rho=1...$	132
Figure 4.18	Temps d'acquisition moyen en fonction du nombre d'utilisateurs actifs des détecteurs CAAP, OSAP, ACAP et MLP-NNAP, en considérant un canal à évanouissement Rayleigh, avec SNR/Chip=-5dB et $\rho=1.....$	132
Figure 4.19	Probabilité de détection en fonction du nombre de trajets multiples des détecteurs CAAP, OSAP, ACAP et MLP-NNAP, en considérant un canal à évanouissement Rayleigh, avec SNR/Chip=-5dB et $\rho=1...$	132
Figure 4.20	Temps d'acquisition moyen en fonction du nombre trajets multiples des détecteurs CAAP, OSAP, ACAP et MLP-NNAP, en considérant un canal à évanouissement Rayleigh, avec SNR/Chip=-5dB et $\rho=1...$	132

Tableau	Titre	Page
Tableau 1.1	Exemples d'atténuation du signal.....	16
Tableau 2.1	Évolution des caractéristiques de la téléphonie cellulaire.....	43
Tableau 3.1	Comparaison des systèmes à faisceau commuté et à antenne adaptative.....	81
Tableau 3.2	Seuils S_{ki} du détecteur ACAP pour une $P_{FC} = 10^{-2}$	95
Tableau 4.1	Modèles de fonctions d'activation les plus utilisées.....	108
Tableau 4.2	Valeurs de θ des deux systèmes pour différentes valeurs de P_{fa}	117
Tableau 4.3	Valeurs des paramètres utilisés pour générer l'ensemble de données d'apprentissage en termes du nombre d'échantillons.....	123
Tableau 4.4	Valeurs des paramètres utilisés pour générer les ensembles de données de test et de généralisation en termes du nombre d'échantillons.....	124
Tableau 4.5	Performances d'apprentissage des différents modèles de RNAs étudiés.....	126
Tableau 4.6	Meilleures performances de chaque modèle des RNAs étudié dans la phase de test.....	127
Tableau 4.7	Valeurs de seuil de tous les détecteurs adaptatifs considérés dans ce travail.....	128
Tableau 4.8	Comparaison des valeurs minimales, maximales et moyennes des intervalles de variation des valeurs de taux de fausse alarme des différents détecteurs étudiés.....	129

Résumés	<i>i</i>
Dédicace	<i>iv</i>
Remerciements	<i>v</i>
Liste des abréviations	<i>vi</i>
Liste des figures	<i>x</i>
Liste des tableaux	<i>xvi</i>
Sommaire	<i>xvii</i>

Introduction Générale

1	Introduction.....	2
2	État de l'art.....	4
3	Objectifs et contributions.....	6
4	Organisation de la thèse.....	7

Chapitre 1 : Notions fondamentales sur les canaux sans-fil et techniques de détection

1.1	Introduction.....	10
1.2	Structure générale des systèmes de communication sans-fil.....	10
1.3	Canal de propagation radio-mobile.....	11
1.3.1	Mécanismes de propagation.....	11
1.3.2	Canal à bruit additif blanc gaussien (AWGN channel).....	13
1.3.3	Évanouissement du canal.....	14
1.3.3.1	Affaiblissement de parcours.....	14
1.3.3.2	Atténuation due aux effets de masque.....	16
1.3.3.3	Évanouissement dû aux trajets multiples.....	17
1.3.4	Facteurs influents sur la qualité du canal de propagation radio-mobile.....	21
1.3.4.1	Notion de dispersion temporelle et fréquentielle.....	22
1.3.4.2	Notion de la sélectivité en temps et en fréquence.....	23
1.4	Techniques de détection.....	24
1.4.1	Détecteur quadratique.....	24
1.4.2	Formalisation du problème de détection.....	25
1.4.3	Détection à seuil fixe.....	27
1.4.3.1	Critères de décision.....	27
1.4.3.2	Inconvénients de détection à seuil fixe.....	29

1.4.4	Détection à seuil adaptatif.....	30
1.5	Détecteurs à taux de fausse alarme constant (CFAR).....	32
1.5.1	Détecteurs CFAR conventionnels.....	32
1.5.1.1	CA-CFAR ou CAAP.....	32
1.5.1.2	GO-CFAR.....	33
1.5.1.3	SO-CFAR.....	33
1.5.2	Détecteurs CFAR à points de censure fixes.....	33
1.5.2.1	OS-CFAR ou OSAP.....	33
1.5.2.2	CMLD-CFAR.....	34
1.5.2.3	TM-CFAR.....	35
1.5.3	Détecteurs CFAR à points de censure automatique.....	35
1.5.3.1	ODV-CFAR ou ACAP.....	35
1.5.3.2	ATM-CFAR.....	37
1.6	Conclusion.....	40

Chapitre 2 : Évolution des systèmes de télécommunications et techniques de multiplexage

2.1	Introduction.....	42
2.2	Évolution des systèmes de télécommunications.....	42
2.2.1	Avant la radiotéléphonie.....	43
2.2.2	Génération zéro (0G).....	46
2.2.3	Première génération (1G).....	46
2.2.4	Deuxième génération (2G).....	47
2.2.5	Troisième génération (3G).....	48
2.2.6	Quatrième génération (4G).....	49
2.2.7	Autres systèmes de télécommunication sans-fil.....	50
2.2.7.1	Wi-Fi (IEEE 802.11b).....	50
2.2.7.2	Bluetooth.....	50
2.3	Techniques de multiplexage.....	51
2.3.1	Multiplexage fréquentiel.....	51
2.3.1.1	FDMA.....	51
2.3.1.2	OFDM.....	52
2.3.1.3	OFDMA.....	54
2.3.1.4	SC-FDMA (Single Carrier-FDMA).....	54

2.3.2	TDMA (Time Division Multiple Access).....	54
2.3.3	SDMA.....	55
2.3.4	CDMA.....	56
2.3.4.1	Avantages du CDMA.....	57
2.3.4.2	Inconvénients du CDMA.....	58
2.3.4.3	Applications du CDMA.....	58
2.3.5	MC-CDMA.....	59
2.3.5.1	Avantages de MC-CDMA.....	59
2.3.5.2	Inconvénients de MC-CDMA.....	60
2.4	Étalement du spectre.....	60
2.4.1	Étalement du spectre par séquence directe.....	61
2.4.1.1	Séquences à longueur maximale (m-séquences).....	62
2.4.1.2	Séquences de Gold.....	63
2.4.1.3	Séquences de Walsh-Hadamard.....	64
2.4.2	Étalement du spectre par saut de fréquence.....	64
2.5	Synchronisation.....	66
2.5.1	Acquisition.....	66
2.5.1.1	Recherche série.....	67
2.5.1.2	Recherche parallèle.....	68
2.5.1.3	Recherche hybride.....	68
2.5.1.4	Recherche multi-dwell.....	69
2.5.2	Poursuite du Code.....	70
2.6	Conclusion.....	71

Chapitre 3 : Acquisition adaptative double-dwell des séquences

PN utilisant les antennes intelligentes

3.1	Introduction.....	73
3.2	Antennes intelligentes.....	73
3.2.1	Définition d'une antenne intelligente.....	74
3.2.2	Architecture d'une antenne intelligente.....	74
3.2.3	Types des antennes intelligentes.....	75
3.2.3.1	Systèmes à faisceaux commutés.....	75
3.2.3.2	Antennes adaptatives.....	76
3.2.4	Avantages des antennes intelligentes.....	80

3.3	Utilisation des antennes intelligentes pour l'acquisition adaptative des codes PN.....	82
3.3.1	Description du système proposé.....	82
3.3.2	Analyse du système proposé.....	84
3.3.2.1	Émetteur.....	84
3.3.2.2	Canal de transmission.....	85
3.3.2.3	Éléments de l'antenne intelligente.....	86
3.3.2.4	Signal reçu.....	86
3.3.2.5	Variables de décision.....	87
3.3.2.6	Probabilités de détection et de fausse alarme.....	91
3.3.2.7	Temps d'acquisition moyen.....	92
3.3.3	Résultats et discussions.....	94
3.4	Conclusion.....	102

Chapitre 4 : Acquisition adaptative série par les réseaux de neurones multicouches

4.1	Introduction.....	105
4.2	Bases théoriques des réseaux de neurones artificiels.....	105
4.2.1	Bref historique.....	105
4.2.2	Neurone biologique et neurone artificiel.....	107
4.2.2.1	Model du neurone biologique.....	107
4.2.2.2	Model du neurone artificiel.....	107
4.2.3	Fonctions d'activation.....	108
4.2.4	Réseaux de neurones Artificiels.....	109
4.2.4.1	Définitions et applications.....	109
4.2.4.2	Architectures des RNAs.....	110
4.2.4.3	Processus d'apprentissage des RNAs.....	112
4.3	Application des RNAs à l'acquisition des séquences PN dans les systèmes DS/CDMA.....	114
4.4	Détecteur MLP-NNAP.....	116
4.4.1	Phase d'apprentissage.....	118
4.4.2	Algorithme d'apprentissage.....	119
4.4.3	Phase de validation.....	120
4.5	Acquisition adaptative série par le détecteur MLP-NNAP.....	120
4.5.1	Description du Système.....	120

4.5.2	Procédure de conception du détecteur MLP-NNAP.....	121
4.5.3	Probabilités de Fausse Alarme et de Détection.....	123
4.5.4	Temps d'Acquisition Moyen.....	124
4.6	Résultats et discussions.....	124
4.6.1	Hypothèses.....	124
4.6.2	Conception du MLP-NNAP Sous MATLAB.....	125
4.6.3	Performance du détecteur MLP-NNAP.....	129
4.7	Conclusion.....	133

Conclusion Générale

1	Conclusion.....	135
2	Perspectives.....	136

Bibliographie..... 137

Annexe..... 146

Introduction générale

Sommaire

- 1. Introduction**
 - 2. État de l'art**
 - 3. Objectifs et contributions**
 - 4. Organisation de la thèse**
-

« Avant toute fin, il y eut un début, ensuite un chemin d'évolution. »

Michel Haïgu He

1. Introduction

‘On entend par télécommunications toute transmission, émission ou réception de signes, de signaux, d’écrits, d’images, de sons ou de renseignements de toute nature, à distance, par fil, radioélectricité, optique ou par d’autres systèmes électromagnétiques’. Ce terme était proposé en 1904 par le français Edouard Estaunié (1862-1942), qui était un membre de l’Académie Française. Il fut officialisé en 1932 à la conférence de Madrid, qui décida de renommer l’Union Télégraphique Internationale par l’Union Internationale des Télécommunications (UIT) [1]-[2].

Les réseaux sans fil ont pris une grande ampleur dans différents domaines de façon qu’on ne puisse pas presque imaginer un monde sans moyen de communication sans fil. Avec une communication sans fil, le transfert des données à travers différents types de réseaux (réseau de données ou bien réseau téléphonique) se fait par l’intermédiaire de l’onde radio. Ce progrès phénoménal exige, d’un côté, une compatibilité entre les différentes technologies existantes, et d’un autre côté, il donne une richesse et permet la continuité de l’évolution de la technologie. Ainsi, l’apparition d’une nouvelle génération de réseau cellulaire n’élimine pas nécessairement la précédente. Il n’existe pas un réseau cellulaire capable de satisfaire tous les participants: utilisateurs et opérateurs.

De ce fait, l’environnement qui entoure un utilisateur mobile sera formé par un ensemble de réseaux mobiles et sans fils de différents types (Wi-Fi «Wireless Fidelity», WiMAX «Worldwide Interoperability for Microwave Access», GSM «Global systems for mobile communications», UMTS «Universal Mobile Telecommunication System», etc.), qui coexistent les uns avec les autres. Dans un tel environnement, un nœud mobile doit rester toujours bien servi et ceci n’importe quand et dans n’importe quel endroit, imposant ainsi une nouvelle exigence appelée ABC (Always Best Connected) [3].

Le partage des ressources radio entre tous les utilisateurs d’un réseau cellulaire doit se faire d’une manière adéquate. Il est basé sur le FDMA (Frequency Division Multiple Access), le TDMA (Time Division Multiple Access), le CDMA (Code Division Multiple Access), ou sur une combinaison de ces techniques. Le premier système cellulaire commercial a été analogique, il est basé sur la technique FDMA. En fait, le CDMA est la base de la norme «IS-95-B ou cdmaOne» de deuxième génération et «cdma2000» de troisième génération, qui sont utilisées dans les pays de l’Amérique de nord et de la norme

UMTS (W-CDMA «Wide band-CDMA») de la troisième génération de téléphonie mobile européenne [4].

C'est vrai que la technique de multiplexage OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a été largement étudiée et utilisée dans les systèmes existants, tels que la quatrième génération des systèmes de communication sans fil (par exemples, le LTE (Long Term Evolution) et IEEE 802.11 (Wi-Fi), mais la technique CDMA est utilisée aussi dans des parties de ces protocoles. Par exemple, les séquences orthogonales de Walsh sont utilisées pour multiplexer plusieurs récepteurs ou l'équipement d'utilisateur dans le même bloc de ressources OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access), et pour contrôler la liaison physique montante du canal. Les séquences orthogonales sont également utilisées pour multiplexer des signaux de démodulation de référence dans la liaison montante de LTE. Les séquences non binaires peuvent améliorer potentiellement la performance des aspects de LTE-A (LTE-Advanced). La technique DS/CDMA est prévu pour être utilisée aussi dans les systèmes 5G (cinquième génération) au moins en une combinaison avec d'autres techniques, dans la transmission des données Wi-Fi et dans certains systèmes GPS (Global Positioning System) [4].

Dans un système DS-CDMA (Direct Sequence-CDMA), les différents utilisateurs sont identifiés par différentes séquences d'étalement de spectre. Par conséquent, les propriétés de corrélation de ces codes entraînent l'évanouissement dû aux trajets multiples et aux interférences d'accès multiples MAI (Multiple Access interference) [5]. Puisque ces systèmes offrent des taux de transmission élevés, les interférences d'accès multiple deviennent remarquables, elles peuvent être considérées simultanément avec l'évanouissement. Ces derniers constituent les deux handicaps les plus importants aux spécifications du système CDMA [4]. Si ces deux problèmes ne sont pas contrôlés correctement, ils peuvent conduire à une sérieuse dégradation de la qualité de détection.

Pour mieux exploiter les avantages d'un système DS/CDMA, le récepteur doit être parfaitement synchronisé avec l'émetteur. La synchronisation est généralement réalisée en deux étapes de base, l'acquisition et la poursuite. L'unité principale de n'importe quel récepteur d'acquisition est le dispositif de prise de décisions, qui doit utiliser soit un seuil fixe ou adaptatif. Les techniques classiques de décision sont basées sur un seuil fixe, qui est ajusté et fixé en fonction des conditions de l'environnement. Puisque les niveaux de puissance du bruit ne sont pas connus et les conditions de l'environnement changent dans

les communications mobile et sans fil, les systèmes d'acquisition à seuil fixe ne peuvent pas fournir un rendement satisfaisant [6].

Pour améliorer les performances de l'acquisition du code en maintenant une probabilité de fausse alarme constante, les systèmes d'acquisition basés sur le seuillage adaptatif ont été introduits [6]. Le récepteur à taux de fausse alarme constant CFAR (Constant False Alarm Rate) est l'un des techniques de seuillage adaptatif, qui a véritablement donné une impulsion à l'évolution des radars. Plusieurs algorithmes CFAR sont ensuite proposés pour améliorer les performances de l'acquisition adaptative des séquences PN dans les systèmes de communication DS/CDMA.

2. État de l'art

Différents algorithmes à taux de fausse alarme constant ont été appliqués dans quelques systèmes de communication DS/CDMA. Les plus utilisés sont le CAAP (Cell Averaging Adaptive Processor) ou CA-CFAR (Cell-Averaging Constant False Alarm Rate), l'OSAP (Ordered-Statistics Adaptive Processor) ou OS-CFAR (Ordered-Statistics Constant False Alarm Rate) et l'ACAP (Automatic Censoring Adaptive Processor) ou ODV-CFAR (Ordered Data Variability Constant False Alarm Rate). Récemment, une nouvelle technique d'acquisition adaptative est proposée pour améliorer les performances du système d'acquisition à stratégie de recherche série [7]. Cette technique calcule le seuil adaptatif en utilisant l'optimisation d'essaim des particules PSO (Particle Swarm Optimization).

Dans [8], les auteurs ont présenté un processeur de seuillage adaptatif pour un système double-dwell à antenne unique. Dans [9], les auteurs ont proposé un système d'acquisition plus compliqué à structure hybride, qui intègre la diversité d'antennes à la réception. Cette dernière a été utilisée pour combattre la dégradation des performances des systèmes d'acquisition. Le système proposé dans [10], combine l'architecture d'acquisition double-dwell avec la stratégie de recherche hybride, en considérant la diversité d'antennes réceptrices. Tous ces systèmes emploient l'algorithme CA-CFAR (ou CAAP), pour maintenir un taux de fausse alarme constant. Cet algorithme donne les meilleures performances dans les environnements homogènes par rapport à tous les détecteurs existants [11]. Mais dans les situations réelles, le nombre des utilisateurs ou des trajets multiples dans le canal de transmission change brusquement; ce qui entraîne la présence d'interférence d'accès multiple ou le phénomène d'évanouissement, respectivement. Dans

ce cas, l'environnement devient non homogène et les performances de l'algorithme CAAP se dégradent sérieusement [12].

Dans ces types d'environnements, d'autres algorithmes CFAR ont été proposés pour améliorer les performances du système d'acquisition. Le détecteur OSAP a été proposé dans [13]. Ses performances sont évaluées en utilisant un système à stratégie de recherche série. La puissance du bruit de ce détecteur est estimée par le $k^{\text{ème}}$ échantillon ordonné. Les mêmes auteurs ont proposé le détecteur AAP (Adaptive Acquisition Processor), en considérant des canaux multi-trajets à évanouissement Rayleigh [14]. Dans ce cas, la puissance du bruit est estimée par la somme des cellules non censurées, après la censure des k cellules de grandes puissances. Dans [15], ils ont appliqué le même principe en considérant un système d'acquisition hybride, afin de réduire le temps d'acquisition moyen.

Pour qu'un détecteur offre des performances meilleures, le nombre de cellules censurées doit être plus grand que le nombre des trajets multiples existants dans le canal de référence. Pour adresser ce problème, le processeur de censure automatique ACAP a été introduit à un système de recherche série avec une seule antenne réceptrice. Il s'est avéré plus robuste que ceux cités précédemment [16]. Ce système a amélioré la probabilité de détection, mais il nécessite un temps de traitement assez long pour prendre une décision, ce qui augmente le temps total d'acquisition du système. Pour accélérer l'acquisition, le système proposé dans [17] a appliqué le même algorithme à un système à stratégie de recherche hybride avec la technique de la diversité d'antennes, pour garantir les meilleures performances. Dans ce travail, le temps d'acquisition moyen est réduit, mais la complexité du circuit d'acquisition est augmentée considérablement, en comparaison avec celle du système précédent.

L'idée de combiner la technique des antennes intelligentes avec les processeurs de seuillage adaptatif CFAR a été présentée, pour la première fois par Wang et Kwon [18], puis par Alamri et al. [19]. Cette combinaison est proposée pour améliorer les performances de l'acquisition adaptative série des codes PN (Pseudo Noise). Dans ces deux travaux, le détecteur CA-CFAR (CAAP) est considéré. Dans [20] et [21], les auteurs ont démontré que les performances du système série qui utilise le détecteur CA-CFAR se dégradent si les répliques des trajets multiples sont présentes dans le canal de référence. Ils

démontrent également que les performances de ce système s'améliorent si les cellules de référence qui contiennent les répliques des trajets multiples sont censurées correctement.

Dans les canaux de transmission radio, le nombre des répliques du signal provenant des trajets multiples n'est pas connu; il peut également changer en fonction du temps. Par conséquent, les performances du système peuvent se dégrader sérieusement, si le nombre de cellules à censurer est inférieur au nombre des cellules interférentes. Pour résoudre ce problème, le processeur ODV-CFAR (ACAP) a été considéré par Berbra et al. [22]. Récemment, Sofwan et al. ont proposé un système d'acquisition adaptative série [23], qui combine l'algorithme ATM-CFAR (Automatic Trimmed Mean Constant false Alarm Rate) et la technique des antennes intelligente, pour les systèmes de communication DS-CDMA. Cet algorithme considère les répliques du signal comme des valeurs aberrantes et emploie la méthode de «boxplot» pour déterminer leur nombre. Ces deux travaux démontrent une augmentation significative de la probabilité de détection du système d'acquisition adaptative série lorsque les répliques du signal sont présentes dans la fenêtre de référence du processus CFAR, en censurant automatiquement les cellules interférentes. Noter que la technique des antennes intelligentes est employée seulement avec un système à stratégie de recherche série, mais ce dernier est caractérisé par un temps d'acquisition moyen assez large, qui n'est pas étudié et analysé dans ces deux travaux.

3. Objectifs et contributions

Il est important de noter que tous les systèmes cités dans la section précédente sont arrivés à améliorer les performances de l'acquisition adaptative des code PN, soit en utilisant des architectures plus complexes (hybride, multi-antennes, à antenne intelligente), soit en intégrant des algorithmes CFAR qui nécessitent un temps de traitement assez long et qui ne sont pas adaptés à la stratégie de recherche série.

L'objectif principal de cette thèse est de répondre à la question suivante :

«Quelle est la meilleure méthode de prise de décision concernant la présence ou l'absence des signaux PN à la phase d'acquisition, tel que la synchronisation du signal puisse être réalisée dans un temps global minimal (qui englobe le temps d'acquisition et le temps de traitement du détecteur), avec un système moins complexe, en améliorant les performances en détection ?». La réponse à cette question nous conduit à deux solutions différentes. La

première réside dans l'architecture et la deuxième utilise la partie logicielle du système d'acquisition.

Dans la première solution et afin de réduire le temps d'acquisition moyen avec un minimum de matériel, on a proposé d'utiliser l'architecture double-dwell qui est caractérisée par sa simple structure, son temps d'acquisition très court et son taux de fausse alarme minimal. Du fait que, tous les travaux précédemment cités n'aient pas considéré l'utilisation de l'algorithme ACAP avec l'architecture double-dwell, celui-ci est utilisé afin de censurer automatiquement les signaux non désirés qui résident dans le canal de référence. En plus et vu les avantages offerts par les antennes intelligentes, il serait utile de les intégrer dans ce système pour améliorer les performances en détection. Le système résultant de la combinaison de ces trois techniques, i.e., le système double-dwell à antenne intelligente employant le détecteur ACAP est proposé et analysé, pour la première fois, dans ce travail. Pour cela, les expressions des probabilités de détection et de fausse alarme, et le temps d'acquisition moyen sont dérivées dans le cas de la présence des trajets multiples, qui implique l'existence de plusieurs cellules synchrones dans la région d'incertitude.

La deuxième solution consiste à conserver l'architecture la plus simple du système d'acquisition série et chercher un détecteur adaptatif intelligent, qui peut s'adapter à ce genre de problème. Il doit donner les bonnes performances en détection dans n'importe quel type d'environnement pour une probabilité de fausse alarme relativement constante et avec un temps de traitement assez court par rapport aux détecteurs existants. Ces conditions nous amènent à exploiter l'une des techniques de l'intelligence artificielle, qui est «les réseaux de neurones artificiels». Donc, on a utilisé le Perceptron multicouche MLP (Multi-Layer Perceptron), qui est entraîné par l'algorithme de rétro-propagation d'erreur, pour concevoir un détecteur CFAR neuronal. Il est appelé MLP-NNAP (Multi-Layer Perceptron-Neural Network Adaptive Processor).

4. Organisation de la thèse

Cette thèse est constituée de quatre chapitres qui sont structurés comme suit :

Le *premier chapitre* présentera un aperçu général sur les problèmes de la transmission dans les canaux radio-mobiles et les différentes fluctuations que peut subir un signal transmis. Ensuite, nous expliquerons les différentes techniques de détection classiques et

adaptatives. Le principe de fonctionnement du détecteur CFAR et ses différents algorithmes, qui sont utilisés pour résoudre le problème de l'acquisition adaptative des séquences PN dans les systèmes DS/CDMA, seront aussi présentées à la fin de ce chapitre.

Le *deuxième chapitre* commence par une brève introduction sur les systèmes radio-mobiles, afin de présenter l'influence des techniques d'accès multiple sur leur évolution. Ensuite, nous expliquerons le principe des techniques FDMA, TDMA, CDMA, OFDM, OFDMA, SDMA (Space Division Multiple Access) et MC-CDMA (Multi-Carrier-CDMA), en présentant leurs avantages et inconvénients. Comme notre étude est basée sur les systèmes à étalement de spectre et plus exactement la technique DS-CDMA, des généralités sur l'étalement de spectre et les séquences PN (m -séquence, Gold, Hadamard, ... etc.) seront données dans ce contexte. La notion de la synchronisation (acquisition et tracking) sera introduite et les différentes stratégies de recherche seront aussi expliquées dans ce chapitre.

Au niveau du *troisième chapitre*, les notions de base des antennes intelligentes seront adressées. La description du système double-dwell à antenne intelligente, qui utilise le détecteur ACAP, sera aussi présentée. Ensuite, les expressions des probabilités de fausse alarme et détection seront développées. Puis, l'équation du temps d'acquisition moyen du système proposé dans ce chapitre sera détaillée. Ces développements seront suivis de l'élaboration des performances du système proposé pour différents paramètres, en utilisant la méthode de simulation «Monte-carlo». Les résultats obtenus seront présentés, discutés et comparés avec plusieurs détecteurs.

Dans le *quatrième chapitre*, on montrera ce que sont les réseaux de neurones artificiels. Après un aperçu historique sur les réseaux de neurones, des notions fondamentales relatives au perceptron multicouche et son algorithme d'apprentissage, l'algorithme de rétro-propagation, ainsi que ses propriétés et sa mise en œuvre seront aussi représentées. De plus, on présentera dans ce chapitre une description assez détaillée du détecteur MLP-NNAP avec les différentes étapes de sa conception. La dernière partie de ce chapitre est consacrée à la démarche de l'application du détecteur MLP-NNAP à un système d'acquisition à stratégie de recherche série. Elle regroupe et discute tous les détails des résultats de simulation obtenus et les comparaisons nécessaires.

Chapitre 1

Notions fondamentales sur les canaux sans-fil et techniques de détection

Sommaire

- 1.1 Introduction
 - 1.2 Structure générale des systèmes de communication sans-fil
 - 1.3 Canal de propagation radio-mobile
 - 1.4 Techniques de détection
 - 1.5 Détecteurs à taux de fausse alarme constant (CFAR)
 - 1.6 Conclusion
-

« Pour atteindre l'objectif final, je me concentre d'abord sur la préparation. »

David Douillet

1.1 Introduction

Ce premier chapitre présente certaines bases des communications sans fil et radio-mobile qui sont nécessaires pour les chapitres suivants. La première section commence par une brève introduction sur la structure générale des systèmes de communication. Certaines des parties les plus importantes de ces systèmes sont discutées en détail plus tard dans les chapitres qui suivent. La deuxième section adresse le canal radio-mobile avec ses propriétés statistiques et la manière de le modéliser. Une analyse au sujet des techniques de détection du signal pour différents types de canaux de transmission est présentée dans la troisième section de ce chapitre ; on se concentrera sur la technique de seuillage adaptatif (CFAR) parce qu'elle est à la base de nos contributions.

1.2 Structure générale des systèmes de communication sans-fil

Tout système de communication à distance avec/ou sans-fil permet de transmettre l'information d'un utilisateur à un ou plusieurs utilisateurs. Ce système se compose de trois parties essentielles ; l'émetteur, le récepteur et le milieu de propagation connu sous le nom '*canal de propagation*'. Le schéma de principe d'une chaîne de transmission peut être représenté par la [figure 1.1](#). Ce schéma fonctionnel est également applicable aux systèmes de télédétection, tels que le radar et le sonar, dans lesquels l'émetteur et le récepteur peuvent être situés dans le même endroit [24].

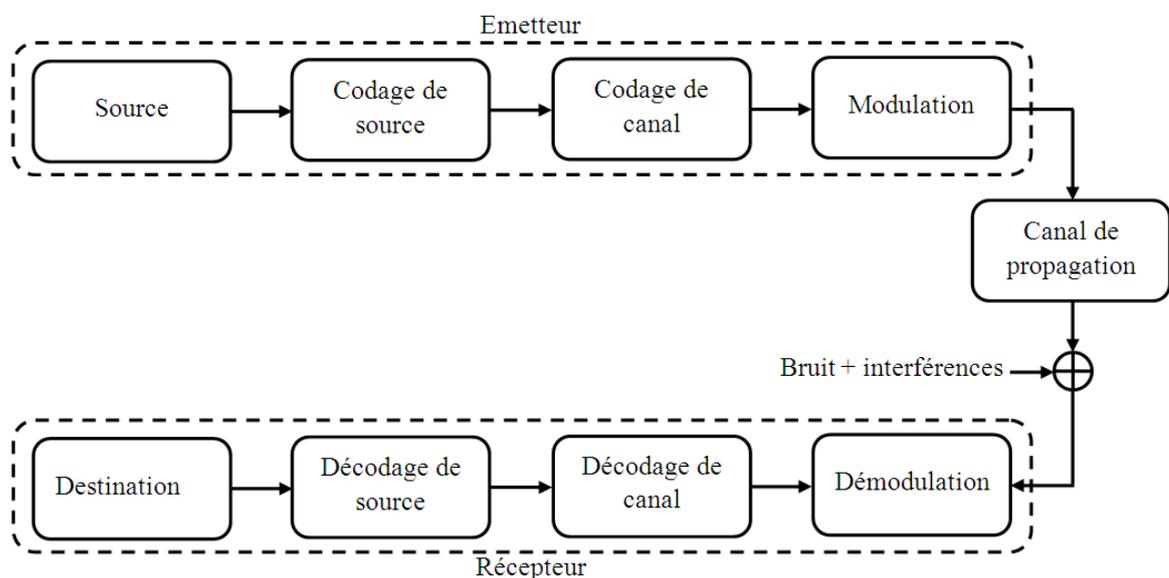


Figure 1.1 : Chaîne de transmission numérique.

La transmission fiable d'un message nécessite une série de traitements au niveau de l'émetteur, qui prépare le signal et adapte l'information de la source avant de la transmettre à travers le canal de propagation. La source produit des signaux analogiques tels que la parole, l'audio, l'image et la vidéo ou des données numériques telles que le texte et les multimédias.

L'encodeur de source produit les données binaires de la source. Ces données binaires produites sont ensuite passées par le codeur du canal afin de garantir leur reproduction au niveau du récepteur. Elles sont ensuite modulées pour produire des formes d'onde qui vont se transmettre à travers un canal. Ce dernier peut être un lien physique tel qu'une ligne téléphonique, un lien radio à haute fréquence, ou un support de stockage. Le canal est le sujet de divers types de bruit et interférences. Au niveau du récepteur, le procédé précédemment décrit est renversé afin de reconstituer finalement le message d'origine et de supprimer les différentes nuisances causées par la transmission et la propagation.

1.3 Canal de propagation radio-mobile

Il y a trois types de canaux de transmission : canaux sans-fil, canaux à guide d'onde électromagnétique, et canaux optiques. Le canal sans-fil peut être l'atmosphère ou l'espace libre. En raison de sa nature ouverte, les signaux transmis subissent divers types de brouillages supplémentaires qui se déplacent dans l'environnement de transmission.

1.3.1 Mécanismes de propagation

Les réseaux de téléphonie mobile sont basés sur la notion des cellules. Ces dernières sont des zones circulaires qui se chevauchent afin de couvrir une zone géographique. Chaque cellule utilise un émetteur/récepteur central, appelé station de base BS (Base Station) ou BTS (Base Transceiver Station) pour transmettre l'information.

Lors de son cheminement vers l'antenne réceptrice, l'onde RF (Radio Frequency) se propage dans plusieurs directions, en une ligne droite avec une vitesse de propagation c égale 3×10^8 m/s. Elle peut rencontrer un certain nombre d'obstacles. Les différents obstacles qui constituent le milieu de propagation permettent à l'onde émise d'emprunter plusieurs trajets avant d'atteindre l'antenne réceptrice. Chaque trajet suit un chemin différent avec un retard, une phase, une amplitude et un angle d'arrivée propre. Le signal reçu est la combinaison de ces trajets multiples. C'est le phénomène des trajets multiples, qui limite la vitesse de transmission dans les réseaux sans-fil.

En rencontrant un obstacle, une partie de l'énergie de cette onde radio est absorbée, une partie peut être réfléchiée et une partie continue à se propager avec une puissance atténuée. Cette atténuation augmente avec l'augmentation de la distance ou la fréquence [25]. En fonction de la taille de l'obstacle par rapport à la longueur d'onde λ , de sa nature et de sa forme, l'onde sera affectée différemment. Il en résulte quatre catégories de phénomènes principaux qui affectent la propagation du signal : la réflexion, la diffraction, la diffusion et la

réfraction, la [figure 1.2](#) illustre la majorité de ces mécanismes. Le signal capté par le récepteur est constitué de :

- Signal direct (LOS : Line Of Sight) ;
- Signaux réfléchis ;
- Signaux diffractés ;
- Signaux diffusés.

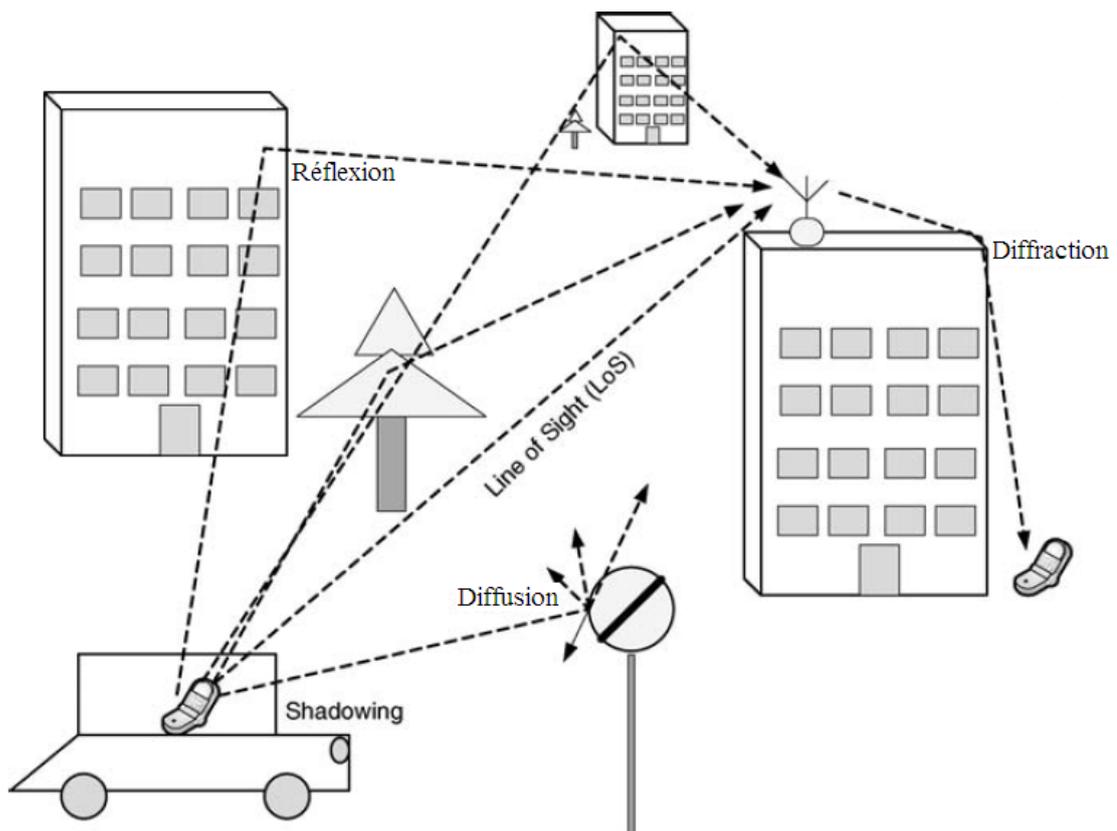


Figure 1.2 : Illustration des mécanismes de propagation [26].

En plus de ces signaux, quelques signaux propagés sont absorbés. Ces signaux causent le phénomène des trajets multiples.

✓ *Réflexion*: Elle a lieu lorsque l'onde électromagnétique rencontre un obstacle de surface lisse de grande dimension par rapport à la longueur d'onde λ , comme par exemple, la surface de la terre, les bâtiments et les murs. La trajectoire de l'onde est alors modifiée ainsi que son amplitude et sa phase en fonction de l'angle d'incidence.

✓ *Diffraction* : Elle a lieu lorsqu'un obstacle épais et de grande dimension par rapport à λ empêche l'onde électromagnétique de passer de l'émetteur vers le récepteur. Ce phénomène permet ainsi à des ondes secondaires de contourner l'obstacle ("shadowing").

✓ *Diffusion* : Elle se produit lorsque l'onde rencontre une surface dont la dimension des irrégularités est comparable à λ , comme par exemple les lampadaires et les feux de circulation. Dans ce cas, chaque irrégularité va diffracter l'onde en sous-ondes, donc l'énergie va disperser dans toutes les directions.

✓ *Réfraction (ou encore transmission)* : Ce phénomène traduit le passage de l'onde électromagnétique d'un milieu à un autre ayant un indice de réfraction différent. Ce qui induit une déviation de la direction de propagation.

1.3.2 Canal à bruit additif blanc gaussien (AWGN channel)

On regroupe sous le terme «bruit» l'ensemble des signaux indésirables générés par les composants de la chaîne de transmission ainsi que l'environnement de propagation, dont la puissance s'ajoute à celle du signal utile. Donc, il limite la capacité du récepteur à reproduire correctement l'information contenue dans le signal utile modulé. Les composants passifs et actifs de la chaîne de transmission sont les principales causes de différents types de bruits d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements, bruit de grenaille lié aux caractéristiques corpusculaires des porteurs de charge, bruits d'avalanche, en créneaux, et de scintillation causés par des imperfections des semi-conducteurs) et le bruit d'origine externe (capté par l'antenne). En considérant ces différentes sources de bruit comme étant indépendantes, le théorème de la limite centrale permet de modéliser le bruit résultant comme un signal aléatoire unique, suivant une loi normale et donc le canal est à bruit additif blanc gaussien. Ce canal constitue le point de départ fréquemment choisi pour la modélisation des canaux de transmission numériques. Le signal reçu s'écrit alors [27] :

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (1.1)$$

où $s(t)$ est le signal émis et $n(t)$ est un bruit additif blanc gaussien de moyenne nulle, de variance σ_n^2 et de densité spectrale de puissance PSD (Power Spectral Density) $\Phi_{nn} = N_0/2$, avec N_0 une constante réelle positive. La fonction densité de probabilité conditionnelle de $r(t)$ est représentée par la [figure 1.3](#), elle peut être donnée par l'expression [27] :

$$\begin{cases} p(r/s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp\left(-\frac{(r-S)^2}{2\sigma_n^2}\right) & , r \geq 0 \\ 0 & , r < 0 \end{cases} \quad (1.2)$$

où S est la puissance du signal émis.

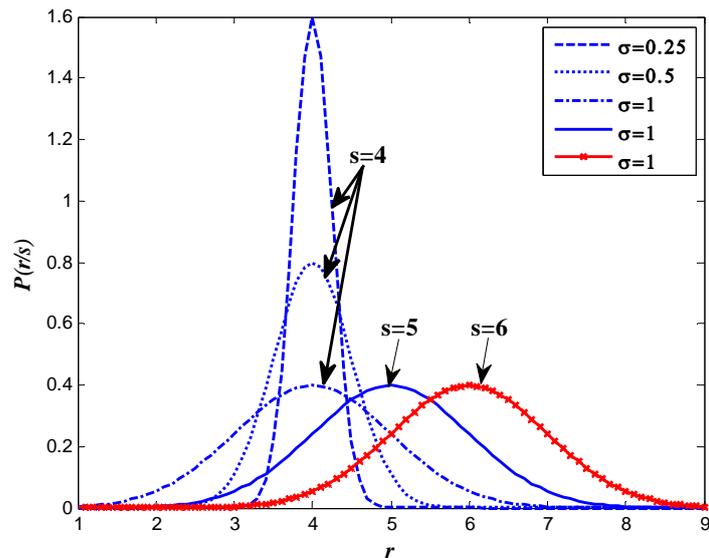


Figure 1.3 : Densité de probabilité de la distribution normale (gaussienne).

1.3.3 Évanouissement du canal

La [figure 1.4](#) explique les trois types d'atténuations du signal qui peuvent généralement affecter le canal radio mobile. Ils sont (i) l'affaiblissement du parcours (pathloss), (ii) l'atténuation due aux effets de masque (ombrage ou encore le mot anglais «shadowing») et (iii) l'évanouissement dû aux trajets multiples (multipath fading). La [figure 1.5](#) explique l'effet de ces trois phénomènes sur le signal reçu en fonction de d , où d représente la distance parcourue par l'onde électromagnétique entre l'émetteur et le récepteur ; alors que P_r est la puissance reçue du signal. Ces trois phénomènes sont les causes principales de l'évanouissement du canal de propagation. On peut classer ces perturbations, selon la visibilité de leur impact sur le signal, en deux types : à grande ou à petite échelle. L'évanouissement à grande échelle résulte de l'affaiblissement de parcours et des effets d'ombrage, il peut être défini comme les fluctuations mesurées de la puissance moyenne sur un intervalle du temps suffisamment grand. Par contre, l'évanouissement à petite échelle a pour cause la présence de plusieurs répliques du signal transmis au niveau du récepteur (trajets multiples). Dans ce cas, les fluctuations rapides de la phase et de l'amplitude du signal sont observées sur un intervalle du temps suffisamment petit, afin de négliger les variations à grande échelle.

1.3.3.1 Affaiblissement de parcours

Les propriétés des milieux traversés par l'onde électromagnétique sont les plus grandes causes de l'affaiblissement de la puissance du signal. L'affaiblissement de parcours représente la

diminution de la puissance reçue P_r (en Watts) due au déplacement d (en mètres) sur de grandes distances. Cette diminution est proportionnelle à la $n^{\text{ème}}$ puissance du parcours entre l'émetteur et le récepteur. Après la propagation en espace libre (cas idéal), c'est-à-dire sans obstacle, la puissance reçue est donnée par l'équation de Friis [28] :

$$P_r(d) = P_t G_t G_r \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (1.3)$$

où, P_t est la puissance émise, G_t et G_r sont les gains de l'antenne émettrice et réceptrice, respectivement et $\lambda = c/f$ est la longueur d'onde du signal (en mètres), alors que f représente la fréquence (en Hertz) du signal émis.

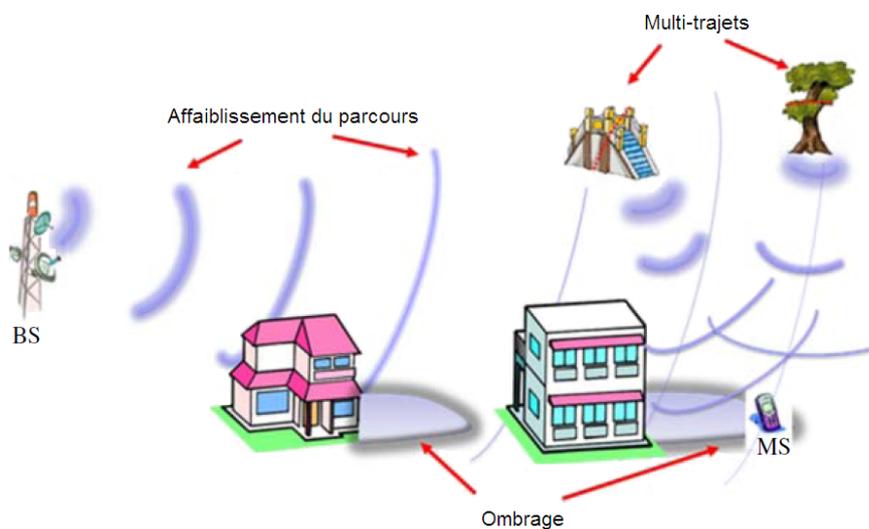


Figure 1.4 : Différentes atténuations affectant le signal émis [29].

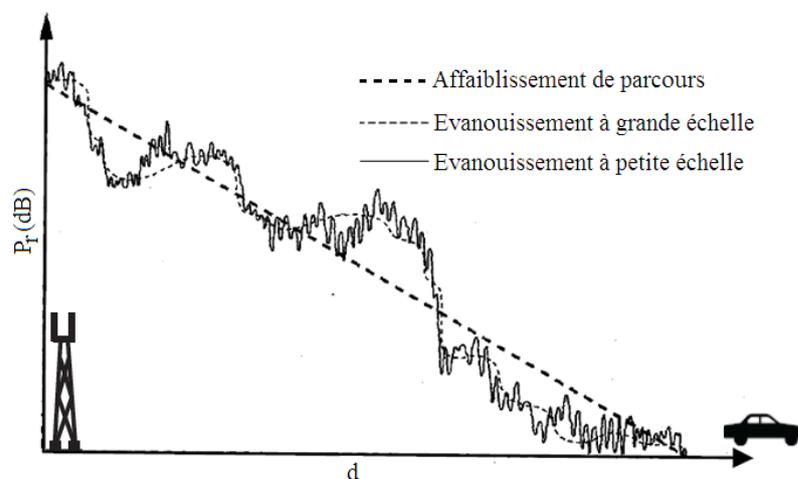


Figure 1.5 : Effet des différentes atténuations sur la puissance du signal : affaiblissement de parcours, ombrage et multi-trajets.

Lorsque la station de base et le mobile ne sont pas en vision directe, la puissance du signal diminue en fonction de d avec une puissance plus grande que 2. Elle est alors comprise entre 3 et 5 suivant le type d'environnement. En pratique, à cause de la présence des obstacles dans l'environnement de propagation, plusieurs modèles empiriques d'atténuation sont développés à partir des mesures expérimentales, les plus connus sont : le modèle d'Okumura-Hata et le modèle de Walfish-Ikégami [30]. Le choix du modèle dépend du type de l'environnement (rural, urbain, ...), mais aussi de la fréquence utilisée dans le mode de propagation des ondes. Le [tableau 1.1](#), donne des exemples des niveaux d'atténuation du signal (en dB) résultants des milieux traversés, pour différents types de matériaux.

1.3.3.2 Atténuation due aux effets de masque

Pendant le déplacement d'une MS (Mobile Station), les arbres, les bâtiments et les véhicules mobiles bloquent et reflètent partiellement le signal ; ce qui baisse la puissance reçue. Dans le domaine fréquentiel, il y aura une diminution de puissance de large gamme de fréquence, qui s'appelle *évanouissement lent* (*Slow fading*). La variation lente de puissance par rapport à la moyenne peut être modélisée par une fonction densité de probabilité log-normale. Pour cette dernière, le logarithme de la variable aléatoire a une distribution normale. La distribution log-normale est donnée par [24] :

Tableau 1.1 : Exemples d'atténuation du signal [1].

Matériau	Atténuation du signal	Perte de sensibilité	Exemples
Air, vide	0 dB	0%	Espace ouvert, cour intérieure
Bois	1-2 dB	10-20%	Porte, plancher, cloison
Plastique	1-2 dB	10-20%	cloison
Verre	3 dB	30%	Vitres non teintées
Verre teinté	5-8 dB	50%	Vitres teintées
Eau	5-8 dB	50%	Aquarium, fontaine
Êtres vivants	5-8 dB	50%	Foule, animaux, humains, végétation
Briques	5-8 dB	50%	Mur moyen
Plâtre	5-8 dB	50%	Cloisons en Placoplâtre
Céramique	8-10 dB	70%	Carrelage
Papier	8-10 dB	70%	Rouleaux de papier, livres
Béton	15-20 dB	85%	Mur porteur, plancher et plafond, piliers
Verre blindé	15-20 dB	85%	Vitres pare-balles, fenêtres à revêtement métallisé,
Métal	20-25 dB	90%	Béton armé, miroir, armoire métallique, cage d'ascenseur

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma x}} \exp\left(-\frac{(\ln x - A)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.4)$$

où, x est une variable aléatoire décrivant l'ombrage (en décibels), $A = E[x]$ est la moyenne des atténuations (en décibels) et σ est l'écart type de la puissance moyenne locale typiquement fixé entre 4 et 13 dB.

1.3.3.3 Évanouissement dû aux trajets multiples

Dans un réseau radio mobile, les ondes radio subissent des réflexions et des réfractions sur les objets environnants, qui peuvent être statiques tels que les bâtiments, les meubles, les collines, les arbres, ou même des objets en mouvement comme les véhicules, par exemple. Plusieurs copies de l'onde radio originale émise, qui ont des amplitudes et des phases atténuées, sont prises par l'antenne réceptrice de différentes directions et avec différents retards. Les différentes copies reçues peuvent être combinées de manière constructive ou destructive selon leurs phases aléatoires. Ceci s'appelle l'évanouissement par trajets multiples qui est la cause principale de l'évanouissement à petite échelle, il est montré par la [figure 1.6](#).

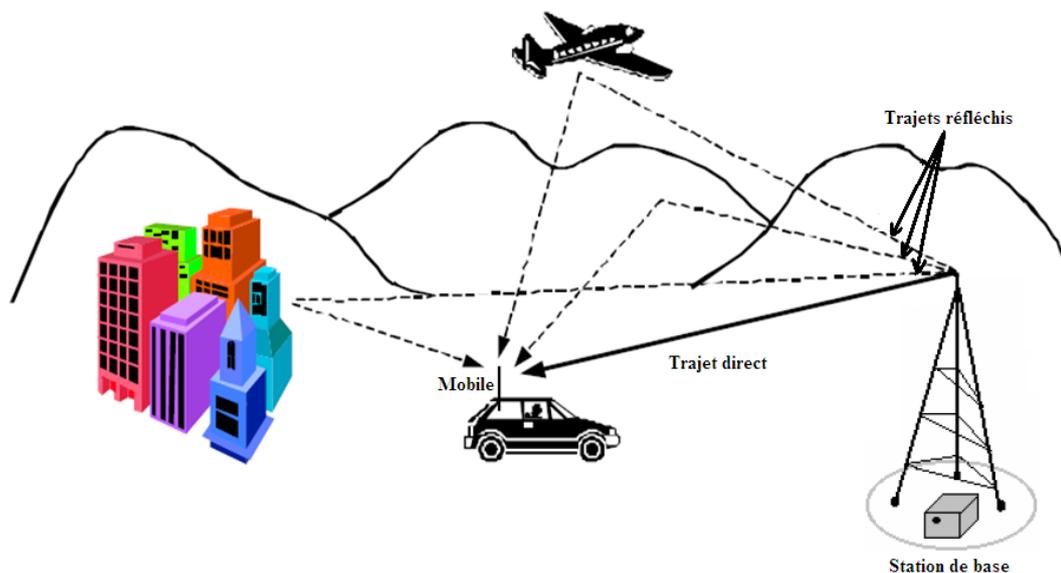


Figure 1.6 : Principes et causes du canal de propagation multi-trajets.

A cause de facteurs multiples, il est commode d'appliquer des techniques statistiques pour modéliser les variations du signal dans un environnement de propagation sans fil. Dans cette section nous décrivons les modèles statistiques populaires employés pour caractériser la distribution de l'évanouissement d'amplitude du canal sans-fil, à savoir le canal à évanouissement Rayleigh, Rice, et Nakagami-m.

a) **Évanouissement de Rayleigh** : La distribution Rayleigh décrit statistiquement la variation de l'enveloppe du signal lorsque le canal transmet au récepteur un grand nombre de trajets multiples, ou bien lorsque l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vision directe (NLOS : No-Ligne Of Sight). Elle est dérivée du théorème de limite centrale, dans lequel les composantes en phase Y_i et en quadrature Y_q du canal sont modélées comme gaussiennes. Le signal reçu suit une distribution Rayleigh s'il ne contient aucune composante dominante (LOS), c.à.d. processus à moyenne nulle, sa fonction densité de probabilité est donnée par [31] :

$$p_R(r) = \begin{cases} \frac{2r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{\sigma^2}\right) & , r \geq 0 \\ 0 & , r < 0 \end{cases} \quad (1.5)$$

avec $\sigma^2 = E[R^2]$ et l'opérateur $E[.]$ indique l'espérance mathématique. La [figure 1.7](#) schématise la pdf de la distribution Rayleigh pour différentes valeurs de σ . Dans ce cas, la phase de la réponse du canal est uniformément distribuée dans l'intervalle $[0, 2\pi]$.

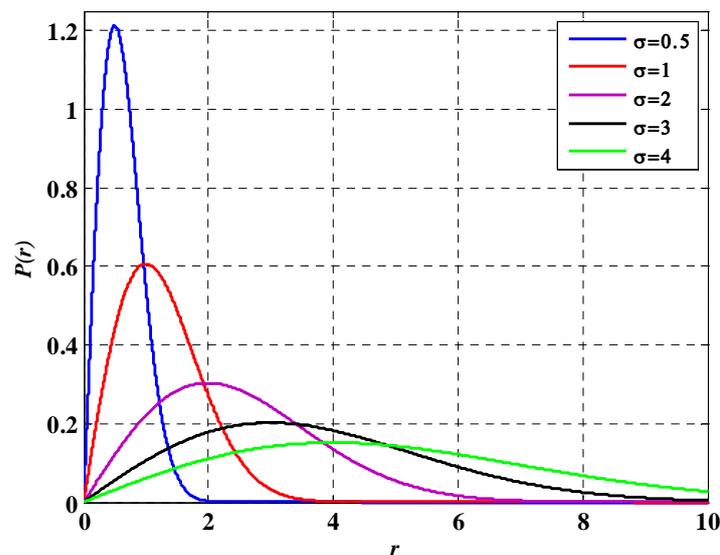


Figure 1.7 : Densité de probabilité de la distribution Rayleigh.

Lorsque les composantes en phase Y_i et en quadrature Y_q sont toutes les deux gaussiennes à moyennes nulles et elles ont un écart-type σ_y , on peut définir alors la variable aléatoire Y comme suit :

$$Y = Y_i^2 + Y_q^2 \quad (1.6)$$

Donc, la distribution de Y est Chi-deux centrale (central Chi-square) avec deux degrés de liberté. Elle peut être donnée par la pdf d'une exponentielle comme suit :

$$P_Y(y) = \frac{1}{2\sigma_y^2} \exp(-y/2\sigma_y^2) \quad (1.7)$$

On définit maintenant une nouvelle variable aléatoire R comme suit :

$$R = \sqrt{Y} = \sqrt{Y_i^2 + Y_q^2} \quad (1.8)$$

Alors, la variable aléatoire R suit une distribution Rayleigh et sa pdf est donnée par l'équation (1.5), avec

$$\sigma^2 = E[R^2] = \sigma_y^2 \quad (1.9)$$

b) Évanouissement de Rice : Lorsque l'émetteur et le récepteur sont en vision directe (existence d'une composante dominante LOS), le signal reçu est la somme des trajets multiples NLOS (Non Line Of Sight), ayant une distribution Rayleigh, plus le signal direct à puissance constante [32]. Le résultat de cette somme donne un signal ayant une distribution Rice. Cette distribution est liée à la distribution chi-deux non-centrale. Donc, si $Y = Y_i^2 + Y_q^2$, avec Y_i et Y_q sont deux variables aléatoires gaussiennes qui ont des moyennes non nulles μ_i et μ_q , respectivement, et une variance commune σ_y^2 . Dans ces conditions, la variable aléatoire Y suit une distribution Chi-deux avec un paramètre de non centralité $\mu_{Rice}^2 = \mu_i^2 + \mu_q^2$, elle est donnée par [8]:

$$p_Y(y) = \begin{cases} \frac{1}{2\sigma_y^2} \exp\left(-\frac{y^2 + \mu_{Rice}^2}{2\sigma_y^2}\right) I_0\left(\frac{y\sqrt{\mu_{Rice}}}{\sigma_y^2}\right) & , \quad r \geq 0 \\ 0 & , \quad r < 0 \end{cases} \quad (1.10)$$

On définit alors la variable aléatoire $R = \sqrt{Y}$ qui suit une distribution Rice. Sa pdf est donnée par :

$$p_R(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma_y^2} \exp\left(-\frac{r^2 + \mu_{Rice}^2}{2\sigma_y^2}\right) I_0\left(\frac{r\mu_{Rice}}{\sigma_y^2}\right) & , \quad r \geq 0 \\ 0 & , \quad r < 0 \end{cases} \quad (1.11)$$

où μ_{Rice}^2 est la puissance du signal direct et $I_0(\cdot)$ est la fonction Bessel modifiée d'ordre 0. En normalisant la puissance moyenne du signal à l'unité, l'équation (1.11) devient :

$$\begin{cases} p_R(r) = 2r(1+K) \exp(-K - (1-K)r^2) I_0(2r\sqrt{K(K+1)}) & , r \geq 0 \\ 0 & , r < 0 \end{cases} \quad (1.12)$$

où K est le facteur de Rice donné par :

$$K = \frac{\mu_{Rice}^2}{2\sigma_y^2} \quad (1.13)$$

Plus ce facteur est petit, plus l'évanouissement du canal est sévère. Pour $K=0$, le signal du trajet direct n'existe pas et la pdf de Rice est équivalente à la pdf de Rayleigh. L'évanouissement du canal devient moins sévère si K augmente. Lorsque K tend vers l'infinie, le comportement du canal devient comme celui d'un canal AWGN (Additive White Gaussian Noise). La [figure 1.8](#) représente la distribution Rice pour plusieurs valeurs de K .

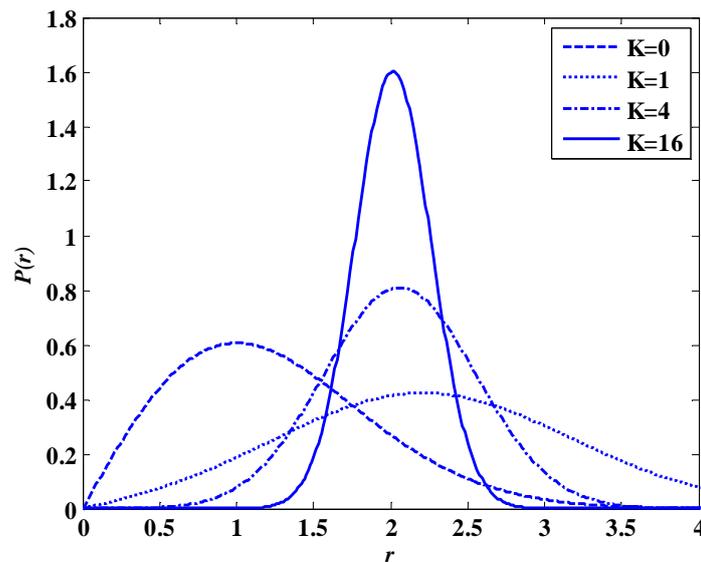


Figure 1.8 : Densité de probabilité de la distribution Rice.

c) **Évanouissement de Nakagami :** Un autre modèle d'évanouissement, largement utilisé pour modéliser l'évanouissement d'un environnement radiofréquence, est celui de Nakagami-m. Sa pdf est donnée par [33]:

$$\begin{cases} p_R(r) = \frac{2m^m r^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} r^2\right) & , r \geq 0 \\ 0 & , r < 0 \end{cases} \quad (1.14)$$

avec $\Omega = E[R^2]$ et

$$m = \frac{\Omega^2}{E[(R^2 - \Omega)^2]} \geq \frac{1}{2} \quad (1.15)$$

où m est le paramètre de sévérité de l'évanouissement. Il peut varier des cas les plus sévères ($m \in [0.5, 1[$), en passant par les cas à évanouissement moyen (cas d'évanouissement de Rice), jusqu'aux cas de non évanouissement ($m \rightarrow \infty$), c'est le cas d'un canal AWGN. Le cas $m = 1$ correspond à l'évanouissement de Rayleigh. La pdf de la distribution Nakagami- m est représentée par la [figure 1.9](#), en posant $\Omega = 1$ et considérant plusieurs valeurs de m .

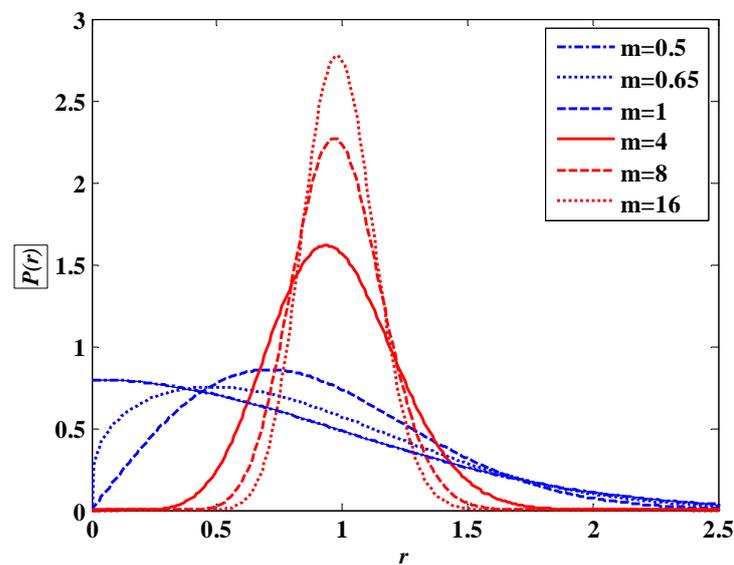


Figure 1.9 : Densité de probabilité de la distribution Nakagami- m .

1.3.4. Facteurs influents sur la qualité du canal de propagation radio-mobile

Dans un canal radio-mobile, les effets de l'évanouissement par trajets multiples (à petite échelle) peuvent inclure la dispersion, qui est définie comme l'étalement du signal en temps et/ou en fréquence. La dispersion temporelle, se produit dans le cas de présence de plusieurs obstacles entre l'émetteur et le récepteur, entraînant l'arrivée de plusieurs répliques de l'onde émise avec plusieurs retards. Un canal à évanouissement dont la dispersion temporelle est significative cause un évanouissement sélectif en fréquence. Ce dernier est donc un vrai problème pour les canaux larges bandes, où la largeur de la bande du signal B_s est plus grande que la bande de cohérence du canal B_c ; ce qui pose la possibilité d'occurrence des interférences inter-symboles ISI (Inter-Symbols Interference) et donc limite la capacité du système.

Les décalages fréquentiels entre deux sources peuvent aussi être parmi les causes de l'évanouissement du canal. Deux raisons principales sont à la base de ces décalages ; l'effet Doppler et la différence de fréquence de la porteuse entre les oscillateurs d'émission et de réception. Ces décalages fréquentiels entraînent une modulation de fréquence sur le signal émis et provoquent ensuite des variations en temps du canal, qui sont caractérisées par le temps de cohérence T_c . Ce dernier peut être défini comme le temps pendant lequel l'évanouissement est fortement corrélé [32]. En fonction de la valeur relative de T_c et la période du symbole du signal émis T_s , un canal à évanouissement peut être classé comme plat en temps lorsque la période du symbole est très inférieure par rapport au temps de cohérence du canal ; Sinon, il est sélectif en temps. En tenant compte de la sélectivité en temps et en fréquence, les canaux à évanouissement peuvent être classés par catégorie dans l'un des quatre types suivants :

1. Canaux à évanouissement plat (ces canaux sont plats en temps et en fréquence).
2. Canaux à évanouissement sélectif en fréquence (ces canaux sont sélectifs en fréquence mais plats en temps).
3. Canaux à évanouissement sélectif en temps (ces canaux sont sélectifs en temps mais plats en fréquence).
4. Canaux à évanouissement doublement sélectif (ces canaux sont sélectifs en temps et en fréquence).

1.3.4.1 Notion de dispersion temporelle et fréquentielle

D'une part, le canal de propagation est caractérisé par l'étalement temporel noté T_m , qui correspond à l'intervalle du temps écoulé entre la réception du premier et du dernier trajet d'un même signal émis, il nous permet de caractériser la dispersion temporelle du canal σ_τ . Cette dispersion temporelle est équivalente à une corrélation sur une bande de fréquence, dans le domaine fréquentiel. Pour quantifier le degré de cette corrélation, on mesure la bande de cohérence B_c du canal. Notons que, cette bande de cohérence est inversement proportionnelle à l'étalement temporel T_m . Ainsi, si l'écart entre les fréquences de deux signaux émis est supérieur à la bande de cohérence, alors les signaux reçus peuvent être considérés comme décorrés.

D'autre part, le mouvement de l'émetteur et/ou du récepteur provoque des dispersions fréquentielles qui ont comme origine principal le décalage du spectre du signal émis, appelé décalage Doppler. Ce décalage augmente avec l'augmentation de la vitesse relative du déplacement entre l'émetteur et le récepteur v . Dans ce cas, la fréquence f_r du signal reçu est

la somme des fréquences f_c (du signal émis) et f_d (de décalage Doppler). Le décalage Doppler peut être calculé à partir de l'expression suivante [34] :

$$f_d = \frac{vf_c}{c} \cos \theta \quad (1.16)$$

où θ est l'angle d'incidence de l'onde reçue et c désigne la célérité de la lumière. Donc, l'étalement Doppler B_d peut être défini comme suit :

$$B_d = 2f_{d \max} \quad (1.17)$$

avec $f_{d \max} = (vf_{c \max}/c)$ désigne le décalage Doppler maximal.

1.3.4.2 Notion de la sélectivité en temps et en fréquence

Les trajets multiples et les décalages Doppler sont à l'origine d'une sélectivité fréquentielle et/ou temporelle. Ces sélectivités sont mesurées à partir des valeurs de la bande de cohérence B_c (ainsi que la bande du signal B_s), du temps de cohérence T_c (ainsi que la période de symbole du signal émis T_s) et la dispersion temporelle du canal σ_τ . Donc, quatre situations sont possibles. Elles sont représentées sur la [figure 1.10](#) :

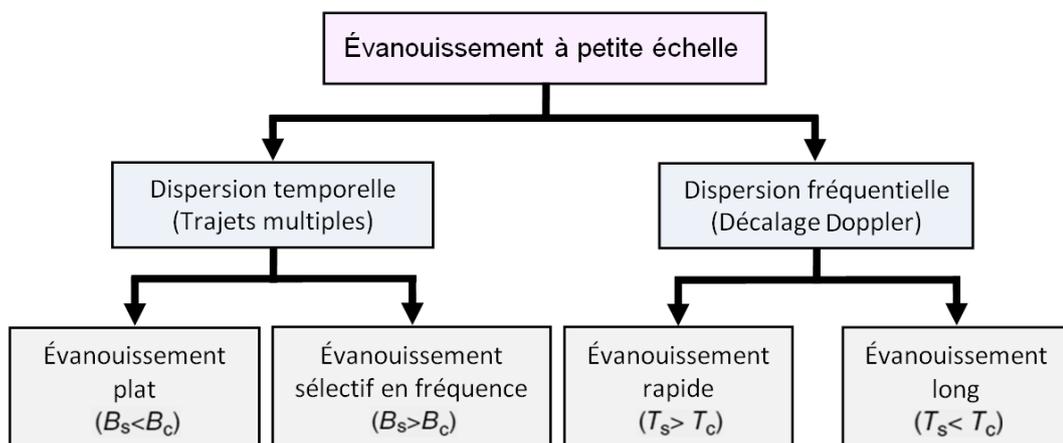


Figure 1.10 : Type d'évanouissement à petite échelle.

- Si $B_s \ll B_c \Leftrightarrow T_s \gg \sigma_\tau$: Les fréquences du spectre du signal subissent les mêmes amplifications ou atténuations. Dans ce cas, le canal est considéré comme non sélectif en fréquence et à «évanouissement plat».

- Si $B_s > B_c \Leftrightarrow T_s < \sigma_\tau$: Les fréquences du spectre sont décorrélés. Lors d'un évanouissement dans la bande de cohérence, une partie du signal seulement sera perturbée. Le canal est dit sélectif en fréquence.

- $B_s > B_d \Leftrightarrow T_s < T_c$: Le canal est dit à «évanouissement lent». Le canal est alors non-sélectif en temps. La réponse impulsionnelle du canal reste constante sur plusieurs symboles consécutifs.

- $B_s \ll B_d \Leftrightarrow T_s \gg T_c$: Le canal est dit à «évanouissement rapide». Dans ces conditions, la réponse impulsionnelle du canal varie de façon significative pendant la durée d'un symbole. Le canal est alors sélectif en temps.

1.4 Techniques de détection

Pour garantir les performances des systèmes de communication radiofréquence, le choix de la technique de détection convenable est nécessaire. Dans le cas de la détection des signaux CDMA, la nature des séquences utilisées influe sur le choix de la technique de détection à mettre en œuvre. Le détecteur à seuil est le plus couramment utilisé pour ce type de système, il ne prend en compte que la puissance reçue pour prendre une décision et ce sans tenir compte de l'informations apportée par la phase du signal reçu, puisqu'il utilise généralement un détecteur non-cohérent, qui va être présenté dans la section suivante.

La détection d'un bit des données transmises par le premier utilisateur, par exemple, se fait en fixant un seuil de décision suffisamment élevé, permettant ainsi de minimiser l'effet du bruit sur la qualité de la détection. Le niveau du seuil de décision doit aussi être inférieur au pic d'auto-corrélation de manière à ce que ce dernier puisse être détecté. Par conséquent, si le niveau de la puissance reçue est inférieur au seuil de décision, il sera décidé «0». Par contre, si la puissance à l'entrée du détecteur à seuil est supérieure au seuil de décision, il sera décidé «1». Le seuil de décision est un paramètre correspond à la nature des séquences émises.

Les défauts d'orthogonalité, des séquences PN utilisées dans les systèmes CDMA, sont les principales causes des interférences d'accès multiples MAI (Multiple Access Interference). Cette non-orthogonalité engendre un chevauchement entre les chips des séquences de chaque utilisateur, ce qui peut entraîner des erreurs de détection.

1.4.1 Détecteur quadratique

Le détecteur d'énergie est la structure employée pour effectuer l'opération de corrélation. Le détecteur joue un rôle fondamental dans le procédé d'acquisition, sa tâche est de détecter avec un degré élevé de fiabilité la présence des phases synchrones (H_1) ou non synchrones (H_0). La corrélation du signal est calculée sur une période finie NT_c (avec N est la longueur de

corrélation partielle et T_C est la durée d'un chip de la séquence PN (Pseudo Noise) ou bien T_d (Dwell time en anglais), connue sous le nom «temps d'intégration ou temps d'observation». Deux approches de base sont possibles ici, à savoir la détection cohérente et la détection non cohérente.

En général, la détection cohérente n'est pas employée dans le contexte de l'acquisition asynchrone des séquences PN, puisqu'elle nécessite la connaissance de la phase de la porteuse. Cette condition est parfois impossible à réaliser dans le cas d'un signal de très faible PSD (Power Spectral Density), en particulier lorsque le SNR (Signal to Noise Ratio) est faible. Dans ce cas, l'acquisition à base d'un détecteur non cohérent est la plus couramment utilisée. Le schéma fonctionnel du détecteur non cohérent quadratique à base d'un filtre adapté MF (Matched Filter) est montré par la [figure 1.11](#).

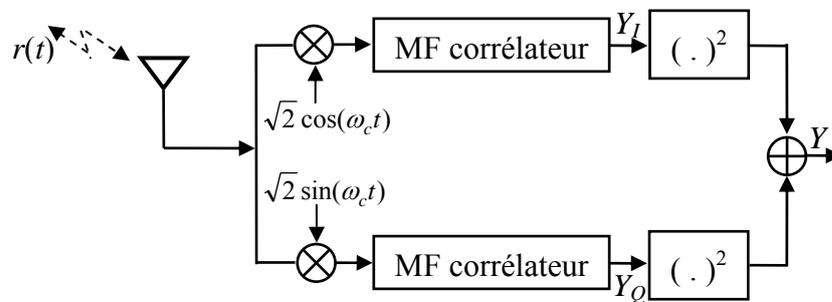


Figure 1.11 : Détecteur I-Q quadratique non cohérent basé sur un filtre adapté.

1.4.2 Formalisation du problème de détection

À une phase présumée τ , la sortie du détecteur (ou la variable de décision) Y est comparée à un seuil γ , pour prendre une décision au sujet de cette phase. Lorsque les codes (local et reçu) sont en phase (Hypothèse H_1), la synchronisation sera bien détectée avec une probabilité de détection P_d . On précise que, si le décalage du code local est moins petit que la durée d'un chip de la séquence PN; aussi bien que dans le cas de l'ajout du bruit thermique, trajets multiples, interférence d'accès multiple et l'évanouissement du signal, on peut rencontrer des situations où plus d'une position synchrone peut être trouvée dans la région d'incertitude. Ainsi, à la position synchrone (phase correcte), le détecteur déclarera que les codes sont alignés chaque fois que la sortie du détecteur dépasse la valeur du seuil.

Comme indique la [figure 1.12](#), Z_e est l'espace d'observation, qu'on appelle souvent la région d'incertitude. Dans notre cas, cet espace est divisé en deux sous-espaces, Z_{ei} , $i = 0,1$, correspondent au nombre d'hypothèses possibles H_i , $i = 0,1$. H_0 correspond au cas où, la

phase à testée τ n'est pas alignée avec la phase du code PN reçu (*non synchronisation*), alors que H_1 signifie que cette phase est alignée avec celle du code PN reçu (*synchronisation*).

$f_Y(y/H_i)$, $i = 0, 1$, correspond à la densité de probabilité conditionnelle du signal reçu $r(t)$ sous l'hypothèse H_i . Les sous-espaces Z_{ei} , $i = 0, 1$, correspondent aux régions où les hypothèses H_i , $i = 0, 1$, sont vraies. Les décisions correspondantes sont notées D_i , $i = 0, 1$, ce qui nous conduit à quatre situations possibles :

- ✓ Décider H_0 , alors que H_0 est vraie ($H_0 = 1, D_0 = 1$).
- ✓ Décider H_0 , alors que H_1 est vraie ($H_1 = 1, D_0 = 1$).
- ✓ Décider H_1 , alors que H_0 est vraie ($H_0 = 1, D_1 = 1$).
- ✓ Décider H_1 , alors que H_1 est vraie ($H_1 = 1, D_1 = 1$).

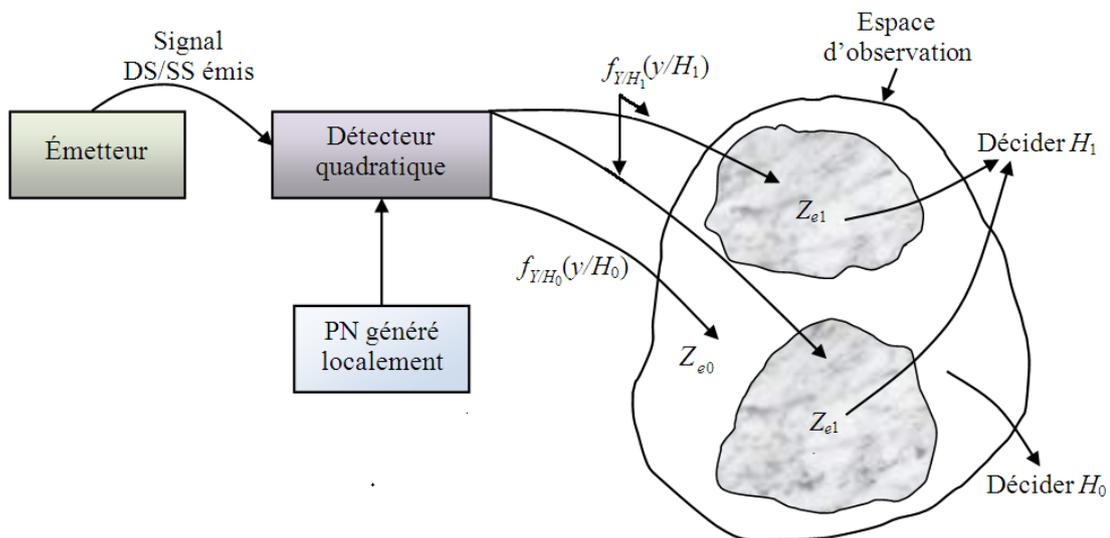


Figure 1.12 : Espace d'observation pour un système d'acquisition DS/CDMA.

Le premier et le dernier cas correspondent à une prise de décision correcte. Le dernier cas est une détection qui peut être mesurée avec une probabilité de détection P_D . Les deux autres cas correspondent à des décisions erronées, le premier est une non détection (mesuré avec une probabilité de non détection P_M ou encore «probability of miss» en anglais, avec $P_M = 1 - P_D$) et l'autre est une fausse alarme (mesurée avec une probabilité de fausse alarme P_{FA}). On donne :

$$P_{FA} = \int_{Z_{e1}} f_{Y/H_0}(y/H_0) dy \quad (1.18)$$

$$P_D = \int_{Z_{e1}} f_{Y/H_1}(y/H_1) dy \quad (1.19)$$

Les détecteurs à seuil utilisés dans le contexte de l'acquisition des séquences PN dans les systèmes CDMA peuvent être classés en deux groupes principaux, selon la méthode utilisée pour calculer le seuil de décision, à savoir les détecteurs à seuil fixe ou adaptatif.

1.4.3 Détection à seuil fixe

Dans ce cas, le seuil de détection est fixé en considérant l'un des critères de décision, qui vont être présentées dans les sections suivantes.

1.4.3.1 Critères de décision

Les trois principaux critères usuels de décision sont le critère de Bayes, le test de Minimax et le critère de Neyman-Pearson [35].

a) Critère de Bayes : Cette méthode exige la connaissance au préalable des probabilités d'apparition des deux hypothèses H_0 et H_1 (dites probabilités à priori des hypothèses H_0 et H_1). Elles sont notées P_0 et P_1 , respectivement et vérifiant la condition $P_0 + P_1 = 1$. De plus, les coûts de détection C_{ij} , $i, j = 0, 1$, qui sont assignés aux couples (D_i, H_j) , doivent être connus à priori avec les conditions $C_{ii} < C_{ij}$, $i \neq j$. Donc, on doit minimiser, en fonction des régions de décision Z_{ei} , une fonction risque définie comme étant, la moyenne statistique de l'ensemble des coûts associés aux probabilités de leurs situations, respectivement. Après des manipulations mathématiques détaillées dans [35], nous obtiendrons :

$$\Lambda(y) = \frac{f_{Y/H_1}(y/H_1)}{f_{Y/H_0}(y/H_0)} \quad (1.20)$$

$$\eta = \frac{P_0(C_{10} - C_{00})}{P_1(C_{01} - C_{11})} \quad (1.21)$$

où, $\Lambda(Y)$ est le rapport de vraisemblance et η est le seuil de décision. Ainsi, la stratégie de détection s'écrit :

$$\begin{array}{c} H_1 \\ > \\ \Lambda(y) < \eta \\ < \\ H_0 \end{array} \quad (1.22)$$

En général, la connaissance à priori des probabilités P_i , $i=0, 1$, et les coûts de détection C_{ij} , $i, j = 0, 1$, n'est pas toujours disponible. Il est donc indispensable de faire appel à d'autres critères de décision.

b) Critère de Minimax : Dans la plupart des cas pratiques, les probabilités à priori P_i , $i = 0,1$, ne sont pas connues, et le critère d'optimisation de la décision est basé sur les risques conditionnels \mathfrak{R}_j , $j = 0,1$. La règle de décision optimale est celle dont, la valeur maximale des risques conditionnels est minimale par rapport à d'autres règles. Cette règle de décision est connue sous le nom «critère de Minimax». Ce dernier est un cas particulier du critère de Bayes pour une distribution à priori la plus défavorable des hypothèses $P_i, i = 0,1$, pour laquelle le risque moyen de Bayes a la plus grande valeur. Cette approche consiste à sélectionner une valeur P_1 pour laquelle le risque est maximum, puis on minimise la fonction risque. Le rapport de vraisemblance devient alors :

$$\Lambda(Y) \begin{matrix} > & \frac{(1-P_1)(C_{10}-C_{00})}{P_1(C_{01}-C_{11})} \\ < & \end{matrix} \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} \quad (1.23)$$

et l'équation de minimax est donc :

$$(C_{11}-C_{00})+P_M(C_{01}-C_{11})-P_{FA}(C_{10}-C_{00})=0 \quad (1.24)$$

Le critère de minimax ne peut être utilisé que si l'on connaît les coûts des diverses erreurs. Donc, il est nécessaire de faire appel à d'autres tests, le plus employé est celui de Neyman-Pearson.

c) Critère de Neyman-Pearson : Contrairement au critère de Bayes, celui de Neyman-Pearson n'exige pas un nombre important d'hypothèses à priori. Il propose de fixer la probabilité de fausse alarme P_{FA} à une valeur fixe α . Ensuite, une fonction objective J est construite comme suit :

$$J(\beta) = P_M + \beta(P_{FA} - \alpha) \quad (1.25)$$

Le multiplicateur de Lagrange $\beta \geq 0$ est défini de manière à maximiser la probabilité de détection P_D ou alors minimiser la probabilité de non détection P_M . Substituons les relations donnant la probabilité de fausse alarme et celle donnant la probabilité de détection (ou P_M) dans l'équation (1.25). Après le développement mathématique cité en détail dans [35], la règle de décision est:

$$\Lambda(Y) = \frac{f_{y/H_1}(Y/H_1)}{f_{y/H_0}(Y/H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \beta \quad (1.26)$$

1.4.3.2 Inconvénients de détection à seuil fixe

Les critères de détection étudiés précédemment, se ramènent à la comparaison du signal reçu à un seuil fixe calculé à partir de plusieurs simulations sur un environnement bien spécifié. Ce seuil produit, soit un nombre excessif de fausses alarmes, soit une faible probabilité de détection, lorsque les caractéristiques statistiques du clutter et du bruit changent. Donc, on peut imaginer une stratégie de détection optimale répondant à des normes bien strictes concernant les probabilités de fausse alarme et de détection. Cette stratégie est basée sur le critère de Neyman-Pearson.

Nous pouvons alors, calculer la probabilité de fausse alarme P_{FA} et déduire le seuil de détection β , en considérant un canal AWGN dont sa pdf est donnée par [8] :

$$f_{Y/H_0}(y/H_0) = \frac{1}{2\sigma_N^2} e^{-\frac{y}{2\sigma_N^2}} \quad (1.27)$$

où

$$P_{FA} = \int_{\beta}^{+\infty} f_{Y/H_0}(y/H_0) dy = e^{-\frac{\beta}{2\sigma_N^2}} \quad (1.28)$$

En connaissant la variance du bruit σ_N^2 après l'opération de corrélation et en fixant la P_{FA} à 10^{-4} , le seuil est donc :

$$\beta = -2\sigma_N^2 \ln(P_{FA}) = -B \ln(P_{FA}) = 9.21B \quad (1.29)$$

où $B = 2\sigma_N^2 = N_0NT_c = 2(N_0/2)(NT_c)$.

En normalisant la puissance du bruit à l'unité, nous obtenons $\beta = 9.21$. La probabilité de fausse alarme nominale (qui est fixée à 10^{-4}) peut être donnée par l'expression suivante :

$$P_{FA_{nom}} = 10^{-4} = \exp\left(-\frac{9.21}{B_{nom}}\right) \quad (1.30)$$

où, $B_{nom} = 1$.

$$P_{FA} = e^{-\frac{\beta}{B}} = (e^{-\beta})^{\frac{1}{B}} = (P_{FA_{nom}})^{\frac{1}{B}} \quad (1.31)$$

Dans cette équation, la puissance du bruit B est affectée soit par la variation de sa PSD qui égale à $(N_0/2)$, soit par la variation de la longueur de corrélation partielle (NT_c) du détecteur non-cohérent.

Nous remarquons que le seuil de détection ; ainsi que la puissance du bruit interviennent au niveau de l'exposant de la probabilité de fausse alarme donnée par l'équation (1.31). Toute erreur d'estimation de l'un de ces deux paramètres implique une énorme déviation de sa valeur nominale. La [figure 1.13](#), illustre parfaitement cette situation. Une augmentation de la puissance du bruit B de 3 dB donne une P_{FA} de 0.01, c'est-à-dire, une multiplication par 100 de la valeur nominale. C'est pour cette raison que nous avons besoin des techniques de seuillage adaptatif.

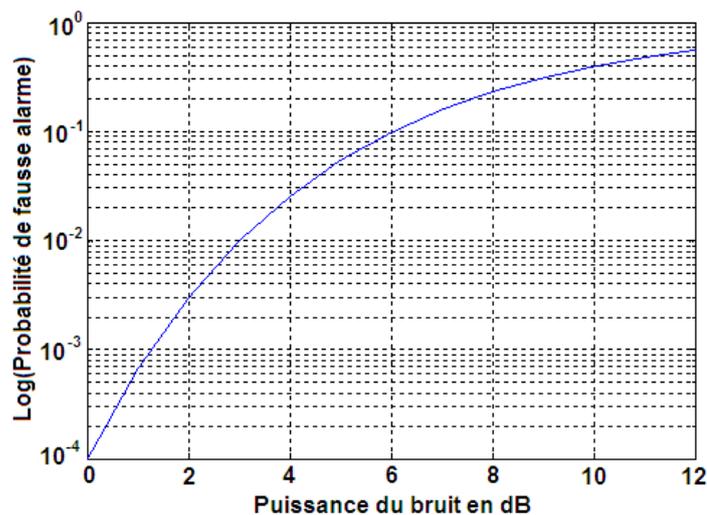


Figure 1.13 : Sensibilité de la probabilité de fausse alarme à la variation de la puissance du bruit.

1.4.4 Détection à seuil adaptatif

On a démontré dans la section précédente que les méthodes conventionnelles d'acquisition utilisant une valeur de seuil fixe posent des problèmes de variation des probabilités de détection et de fausse alarme lorsque l'environnement change. Pour choisir une valeur seuil, un système conventionnel fait plusieurs tests avec différentes valeurs seuil par simulation dans un environnement spécifique. Après plusieurs tests, le système choisit une valeur optimale de seuil. Donc, ces systèmes sont incapables de donner une bonne qualité de service pour les utilisateurs, parce qu'ils ne peuvent pas s'adapter aux variations des conditions de l'environnement [10].

Pour résoudre ce problème, on fait appel à des méthodes bien connues dans le domaine de la détection radar, dans les quelles on peut changer la valeur seuil adaptativement, en réalisant un taux de fausse alarme constant. Cette technique est connue sous le nom d'algorithme CFAR (Constant False Alarm Rate). Par conséquent, le système d'acquisition sera capable de s'adapter aux différents environnements de communication mobile.

L'idée de base des algorithmes CFAR est de calculer le seuil à partir de la pdf du signal de la sortie du détecteur non cohérent sous l'hypothèse H_0 . Elle nous permet de calculer la constante multiplicative T , en fixant la probabilité de fausse alarme P_{FA} à une valeur minimale désirée. Ainsi, le seuil sera le produit arithmétique de la valeur de T calculée à partir de la probabilité de fausse alarme préalablement fixée, et la puissance du bruit X estimée en temps réel, en fonction des variations des conditions de l'environnement.

Le principe de la technique de détection CFAR peut être schématisé par la [figure 1.14](#). Les échantillons sortant du détecteur quadratique sont envoyés en série vers un registre à décalage de longueur $M+1$. Les M cellules Z_i , $i=1, \dots, M$, appelées cellules de référence, représentent les sorties du détecteur non cohérent qui correspondent aux différents décalages (phases) possibles de la séquence PN. La statistique X est calculée en traitant les M cellules de références. La cellule Y , appelée cellule sous test (CUT : Cell Under Test), désigne la sortie de détecteur qui correspond à la phase de la séquence PN qu'on veut tester.

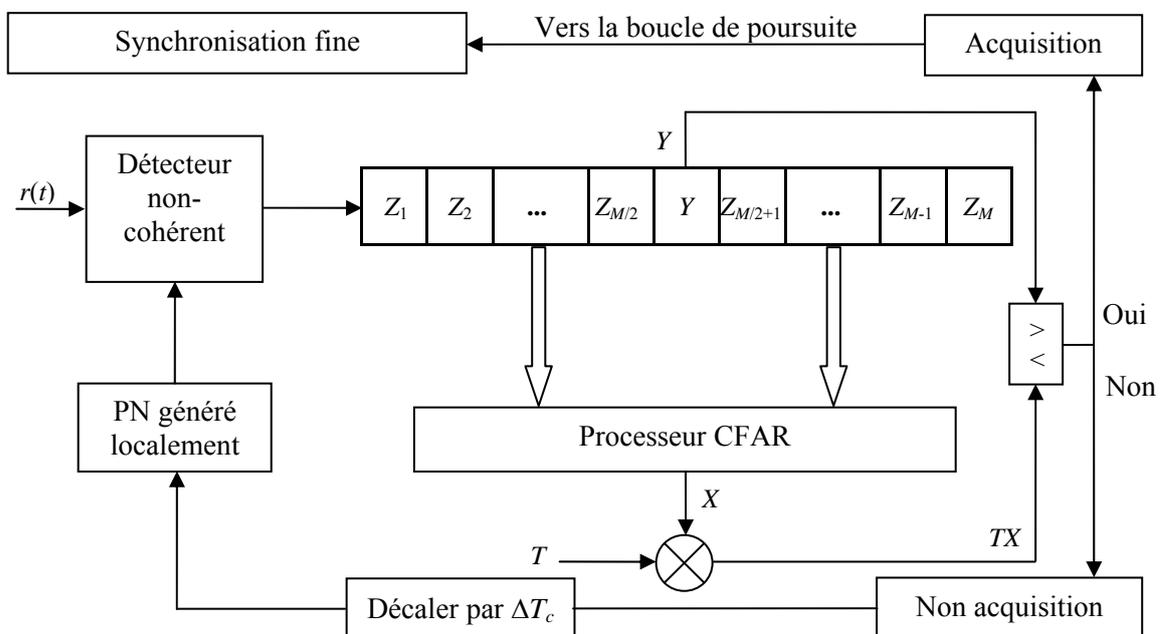


Figure 1.14 : Schéma bloc d'un système d'acquisition adaptative.

Si la valeur de Y dépasse la valeur du seuil adaptatif, on décide que la séquence PN générée localement est synchronisée avec la séquence PN reçue. Donc, la boucle de poursuite

est activée afin de réaliser une synchronisation fine entre les deux séquences PN pour déchiffrer l'information reçue.

Si la valeur de Y est inférieure à la valeur du seuil adaptatif XT , la phase du code PN reçu n'est donc pas synchronisée avec celle du code généré localement. Donc, le code PN local est retardé par une durée ΔT_C afin de tester d'autres cellules. Dans notre travail, la valeur de Δ est fixée à 1.

1.5 Détecteurs à taux de fausse alarme constant (CFAR)

Il existe plusieurs processeurs CFAR pour les différents environnements. La différence entre ces diverses procédures CFAR réside dans la méthode retenue pour effectuer l'estimation de la puissance du bruit, selon le type de l'environnement. Dans ce qui suit, on va citer quelques détecteurs CFAR utilisés dans le domaine de la détection radar et appliqués ensuite à l'acquisition des séquences PN dans les systèmes DS/CDMA, en donnant une brève explication du principe de fonctionnement de chacun d'eux. Ces détecteurs peuvent être regroupés en trois groupes principaux :

1.5.1 Détecteurs CFAR conventionnels

1.5.1.1 CA-CFAR ou CAAP

En utilisant le détecteur CA-CFAR (Cell-Averaging Constant False Alarm Rate) [36] ou CAAP (Cell-Averaging Adaptive Processor) [37], la valeur estimée de la puissance du bruit est obtenue en réalisant la somme des contenus des M cellules de référence Z_1, Z_2, \dots, Z_M , comme l'indique la [figure 1.15](#).

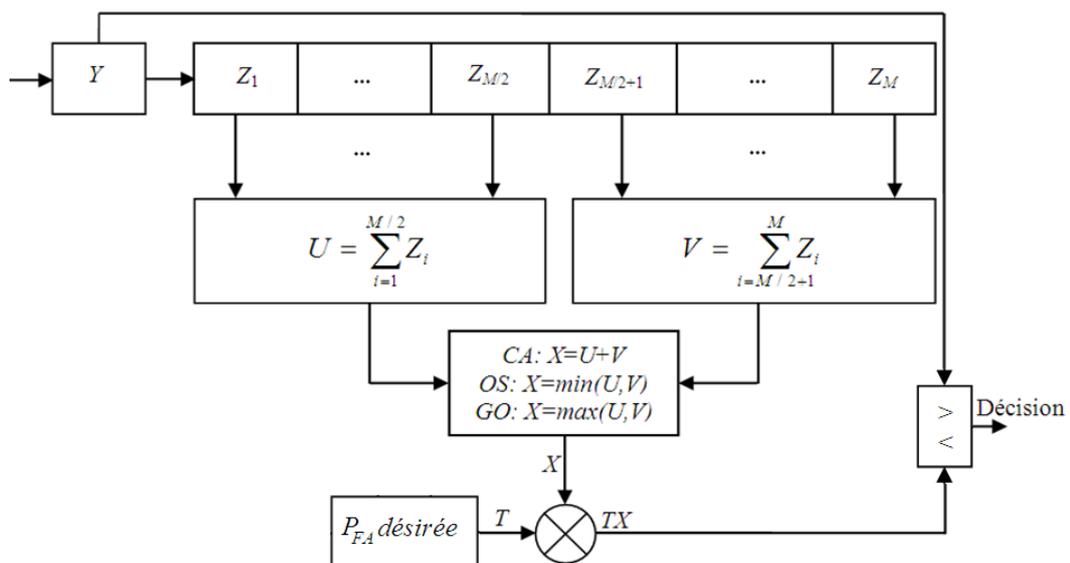


Figure 1.15 : Schéma fonctionnel des détecteurs CFAR conventionnels.

Dans un environnement homogène, il a été montré que la probabilité de détection P_D tend vers celle du détecteur optimal de Neyman-Pearson, où la puissance moyenne du bruit est connue à priori, lorsque la taille de la fenêtre de référence tend vers l'infini. Si les cellules de référence et la cellule sous-test contiennent du "clutter" homogène, ce détecteur est le plus performant.

Cette hypothèse n'est pas toujours vérifiée à cause des effets de bord. Ce phénomène se produit lorsqu'il y a une variation de la puissance moyenne du bruit dans les cellules de référence. Pour surmonter ce problème, la solution suggérée est donnée par les deux types des détecteurs CFAR qui vont être présentés dans les sections suivantes.

1.5.1.2 GO-CFAR

Le détecteur GO-CFAR (Greatest Of CFAR) [38] est appliqué dans le cas où la cellule testée comporte du 'clutter' et les cellules de référence contiennent du bruit (bruit thermique seulement). Dans ce cas, le seuil est petit ce qui donne une probabilité de fausse alarme élevée. Cette méthode consiste à prendre le maximum de U et V comme indique la [figure 1.15](#), afin d'augmenter le seuil est donc diminuer les fausses alarmes.

1.5.1.3 SO-CFAR

Le détecteur SO-CFAR (Smallest Of CFAR) [11] est employé dans le cas où la cellule sous test comporte le bruit, alors que quelques cellules référence contiennent du clutter. Cette méthode consiste à prendre le minimum de U et V , comme indique la [figure 1.15](#). Ce détecteur, est moins sensible à la perte de détection mais le nombre de cellules de référence doit être élevé.

1.5.2 Détecteurs CFAR à points de censure fixes

1.5.2.1 OS-CFAR ou OSAP

Le détecteur OS-CFAR (Order Statistics CFAR) [39] ou OSAP (Order Statistics Adaptive Processor) [13] est illustré par la [figure 1.16](#). Dans ce détecteur les échantillons de la fenêtre de référence sont classés dans un ordre croissant tels que :

$$Z_{(1)} < Z_{(2)} < \dots < Z_{(k)} < \dots < Z_{(M-1)} < Z_{(M)} \quad (1.32)$$

La sortie X du processus OS-CFAR est donnée par, $X = Z_{(k)}$. Le signal provenant de la cellule sous-test est comparé au seuil adaptatif TX . Le facteur T est calculé à partir de la probabilité de fausse alarme du détecteur OS-CFAR.

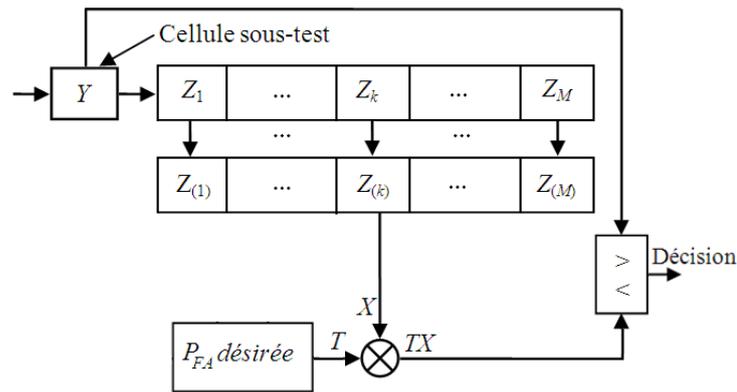


Figure 1.16 : Schéma fonctionnel du détecteur OS-CFAR.

1.5.2.2 CMLD-CFAR

En utilisant le détecteur CMLD-CFAR (Censored Mean Level Detector-CFAR) [20], représenté par la figure 1.17, les échantillons de la fenêtre de référence sont classés dans un ordre croissant tels que :

$$Z_{(1)} < Z_{(2)} < \dots < Z_{(k)} < \dots < Z_{(M-1)} < Z_{(M)} \quad (1.33)$$

Ensuite, les k cellules de plus grandes puissances sont censurées, où k est une valeur fixe représentant le nombre de cellules qui contiennent les signaux des trajets multiples du premier utilisateur. Les cellules restantes sont combinées, pour donner une évaluation du niveau de la puissance du bruit X , de la manière suivante :

$$X = \sum_{i=1}^{M-k} Z_{(i)} \quad (1.34)$$

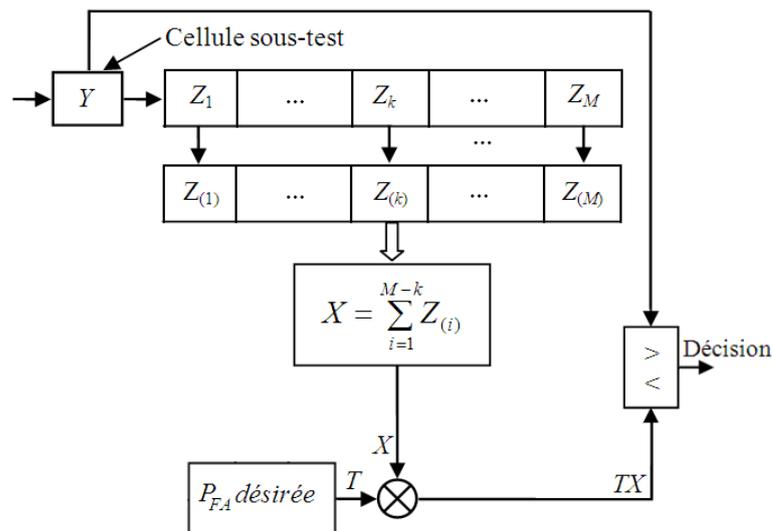


Figure 1.17 : Schéma fonctionnel du détecteur CMLD-CFAR.

1.5.2.3 TM-CFAR

Le détecteur TM-CFAR (Trimmed Mean-CFAR) a été proposé par Gandhi et Kassam [40] est appliqué pour la première fois à l'acquisition adaptative des séquences PN dans les systèmes DS/CDMA par Sofwan et Barkat [21], il peut être schématisé par la figure 1.18. Après la mise en ordre croissant des cellules de référence, k_1 cellules des plus petites valeurs et k_2 cellules des plus grandes valeurs sont éliminées, avec k_1 et k_2 sont des nombres prédéfinis à l'avance représentant l'extrémité inférieure et l'extrémité supérieure des cellules à censurées, respectivement. Cette technique est robuste dans le cas de la présence des interférences dans les cellules de référence et lorsque le clutter de l'environnement est non homogène. La valeur estimée de la puissance du bruit est donc calculée par :

$$X = \sum_{i=k_1}^{M-k_2} Z_{(i)} \quad (1.35)$$

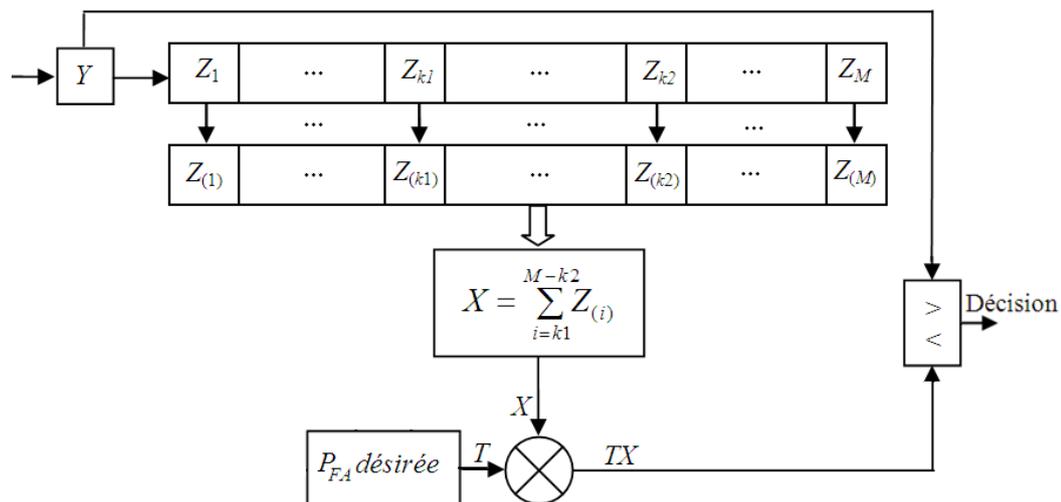


Figure 1.18 : Schéma fonctionnel du détecteur TM-CFAR.

1.5.3 Détecteurs CFAR à points de censure automatique :

1.5.3.1 ODV-CFAR ou ACAP

Le détecteur ODV-CFAR (Ordered Data Variability-CFAR) [22] ou ACAP (Automatic Censoring Adaptive Processor or Automatic Censoring Acquisition Processor) [16], basé sur la variabilité des données ordonnées, choisit dynamiquement quelques cellules de référence pour calculer le seuil, il peut être expliqué par la figure 1.19. Les cellules de référence sont rangées premièrement dans l'ordre croissant selon leur puissance pour former les échantillons ordonnés :

$$Z_{(1)} \leq Z_{(2)} \leq \dots \leq Z_{(k)} \leq \dots \leq Z_{(M)} \quad (1.36)$$

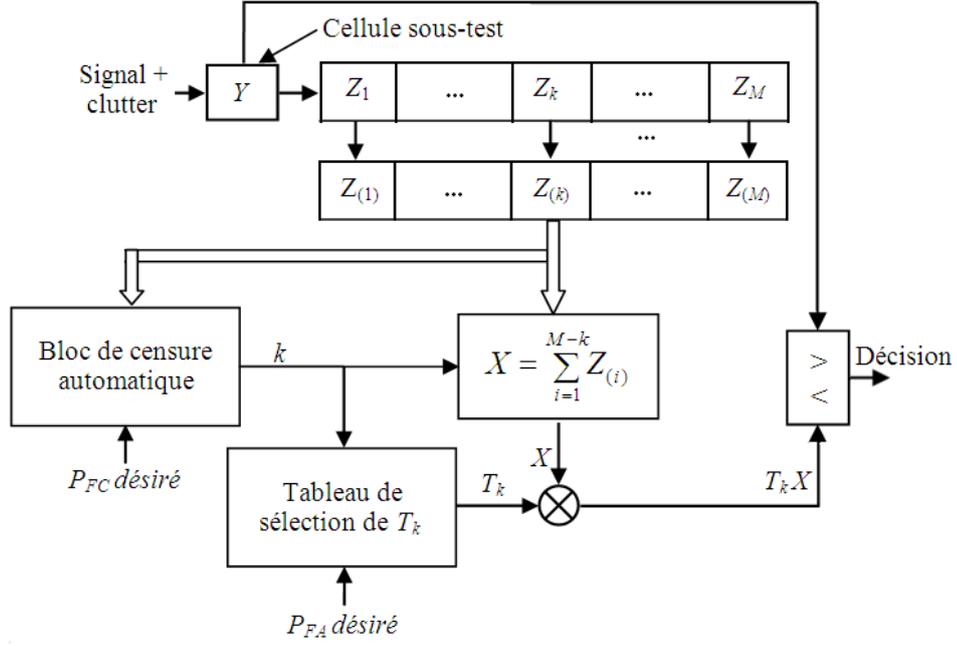


Figure 1.19 : Schéma fonctionnel du détecteur ODV-CFAR.

Après la censure des k cellules de plus grande puissance, qui sont considérées comme des cellules interférentes, les $(M-k)$ cellules restantes sont employées pour estimer le niveau de puissance du bruit, elle est donnée par :

$$X = \sum_{i=1}^{M-k} Z(i) \quad (1.37)$$

La valeur estimée du nombre des trajets multiples k est employée pour donner la statistique X et la valeur de la constante multiplicative T_k , qui réalise la probabilité fausse alarme désirée (P_{FA_k}).

En utilisant l'algorithme ODV-CFAR, le niveau de la puissance de bruit est estimé initialement par les p cellules des plus basses puissances. Noter que, la valeur du paramètre p doit être supérieure ou égale à 12 [22, 16, 17]. Puis, à chaque $k^{ième}$ étape ($k = 0, 1, \dots, M-p-1$) de l'algorithme ODV-CFAR, le sous-ensemble de la population ordonnée $E_z = \{Z_{(1)}, Z_{(2)}, \dots, Z_{(p)}, Z_{(M-k)}\}$ est formé et la statistique V_k , qui peut être considérée comme un paramètre de forme de la population E_z , est calculée comme suit [41] :

$$V_k = \frac{\mu_p + [Z_{(M-k)}]^p}{[\sigma_p + Z_{(M-k)}]^p} \quad (1.38)$$

avec, $\sigma_p = \sum_{i=1}^p Z_{(i)}$ et $\mu_p = \sum_{i=1}^p [Z_{(i)}]^p$.

Puis, la statistique V_k est comparée au seuil S_k pour décider si les cellules utilisées pour calculer V_k sont une population homogène (H_h) ou non homogène (H_{nh}) selon le test d'hypothèse ODV suivant [41] :

$$V_k \underset{H_h}{\overset{H_{nh}}{>}} S_k \quad (1.39)$$

où, S_k ($k = 0, 1 \dots M - p - 1$) est le seuil correspondant pour fixer la probabilité de fausse censure (P_{FC}) qui est donnée par [22] :

$$P_{FC} = \Pr\{V_k > S_k / [Z_{(1)}, Z_{(2)}, \dots, Z_{(M-k)}] \text{ homogène}\} \quad (1.40)$$

Le test donné par l'équation (1.39) est répété pour ($k = 0, 1 \dots M - p - 1$), tant que l'hypothèse H_{nh} est vraie. Ceci est continué jusqu'à la première détection de l'hypothèse homogène H_h . Si l'hypothèse homogène H_h n'est pas détectée, l'algorithme ODV-CFAR est répété afin examiner toutes les ($M - p$) cellules des plus grandes puissances. A ce point, l'algorithme de censure est arrêté pour donner le nombre des cellules interférentes k (les cellules de plus grandes puissances qui doivent être censurées), et pour choisir le facteur multiplicatif T_k , tel que la probabilité de fausse alarme P_{FAk} est maintenue constante à la valeur désirée.

L'algorithme ODV-CFAR peut être résumé comme suit [16, 22, 41] :

1. $k = 1$.
2. Former la population ordonnée $E_z = \{Z_{(1)}, Z_{(2)}, \dots, Z_{(p)}, Z_{(M-k)}\}$.
3. Calculer le paramètre de forme V_k du sous-ensemble E_z .
4. réaliser le test d'hypothèse ODV donné par l'équation (1.39).
Répéter les tâches 2-4 pour $k = 0, 1 \dots$, jusqu'à ce que H_h soit vraie ou $k = M - p$.
5. Obtenir le nombre k (nombre estimé de cellules à censurer).

1.5.3.2 ATM-CFAR

Le détecteur ATM-CFAR (Automatic Trimmed-Mean-CFAR) est proposé et appliqué, pour la première fois dans le contexte de l'acquisition adaptative des séquences PN, par Sofwan et al. [23]. Son objectif est de minimiser les fausses alarmes et améliorer les performances en détection, dans le cas de la présence des phénomènes des trajets multiples et des utilisateurs multiple «présence des MAI (Multiple Access Interference)», dans le canal de transmission.

D'après la figure 1.20, le processeur ATM-CFAR censure k_1 cellules de la frontière basse et k_2 cellules de la frontière haute pour éliminer l'effet des signaux interférents. Par

conséquent, les frontières, comme points de démarcation de la détermination des valeurs aberrantes (atypiques, exceptionnelles, extrêmes ou outliers en anglais), sont situées aux positions k_1 et $M-k_2$, qui sont obtenus en utilisant la technique de «la boîte à moustaches» ou «Box plot». L'intervalle interquartile (IQR) mesure la dispersion statistique qui est égale à la différence entre le troisième (Q_3) et le premier (Q_1) quartiles. Une valeur aberrante est une variable aléatoire qui réside dans la région des valeurs aberrantes situées au-dessous de la frontière basse LF (Lower Fence) ou au-dessus de la frontière haute UF (Upper Fence), telles que :

$$LF = Q_1 - \rho(IQR) \tag{1.41}$$

$$UF = Q_3 + \rho(IQR) \tag{1.42}$$

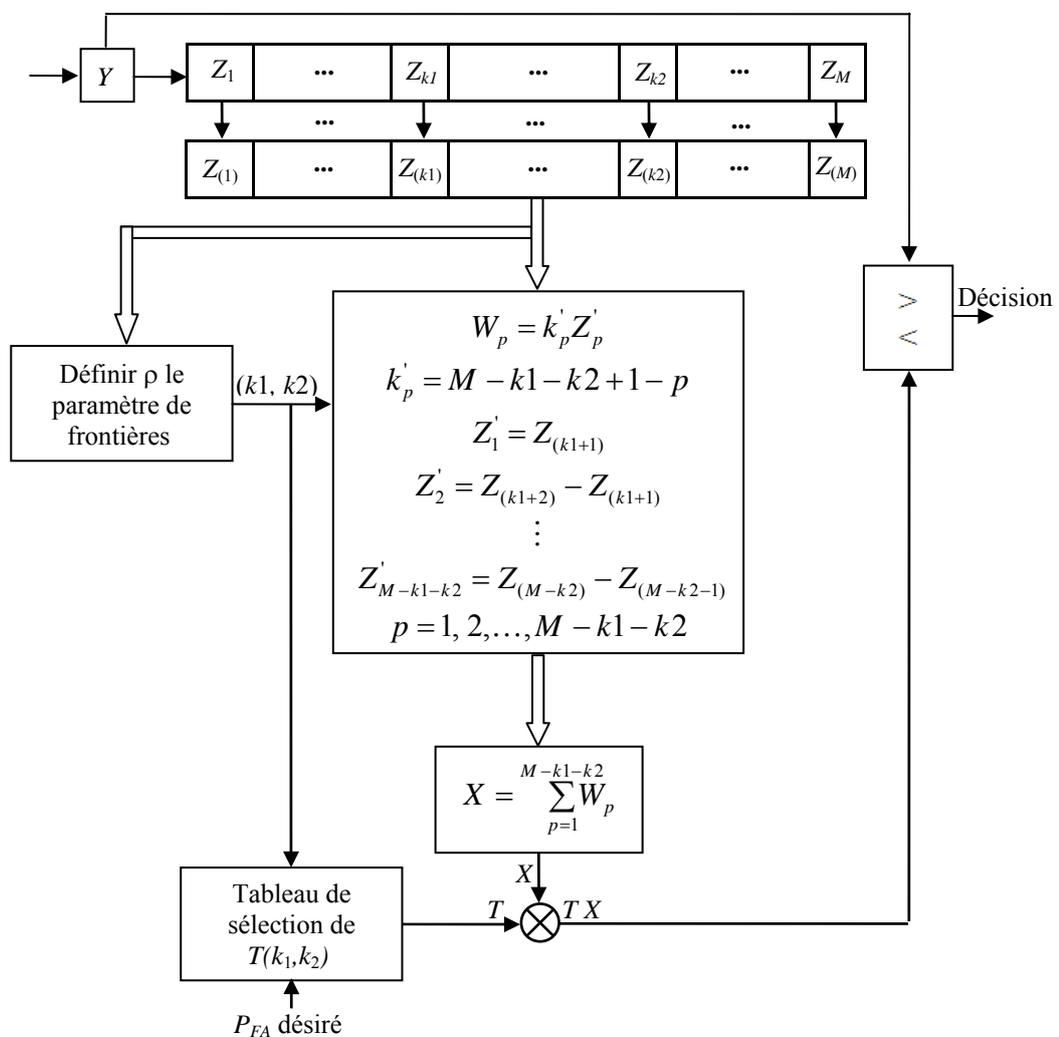


Figure 1.20 : Schéma fonctionnel du détecteur ATM-CFAR.

avec, ρ est une valeur multiplicative utilisée pour déterminer les frontières des valeurs aberrantes. Les valeurs k_1 et k_2 sont obtenues automatiquement, en temps réel, en utilisant l'algorithme suivant :

1- Ranger les cellules de référence dans l'ordre croissant selon leur puissance pour former les échantillons ordonnés $Z_{(1)} \leq Z_{(2)} \leq \dots \leq Z_{(k)} \leq \dots \leq Z_{(M)}$, puis calculer les valeurs LF et UF selon la valeur multiplicative ρ donnée.

2- Définir la valeur initiale de $k=1$ comme un indice de cellules pour l'exploration des contenues des cellules de référence.

3- Pour déterminer la valeur de k_1 , faire la comparaison suivante $LF \leq Z_{(k)}$. Tend que cette condition est vraie augmenter k ; Sinon, obtenir $k_1 = k$.

4- Pour obtenir la valeur de k_2 , évaluer la condition $UF \geq Z_{(k)}$ et faire augmenter la valeur de k . Si cette condition est vraie, donc on peut mettre $k_2 = k$. Sinon, répéter cette étape en incrémentant k .

Une fois les valeurs k_1 et k_2 sont obtenues en utilisant l'algorithme ci-dessus, on censure k_1 cellules de l'extrémité inférieure et k_2 cellules de l'extrémité supérieure. Ensuite, on effectue une transformation de variable aléatoire sur les cellules restantes pour obtenir :

$$W_p = k'_p Z'_p \quad (1.43)$$

avec, $k'_p = M - k_1 - k_2 + 1 - p$, $p = 1, 2, \dots, M - k_1 - k_2$ et

$$\begin{aligned} Z'_1 &= Z_{(k_1+1)} \\ Z'_2 &= Z_{(k_1+2)} - Z_{(k_1+1)} \\ &\vdots \\ Z'_{M-k_1-k_2} &= Z_{(M-k_2)} - Z_{(M-k_2-1)} \end{aligned} \quad (1.44)$$

La valeur estimée de la puissance du bruit X est obtenue par les $(M - k_1 - k_2)$ cellules restantes (non censurées), comme suit :

$$X = \sum_{p=1}^{M-k_1-k_2} W_p \quad (1.45)$$

La valeur estimée de la puissance du bruit X est ensuite multiplier par la constante T afin de réaliser la probabilité de fausse alarme désirée.

1.6 Conclusion

Un système de communication numérique doit transmettre l'information le plus efficacement possible à travers un environnement de propagation spécifique. Donc, il est nécessaire de comprendre et modéliser les phénomènes de propagation qui présentent des caractéristiques particulièrement défavorables, telles que la propagation à trajets multiples et l'effet Doppler. Ces phénomènes peuvent dégrader considérablement les performances du système de transmission. Pour cela, plusieurs types de canaux de propagation sont présentés dans ce contexte, à savoir : le canal à bruit blanc Gaussien AWGN (Additive White Gaussian Noise) et à évanouissement de Rice, Nakagami et Rayleigh que l'on utilisera par la suite.

Comme l'amélioration des performances des systèmes de communications radio nécessite l'utilisation d'un processus de décision sophistiqué, qui peut s'adapter avec les différents canaux de transmission, on a présenté les différentes techniques de détection à la fin de ce chapitre, en se concentrant sur la technique CFAR qui est à la base de nos contributions.

Chapitre 2

Évolution des systèmes de télécommunications et techniques de multiplexage

Sommaire

- 2.1 Introduction
 - 2.2 Évolution des systèmes de télécommunications
 - 2.3 Techniques de multiplexage
 - 2.4 Étalement du spectre
 - 2.5 Synchronisation
 - 2.6 Conclusion
-

« On fait la science avec des faits, comme on fait une maison avec des pierres : mais une accumulation de faits n'est pas plus une science qu'un tas de pierres n'est une maison. »

Henri Poincaré

2.1 Introduction

L'augmentation du nombre d'accès simultanés au canal de transmission, appelé *capacité du système*, est l'une des contraintes qui limitent le développement des systèmes de communication, surtout parce que la bande de fréquence allouée à chaque système est de largeur limitée. Cela nous oblige à utiliser les ressources disponibles de la façon la plus judicieuse possible. Un aspect important est de savoir comment partager cette bande de fréquence entre les différents utilisateurs, c.à.d. la technique d'accès multiple.

Dans ce chapitre, nous présenterons un bref historique sur l'évolution des systèmes de communications radio-mobiles, puis nous expliquerons les différentes techniques de multiplexage, en détaillant la technique CDMA parce qu'elle est la méthode d'accès multiple la plus répandue dans les nouvelles générations des systèmes de communication.

2.2 Évolution des systèmes de télécommunications

Au cours des dernières décennies, l'industrie sans fil a reçu une croissance remarquable, en termes de technologies mobiles et ses abonnés. La demande élevée du trafic des données (courriels, photos, musique, vidéo) sur les réseaux est explosivement augmentée et dépasse le trafic vocal. Cette augmentation est due à la popularité croissante des smartphones et d'autres services de données des mobiles, tels que les tablettes numériques, les notebooks, ... etc. [42]. En novembre 2007, le nombre d'abonnements mondiaux de téléphonie mobile avait atteint 3.3 milliards, aussi plus de 798 millions de personnes autour du monde ont accédé à l'Internet ou l'Internet mobile à l'aide d'un téléphone mobile [24]. Cependant, ce nombre a continué à augmenter exponentiellement pour dépasser les 7 milliards d'abonnés à la fin de l'année 2015. Donc, la pénétration des abonnements mobiles mondiaux est environ 97%. La [figure 2.1](#) présente l'évolution du nombre d'abonnés mobiles à travers le monde.

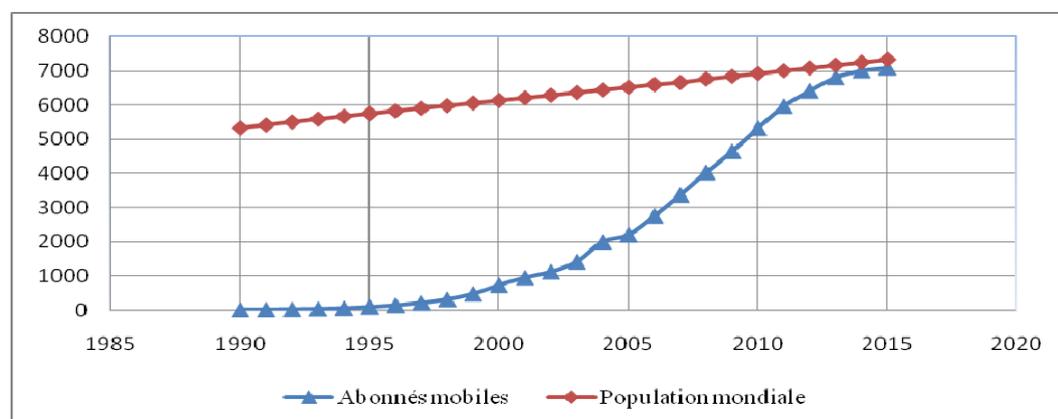


Figure 2.1 : Evolution du nombre d'abonnés mobiles à travers le monde (en millions).

Jusqu'à ce jour et pour satisfaire les demandes croissantes de débits et de qualité de services demandés par les utilisateurs mobiles, quatre générations des systèmes de communication cellulaires ont été adoptées (la cinquième génération est en cours d'étude), elles sont résumées dans le [tableau 2.1](#). La différence entre ces générations réside principalement dans les techniques mises en œuvre pour accéder à la ressource radio. Une nouvelle génération a émergé, à peu près, tous les 10 ans depuis le début des années 80, commençant par les systèmes cellulaires analogiques de la première génération (1G) en 1981, suivi de la deuxième génération qui utilise la technologie numérique en 1992, ensuite la 3G en 2001, et finalement la 4G LTE-A en 2011 [\[43\]](#), voir la [figure 2.2](#).

Tableau 2.1 : Évolution des caractéristiques de la téléphonie cellulaire.

Standard	Génération	Caractéristiques	Débit réel
GSM (Global systems for mobile communications)	2G	Permet le transfert de la voix ou des données numériques de faible volume.	9,6 Kbit/S
GPRS (General Packet Radio Services)	2.5G	Permet le transfert de la voix ou des données numériques de volume modéré.	48 Kbit/S
EDGE (Enhanced Data rate for GSM Evolution)	2.75G	Permet le transfert simultané de la voix et des données numériques.	171 Kbit/S
UMTS (Universal Mobile Telecommunication System)	3G	Permet le transfert simultané de la voix et des données numériques à haut débit	384 Kbit/S
LTE (Long Term Evolution)	3.9G	Réduit le délai d'accès au réseau et améliore la qualité de service.	300 Mbit/S
LTE-Advanced (Long Term Evolution-Advanced)	4G	Débit plus élevé et meilleure performance radio par rapport à ses prédécesseurs.	1 Gbit/S

Une brève vue de l'évolution des systèmes de télécommunications est comme suit :

2.2.1 Avant la radiotéléphonie

Dès l'antiquité, les êtres humains avaient besoin des communications sans-fil. Ils utilisaient initialement les signaux lumineux ou sonores pour communiquer sur de très courtes distances. Cependant, le premier véritable système de communication à distance n'apparaît qu'en 1771, il était inventé par le physicien Claude Chappe, c'est le *télégraphe de Chappe* schématisé par la [figure 2.3](#).

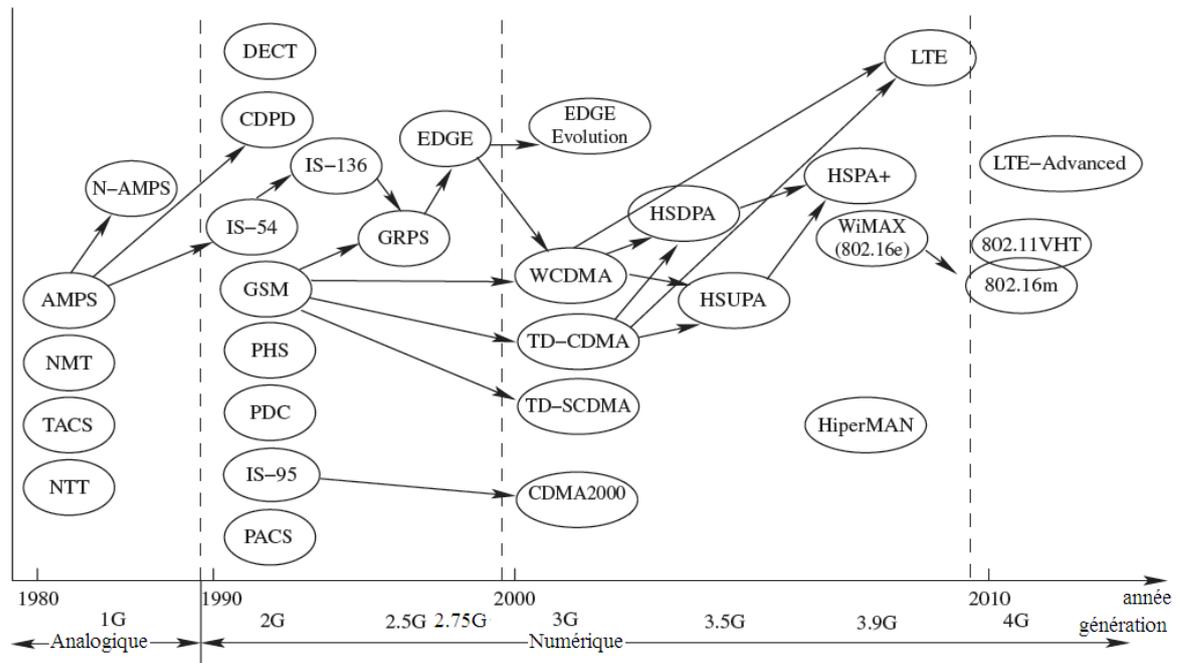


Figure 2.2 : Évolution des technologies mobiles [44].

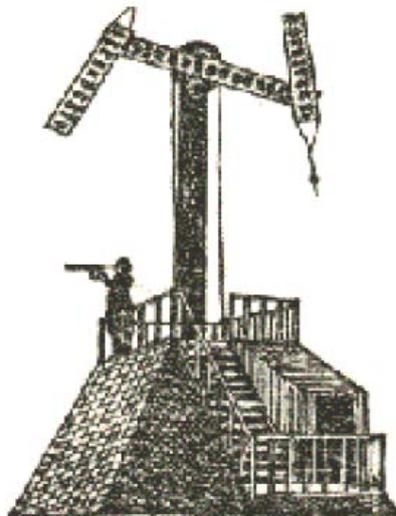


Figure 2.3 : Télégraphe de Chappe (1791) [45].

En 1791, il réalisa sa première communication entre Parcé-Sur-Sathe et Brûlon (sur une distance de 14 km) et en août 1794, il termina l'installation de la première ligne de télégraphe optique, d'environ deux cents kilomètres, entre Paris et Lille qui est ensuite étendu en étoile vers la province, sur une ligne d'environ cinq-mille kilomètres. En 1832, le physicien américain Samuel Finley Breese Morse a inventé le télégraphe électrique présenté sur la [figure 2.4](#), utilisant une ligne électrique pour relier l'émetteur et le récepteur, qui a remplacé l'ancien télégraphe. Ce télégraphe a été installé en 1837 à la grande Bretagne et jusqu'à l'année 1845 en France [46].



Figure 2.4 : Télégraphe de Morse (1832) [47].

La première communication téléphonique historique est réalisée par l'ingénieur canadien Alexander Graham Bell avec son assistant Thomas Watson en 1876, [figure 2.5](#). L'année 1877 marque la naissance du téléphone et la mise en service des lignes téléphoniques régulières aux Etats-Unis.



Figure 2.5 : Alexander Graham Bell, première communication téléphonique (1876) [48].

L'histoire des communications sans-fil est débutée réellement en 1901 grâce au physicien italien Guglielmo Marconi qui a arrivé à établir la première liaison radio, à travers l'océan atlantique, entre la Cornouailles (Angleterre) et la Terre-Neuve (Canada), sur une distance de 3400 km [49]. Les premières émissions régulières de la radiodiffusion ont commencé en 1922, depuis la tour Eiffel à Paris. En 1935, la télévision française a diffusé sa première émission officielle. Le Talkie-Walkie, utilisé par l'armée américaine, a été créé en 1940 par Motorola.

2.2.2 Génération zéro (0G)

L'apparition de la génération zéro (0G) de la téléphonie mobile est signée en 1946. Parmi ses standards, on peut citer :

- MTS (Mobile Telephone System) apparue en 1946 aux Etats-Unis, c'est le premier système de la 0G, il a été mis en service par Bell Telephone Company. Ce système ne peut fonctionner qu'à l'aide des opérateurs téléphoniques qui établissent manuellement les communications entre les utilisateurs.

- IMTS (Improved Mobile Telephone System) apparue en 1960: ce système est une version améliorée du MTS ou le nombre des canaux de communication est augmenté et la communication entre les utilisateurs est établit directement sans passer par les opérateurs téléphoniques.

2.2.3 Première génération (1G)

Cette génération de communication mobile a été annoncée vers la fin des années 70, elle a marqué des changements fondamentaux dans les systèmes radio-mobiles, notamment le *réseau cellulaire*. Ses principaux abonnés étaient [50]:

- NTT (Nippon Telephone and Telegraph), c'est le premier système cellulaire analogique, il était mis en service en 1979.

- NMT (Nordic Mobile Telephone) qui a été essentiellement conçu dans les pays nordiques (Scandinavie) et utilisé dans d'autres pays de l'Europe (France, Suisse et Pays-Bas), il est mis en service au début de l'année 1981.

- AMPS (Advanced Mobile Phone System), produit par les Bell Labs en 1983, est lancé aux Etats-Unis (Amérique du Nord).

- TACS (Total Access Communication System), qui repose sur la technologie AMPS, a été fortement utilisé en Grande Bretagne (Royaume-Uni, Italie, Espagne, Autriche).

- JTACS (Japan Total Access Communications System) au Japon.

La technologie 1G reposait sur un système de communications analogique qui a été conçu pour des transmissions de la voix avec un débit atteint 2.4 Kbps. Elle emploie la modulation de fréquence (FM), la technique d'accès multiple FDMA et une largeur de bande de 30 KHz. Tous les systèmes 1G sont totalement disparus, parce que cette technologie a beaucoup d'inconvénients, on cite a titre d'exemples [24]:

- (i) La mauvaise qualité et la sécurité sans cryptage dues à la modulation analogique utilisée.

(ii) Le nombre limité des abonnés dû à la technique de multiplexage utilisée ou chaque utilisateur emploie deux fréquences (canaux), une pour la liaison descendante (station de base (SB) vers mobile) et l'autre pour la liaison montante (mobile vers SB). En plus, la séparation de ces deux fréquences est nécessaire pour la possibilité d'implémenter un duplexeur.

(iii) Elle est limitée au service de la 'voix'.

(iv) Ces systèmes sont incompatibles puisqu'ils n'ont pas une norme internationale unifiée.

(v) La mauvaise performance de la batterie.

(vi) Les dimensions des terminaux sont importantes.

2.2.4 Deuxième génération (2G)

Le système GSM (Global systems for mobile communications) était le premier système de 2^{ème} génération; il a été annoncé au début des années 90 en Europe. Ce système utilise une technologie numérique qui a été conçue pour la transmission des signaux vocales avec un débit atteint 9.6 Kbps, la modulation GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying), la technique d'accès multiple TDMA et une bande de fréquence de 200 KHz. Cette génération inclut aussi les standards PDC (Personal Digital Cellular) TDMA au Japon, et IS-54/IS-136 et IS-95 (Interim Standard 95 ou CDMA one) aux USA (United States American), ce dernier utilise la technique de multiplexage CDMA [24]. La technologie 2G est caractérisée par :

(i) Le développement de la norme internationale unifiée pour les communications mobiles, qui a incité à la croissance de la technologie des communications mobiles dans le monde entier.

(ii) Services améliorés.

(iii) Sécurité du réseau renforcée par l'utilisation d'un cryptage numérique.

(iv) Capacité du système améliorée.

(v) Diminution de la consommation de puissance et donc la batterie de l'équipement mobile dure un temps plus long.

Cependant, le GSM souffre d'un débit bas, qui a conduit à une amélioration du système cellulaire par la technologie GPRS (General Packet Radio Services). Cette technologie est considérée comme 2.5G et emploie la technologie de commutation par paquets avec la commutation du circuit qui a été adoptée par le GSM. Le débit est amélioré à 50 kbps mais, la technique de modulation, la méthode de multiplexage et la bande de fréquence sont semblables à celle employées dans le GSM. Le GPRS est une étape évolutionnaire vers l'EDGE (Enhanced Data rate for GSM Evolution), qui peut être considéré comme une technologie radio prés-3G et conçu pour fournir des débits atteint 200 kbps. La norme EDGE

(2.75G) est construite en se basant sur la norme existante GSM, en utilisant la même technique de multiplexage et la même bande de fréquence; mais elle utilise la technique de modulation 8PSK (eight-Phase Shift Keying) avec la modulation GMSK. La modulation 8PSK offre des débits plus élevés avec une couverture réduite, tandis que la modulation GMSK est employée comme un mode robuste pour couvrir une large région. L'EDGE a été ajouté pour améliorer les services de commutation de paquets et permettre de nouvelles applications de données haut débit, telles que les applications multimédia [24].

2.2.5 Troisième génération (3G)

Les Standards de 3G sont développés par l'ITU (International Telecommunication Union) sous le nom IMT-2000 (International Mobile Telecommunications 2000). Le premier standard 3G a été celui de NTT DoCoMo au Japon ouvert le premier octobre 2001. Cette génération regroupe deux familles de technologies ayant connues un succès commercial au plan mondial: l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System appelée aussi WCDMA «Wideband CDMA»), qui est largement déployé en Europe (évolution du GSM) et le CDMA2000, qui correspond à l'évolution de la norme IS-95 et étendue principalement en Asie et en Amérique du Nord. Les interfaces radio de ces deux familles reposent sur des caractéristiques techniques identiques, notamment une technique d'accès multiples à répartition par les codes (CDMA). Ces deux standards ont pour objectif de garantir des services multimédia (Voix, données, images) à haut débit (de 384 Kbits/s à 2Mbits) via internet et une couverture radio transparente et globale [51].

Le HSPA (High Speed Packet Access) est la fusion des deux protocoles, le HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) et le HSUPA (High Speed Uplink Packet Access), le HSDPA est considéré comme 3,5G. Le HSPA a étendu et amélioré les performances des protocoles WCDMA (Wide-band CDMA) existants, il est capable de délivrer des capacités de transmission de données avec des débits allant jusqu'à 14,4 Mbits/s sur la liaison descendante et 5,8 Mbits/s sur la liaison montante. Afin d'améliorer le débit, le HSOPA (High-Speed OFDMA Packet Access), aussi appelé 3,75G, a été proposé. Ce projet est nommé LTE (Long Term Evolution) initiatif, qui est capable de délivrer des débits allant jusqu'à 200 Mbits/s sur la liaison descendante et 100 Mbits/s sur la liaison montante, en utilisant la modulation OFDM et la technologie d'antennes MIMO (Multiple- Input Multiple- Output). Cette amélioration de l'UMTS vers le HSOPA est due à l'apparition des technologies concurrentielles, comme le WiMax (Worldwide Interoperability for Microwave Access) par exemple, qui utilise approximativement les mêmes technologies. Donc, les

systèmes cellulaire et sans fil transitoires 3G vers 4G comprennent principalement le LTE (famille 3GPP) et le WiMax (famille IEEE 802.16e), qui sont considérés comme 3,9G [52].

2.2.6 Quatrième génération (4G)

La quatrième génération de la téléphonie mobile est connue aussi comme la famille des standards IMT-A (International Mobile Telecommunications-Advanced). Par définition : la 4G est un «système des systèmes et réseau des réseaux, entièrement IP (Internet Protocol) intégré» [53].

En février 2007, un prototype de système de communication 4G (MIMO 4x4), appelé VSF-OFCDM a été testé par la société japonaise NTT DoCoMo (Nippon Telegraph & Telephone). Il offre un débit de 100 Mbit/s pour l'accès fortement mobile, et 1 Gbit/s pour l'accès de basse mobilité (vitesse piétonnière ou fixe). Le 3GPP a organisé un atelier en avril 2008 sur l'IMT-A (IMT-Advanced), où il a été décidé que LTE-A (LTE-Advanced), une évolution de la norme LTE, permettra de répondre, voire dépasser les exigences de l'IMT-A. Parallèlement, Sprint Nextel a planifié de lancer le WiMax comme un réseau mobile 4G haut débit.

Les applications visées sont la Voix sur IP (ou en anglais, VoIP : Voice over IP), les services de messagerie multimédia MMS (Multimedia Messaging Service), les services de jeux en ligne, la télévision mobile haute qualité, la vidéo conférence...etc., qui doivent être disponibles aux utilisateurs partout et à tout moment avec des débits plus élevés par rapport aux générations précédentes. En plus, la 4G doit être capable de transmettre et recevoir n'importe quel type de contenus.

Les systèmes 4G sans fil sont censés de supporter [54]:

- ✓ Une mobilité très élevée.
- ✓ Des débits plus élevés: 1 Gbits/s dans la liaison descendante aux conditions stationnaires et de 100 Mbits/s à 250 miles/heure dans une large couverture.
- ✓ Une grande variété d'applications et de services.
- ✓ Une coopération entre différents réseaux/systèmes d'accès, avec une architecture unifiée.
- ✓ L'indépendance technologique et topologique.
- ✓ Le transfert sans coupure et la continuité de service en cas de transfert (handover) horizontal/vertical.
- ✓ La détection du réseau et la sélection du réseau ABC (Always Best Connected concept).

2.2.7 Autres systèmes de télécommunication sans-fil

2.2.7.1 Wi-Fi (IEEE 802.11b)

Parmi les réseaux WLAN (Wireless Local Area Network), on peut citer le réseau Wi-Fi (*Wireless Fidelity*) qui joue un rôle important dans toutes des architectures des réseaux sans-fil aujourd'hui et même à l'avenir, il a été libéré en octobre 1999. Le Wi-Fi réalise un débit de 5.5 à 11 Mbits/s et emploie la modulation CCK (Complementary Code Keying), qui est un genre de la modulation DS/SS (Direct Sequences Spread Spectrum). Il emploie une largeur de bande de 22 MHz, et couvre une gamme allant à plusieurs dizaines de mètres [24]. Le Wi-Fi permet de connecter des assistants personnels PDA (Personal Digital Assistant), ordinateurs portables et équipements de bureau... etc., par ondes radio. Plusieurs révisions ont été apportées à la norme originale afin d'améliorer le débit (de 11 Mbits/s en 802.11b à 54 Mbits/s en 802.11a/g).

2.2.7.2 Bluetooth

Le Bluetooth (IEEE 802.15.1) est une technologie sans-fil qui a fait partie des dispositifs mobiles pendant plusieurs années, dont l'idée est née au début des années 1990. Il emploie une technique radio courte distance destinée à simplifier les connexions entre les appareils électroniques. Au cours des années, ces spécifications ont été continuellement améliorées et évoluées. Mais la plus part de leurs applications d'aujourd'hui sont toujours identiques à celles qui ont été initialement développées [55]:

- ✓ Écouteurs sans-fil pour la téléphonie bidirectionnelle de la voix,
- ✓ Écouteurs sans-fil pour la musique de haute qualité,
- ✓ Échange des données entre les dispositifs tels que des dossiers, images, calendriers, et entrées de carnet d'adresses,
- ✓ Claviers et souris sans-fil pour des notebooks, des smartphones, et des tablettes (noter que les souris et les écouteurs sans-fil dans le secteur de PC 'Personal Computer' n'emploient souvent pas le Bluetooth mais un protocole spécifique).

Le Bluetooth utilise la bande de fréquence de 2,4 GHz. Il est fondé sur la technologie FH-SS (Frequency Hopping Spread Spectrum) et mis en œuvre une modulation de type GFSK (Gaussian Frequency Shift Keying). Leur débit en bande de base est de 1 Mbits/s et la fréquence nominale des sauts de fréquence est de 1600 Hz, soit une période de 625 μ s, [56].

2.3 Techniques de multiplexage

Les systèmes de communications cellulaires ont pour rôle d'affecter, à chaque couple émetteur/récepteur, un support 'physique', dit 'canal de transmission'. Différentes techniques d'accès multiples étaient apparues pour optimiser l'utilisation des ressources fréquentielles disponibles afin d'augmenter la capacité des réseaux. Ainsi, le multiplexage fréquentiel inclut l'accès multiple par répartition de fréquence (FDMA) et ses versions avancées (OFDMA et SC-FDMA, à titre d'exemple), l'accès multiple par répartition du temps (TDMA), l'accès multiple par répartition de code (CDMA), l'accès multiple par répartition spatiale (SDMA) et les méthodes hybrides faisant appel à deux ou plusieurs techniques d'accès multiples, sont considérés dans les différentes générations de communications cellulaires.

2.3.1 Multiplexage fréquentiel

2.3.1.1 FDMA

Dans la technique d'accès multiple par répartition de fréquence FDMA (Frequency Division Multiple Access), le domaine fréquentiel est partagé en sous-bandes, et chacune d'elles est allouée à un utilisateur unique, comme montre la [figure 2.6](#). Pour éviter les recouvrements spectraux, cette technique utilise des intervalles de garde entre ses bandes de fréquences, pour permettre un démultiplexage par filtrage, ce qui limite le nombre d'utilisateurs qui peuvent communiquer simultanément. Chaque sous-bande reste réservée à un seul utilisateur tant que la communication a lieu. Les utilisateurs peuvent transmettre de manière continue sans nécessité d'établir une synchronisation entre eux, mais sur une bande de fréquence limitée.

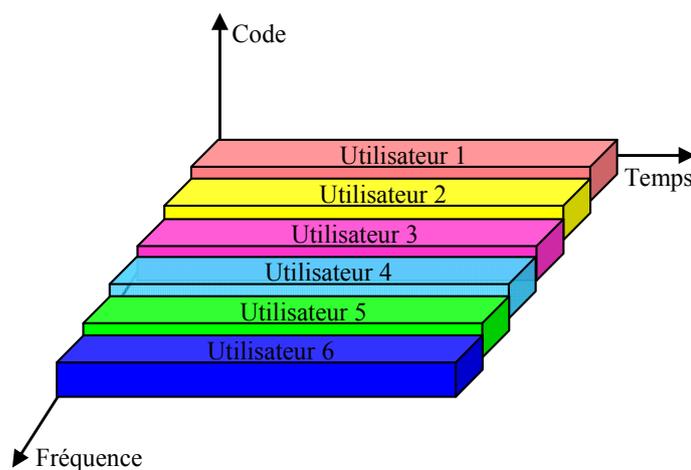


Figure 2.6 : Technique d'accès multiple FDMA.

Pour que cette technique soit efficace, il est nécessaire d'utiliser des filtres de haute précision. Le FDMA représente un mode d'accès par excellence des systèmes dits '1G' [57],

et il est utilisé jusqu'à présent comme une partie intégrante dans tous les systèmes de deuxième et troisième génération.

2.3.1.2 OFDM

Les premières études sur les techniques de modulation multiporteuses sont apparues à la fin des années 1950, dont le principe est de répartir l'information sur un grand nombre de sous-porteuses (ou sous-canaux). Dans les systèmes radio utilisant ce type de modulation, certaines fréquences des signaux parcourant des chemins différents (trajets multiples) seront éliminées lors de leur combinaison au niveau du récepteur. En utilisant cette modulation, le système sera capable de récupérer l'information perdue sur d'autres fréquences porteuses qui ne sont pas affectées. Un exemple de ces techniques est l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Access) qui a fait son apparition en 1966 grâce aux travaux de Chang [58].

L'OFDM est une technique de modulation qui offre une grande immunité contre la propagation multi-trajet et l'interférence entre symboles (grâce à l'utilisation des intervalles de garde, appelés aussi 'préfixe cyclique'). Elle demeure à la fois efficace d'un point de vue spectral, et relativement simple à implémenter grâce à l'utilisation des fonctions duales (IFFT-FFT, Inverse Fast Fourier Transform-Fast Fourier Transform), voir [figure 2.7](#).

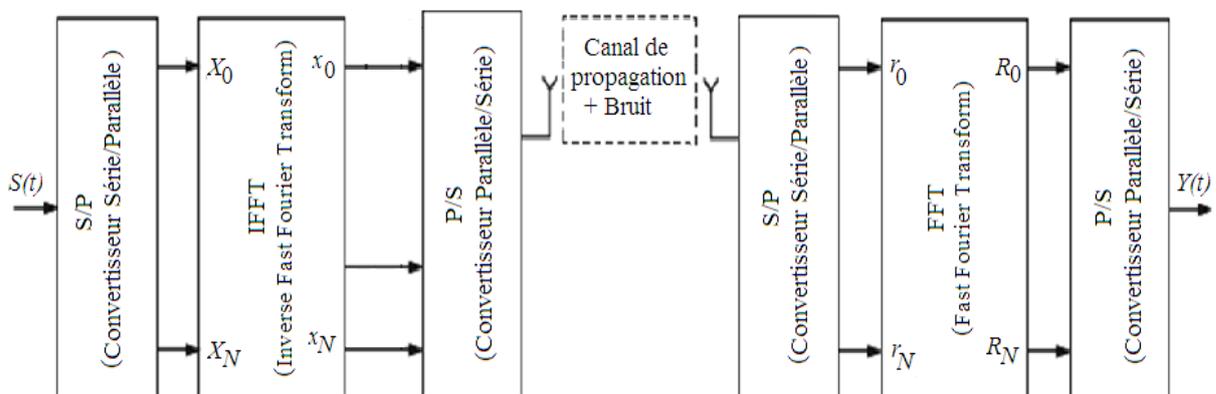


Figure 2.7 : Modulation/Démodulation OFDM.

Dans cette technique, les porteuses sont conçues de telles sortes qu'elles soient orthogonales entre elles. Les zéros du spectre relatif à chaque porteuse correspondent aux fréquences centrales des autres porteuses, voir [figure 2.8](#), ce qui permet de les placer très proches les unes des autres sans interférence. De plus, chacune de ces sous-porteuses opère sur une bande très étroite (15 KHz dans les liaisons montante et descendante du LTE) dans laquelle le canal est à évanouissement plat (Flat Fading) [59].

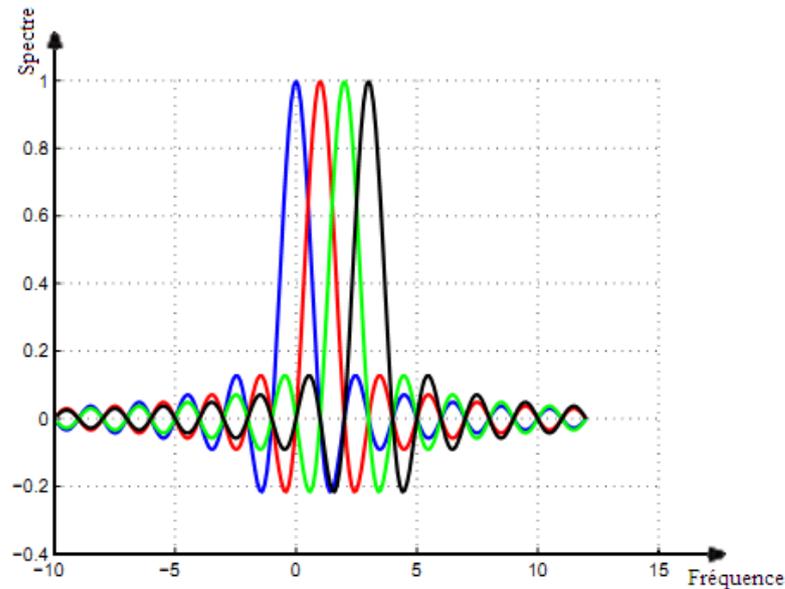


Figure 2.8 : Spectres en sortie de quatre porteuses d'un signal OFDM.

Malgré ses avantages, l'OFDM souffre de deux faiblesses importantes : l'interférence entre les sous-porteuses et le fort rapport pic à moyenne de puissance PAPR (Peak to Average Power Ratio). Lorsque les sous-porteuses ne sont plus parfaitement orthogonales (à cause d'une synchronisation imparfaite ou de l'effet Doppler), l'interférence créée par les sous-porteuses les unes sur les autres dégrade les performances du système. Par ailleurs, le signal OFDM présente dans le domaine temporel de fortes variations de puissance. Cela est dû au fait que l'énergie des symboles QAM (Quadrature Amplitude Modulation) est variable et que le signal OFDM est une somme des sinusoides, ce qui pose le problème de PAPR du signal OFDM (la complexité et la puissance du mobile peuvent être augmentées) et engendre la saturation des blocs analogiques [60]. En plus, si on applique des intervalles de garde entre les sous-porteuses, l'efficacité spectrale sera affectée. Ainsi, la complexité du modulateur et du démodulateur est très élevée d'un point de vue circuit (un mélangeur et un oscillateur coûtent cher).

Actuellement, deux technologies différentes basées sur l'OFDM sont apparues sur le marché pour offrir des débits élevés aux systèmes de quatrième génération. La première approche est le WiMax (basé sur la norme IEEE 802.16) qui adopte l'OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) pour les deux sens (uplink et downlink). La deuxième approche est le LTE qui a été introduit par 3GPP (Third Generation Partnership Project). Ce dernier adopte l'OFDMA pour la transmission descendante (downlink) et le SC-FDMA (Single Carrier-Frequency Division Multiple Access) pour la transmission montante (uplink) [61].

2.3.1.3 OFDMA

L'OFDMA est un OFDM qui inclut un système d'allocation des ressources, assurant un partage aisé des ressources fréquentielles entre un nombre variable des utilisateurs bénéficiant des débits divers. Ce mode d'accès se trouve dans plusieurs applications, on peut citer [49]:

- ✓ DAB (Digital Audio Broadcasting) la diffusion des programmes numériques audio.
- ✓ DVB (Digital Video Broadcasting) la diffusion des programmes numériques vidéo (télévision) en modes T, C et S.
- ✓ ADSL (Asynchronous Digital Subscriber Line) les systèmes de transmission de données à hauts débits sur les lignes bifilaires.

Actuellement, il est considéré dans les systèmes à très haut débit comme :

- ✓ WLAN et plus précisément le Wi-Fi en modes a, g, n et ac;
- ✓ WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access);
- ✓ LTE 4G.

2.3.1.4 SC-FDMA (Single Carrier-FDMA)

Cette technique est similaire à l'OFDMA mais elle utilise un étage de pré-codage DFT (Discret Fourier Transform) avant la modulation OFDM, elle améliore considérablement le débit dans la communication montante. Le SC-FDMA est une version modifiée du FDMA, avec la même performance et la même complexité de traitement. En comparaison avec l'OFDM, cette technique minimise le PAPR dans la transmission montante avec les terminaux mobiles et garantit un taux d'erreur faible de la trame, à cause de l'utilisation d'une seule porteuse et la diversité des fréquences intégrées [62]. En plus, l'application de la DFT au niveau de l'émetteur permet d'exploiter la sélectivité de fréquence du canal de la manière suivante: si certaines sous-porteuses sont sérieusement affectées par l'évanouissement, l'information peut toujours être récupérée par d'autres sous-porteuses, parce que tous les symboles sont présents dans toutes les sous-porteuses, éprouvant les meilleures conditions du canal. Cependant, lors de l'exécution de la DFT au niveau du récepteur, le bruit est réparti sur toutes les sous-porteuses et produit d'un effet appelé 'amélioration du bruit'. Ce phénomène dégrade la performance de SC-FDMA et exige l'utilisation d'une méthode d'égalisation plus complexe basée sur un récepteur à erreur quadratique moyenne minimale MMSE (Minimum Mean Square Error) [60].

2.3.2 TDMA (Time Division Multiple Access)

Ce mode d'accès permet à chaque utilisateur d'employer la totalité de la bande de fréquence disponible, mais à tour de rôle. Cependant, le TDMA fonctionne sur un partage de la

ressource physique dans le temps, dans lequel on divise le domaine temporel en intervalles du temps appelés 'slot time' et un seul utilisateur peut transmettre dans chaque intervalle, la [figure 2.9](#) illustre cette technique. Afin de permettre aux différentes stations d'utiliser les mêmes 'slot time' continuellement dans le temps, le TDMA synchronise les stations entre elles, c.à.d. il nécessite une synchronisation très précise entre tous les utilisateurs. Ce protocole est efficace pour les transmissions numériques et offre une flexibilité dans la gestion du trafic, mais il ne permet pas les transmissions analogiques [63].

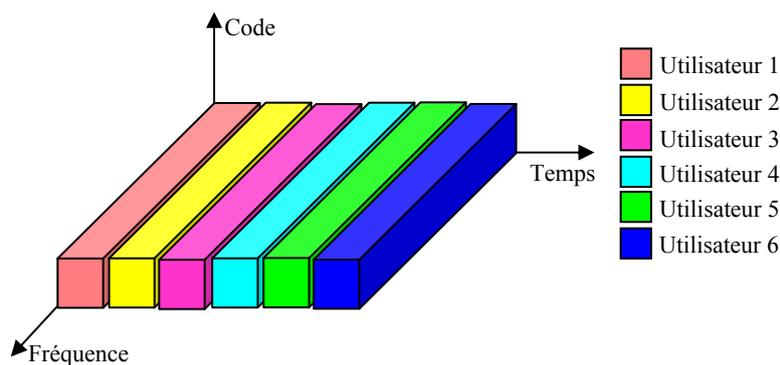


Figure 2.9 : Technique d'accès multiple TDMA.

2.3.3 SDMA

Depuis une dizaine d'année, la technique SDMA (Space Division Multiple Access) suscite un intérêt croissant. Elle repose sur le principe de la [figure 2.10](#), qui consiste à partager l'espace en plusieurs secteurs, en utilisant les techniques de traitement d'antenne, elle découle directement du concept d'antenne intelligente [64]. En plus, elle peut être combinée avec toutes les techniques d'accès multiple citées précédemment et même avec le CDMA [65].

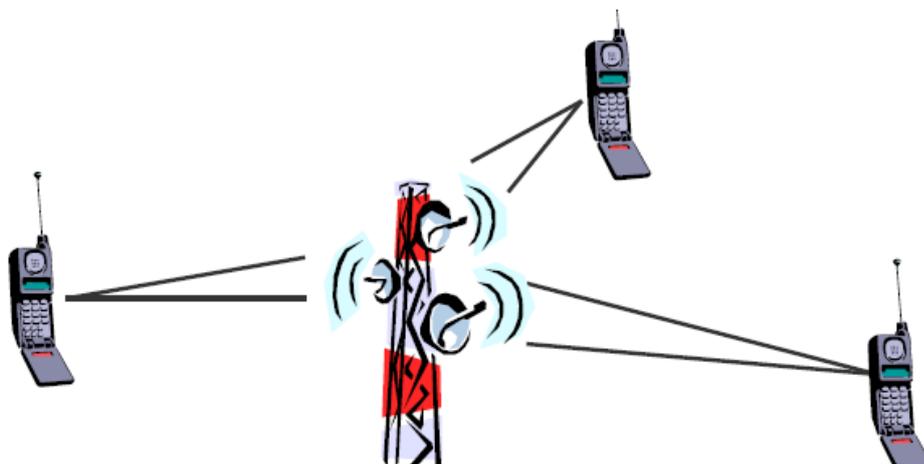


Figure 2.10 : Technique SDMA.

Un autre avantage de la technique SDMA consiste à son implémentation facile de cette technique dans les systèmes de communication existants, parce que les modifications nécessaires ne concernent pas les mobiles, elles sont faites au niveau des stations de bases (BSs). Ce système est composé d'une antenne réseau suivi d'un DSP (Digital Signal Processor) qui traite les signaux reçus en temps réel, puis calcule leur somme pondérée. Les poids de pondération sont déterminés adaptativement afin d'adapter le diagramme de rayonnement de l'antenne, pour le permettre à suivre le mouvement du mobile, c'est le principe de la technique A-SDMA (Adaptive SDMA). Le SDMA offre les avantages suivants [66] :

- Elle permet de mieux exploiter la bande de fréquence et donne une forte réutilisation des porteuses de façon adaptative et donc plus d'utilisateurs peuvent utiliser la même bande de fréquence (la capacité du système est améliorée).

- L'antenne directive n'émette que sur un espace réduit, concentré vers l'utilisateur désiré, au lieu de diffuser ses signaux dans toutes les directions, ce qui réduit la consommation d'énergie et la pollution électromagnétique. En plus le signal étant directif, la portée peut-être plus grande et donc l'effet des trajets multiples et d'interférence entre canaux sont également réduits.

- Dans ces conditions, la communication devient plus confidentielle et la probabilité d'interception se réduit à cause de la directivité des faisceaux.

Cependant pour limiter l'interférence co-canal, les cellules doivent être suffisamment séparées. Ceci limite le nombre de cellules dans la région d'incertitude et par conséquent limite le facteur de réutilisation de fréquences.

2.3.4 CDMA

La technique de multiplexage CDMA (Code Division multiple Access) est une combinaison des techniques FDMA et TDMA. Elle permet théoriquement à un très grand nombre d'utilisateurs de communiquer simultanément dans une même bande de fréquence (grande capacité). Pour cela et afin de différencier les différents utilisateurs, elle attribue à chacun d'eux un code qui doit être connu exclusivement par l'émetteur et le récepteur, la [figure 2.11](#) illustre la technique CDMA.

L'attribution de différents codes permet une réutilisation de la même fréquence dans les cellules adjacentes (avantage par rapport au FDMA et au TDMA). Toutefois, lorsque le nombre de communications simultanées augmente, un problème d'auto-interférence entre en jeu: excédant le nombre maximal de codes attribués, la surcharge de la cellule affecte en outre

tous les autres utilisateurs par l'interférence provoquée sur leurs canaux. Par contre, si on utilise la technique TDMA dans les mêmes conditions, un seul utilisateur sera brouillé. Vue les avantages qu'il offre, le CDMA devient rapidement une technique de transmission prédominante dans les systèmes cellulaires numériques.

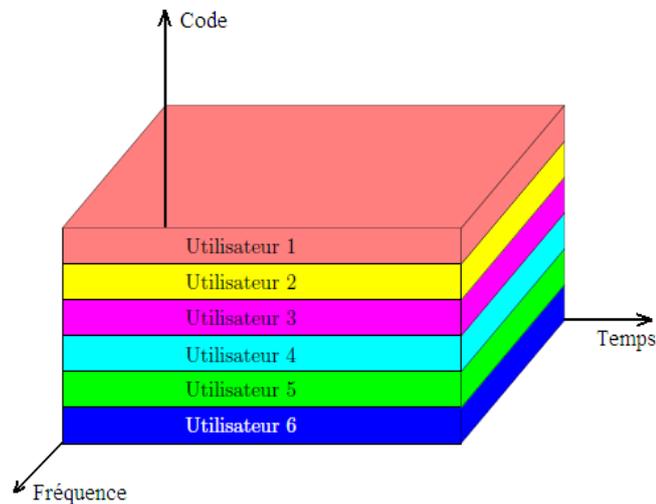


Figure 2.11 : Technique d'accès multiple CDMA.

Le CDMA est une technologie fondée sur la technique d'étalement du spectre, qui est utilisée depuis longtemps par les militaires pour sa résistance aux interférences et le niveau de sécurité qu'elle offre. C'est une technique qui consiste à étaler le signal sur une très grande largeur de bande, jusqu'à le rendre idéalement "invisible" par les autres utilisateurs de la même bande de fréquence [50].

Au niveau du récepteur, l'opération d'étalement exécutée à l'émetteur est répétée pour désétaler le signal reçu; tandis que, les autres signaux transmis (interférences) sont considérés par le récepteur comme étant du bruit. La technique CDMA est proposée pour la première fois dans les systèmes de communication cellulaires à haute capacité en 1978. Actuellement, elle est utilisée dans la téléphonie de troisième génération (l'UMTS par exemple), et les réseaux GPS (Global Positioning System), ... etc.

2.3.4.1 Avantages du CDMA

Certaines des propriétés qui ont rendu le CDMA utile sont [67]:

- ✓ Le CDMA offre les capacités de confidentialité, de résistance aux brouillages, d'accès multiple, de résistance aux effets négatifs des trajets multiples, de transfert doux (soft-handoff), de rejection d'interférences à bande étroite.

- ✓ La possibilité de transmettre de manière asynchrone sans attendre que le support de transmission soit libre.

- ✓ Le CDMA supporte l'utilisation d'un grand nombre de fréquences (cas de l'étalement de spectre par saut de fréquence) et donc fournit une forme de diversité de fréquence, ce qui réduit considérablement la dégradation des performances dans un canal à évanouissement sélectif en fréquence.

En plus, le CDMA offre :

- ✓ Un partage de la bande par plusieurs émetteurs.
- ✓ Une planification simple des fréquences.
- ✓ Une très bonne efficacité de la réutilisation des fréquences.
- ✓ Une très bonne efficacité de transmission.

2.3.4.2 Inconvénients du CDMA

Malgré le grand nombre des avantages qu'elle offre, et comme rien ni parfait, la technique CDMA présente quelques inconvénients, on peut citer [67]:

- ✓ Le système est légèrement compliqué.
- ✓ La performance globale du système se dégrade avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs.
- ✓ Faible rendement.

2.3.4.3 Applications du CDMA

Vues les avantages qu'elle offre, cette technique a conduit à un grand nombre d'applications, dont on peut citer quelques unes ici [67] :

- ✓ Le CDMA est idéalement adapté aux applications militaires à cause de son sécurité et immunité au bruit.
- ✓ Le CDMA est utilisé pour les systèmes sans fils avec une station de base fixe et de nombreuses stations mobiles à des distances variables.
- ✓ Le CDMA est utilisé dans les services de téléphonie numérique cellulaire, car il permet à plus d'utilisateurs d'occuper une bande de fréquence donnée.
- ✓ Le CDMA est utilisé dans les systèmes de communication satellitaires de telle sorte que de nombreux signaux peuvent utiliser un transpondeur, ce qui le rend plus efficace.
- ✓ Le CDMA est utilisé dans le domaine de la géolocalisation (Système GPS ou Galiléo).

✓ Le CDMA est utilisé dans les communications optiques, afin d'établir la synchronisation initiale entre l'émetteur et le récepteur.

✓ En plus, la technologie W-CDMA (Wideband-CDMA) est utilisée pour les systèmes de la téléphonie cellulaire numérique afin de permettre la transmission de la voix, ainsi que des communications hauts débits de données, Fax et Internet.

2.3.5 MC-CDMA

Dans le système CDMA conventionnel, chaque symbole d'utilisateur est transmis sous forme de morceaux séquentiels, dont chacun est étroit en temps et par conséquent large en bande de fréquence. Dans un canal radio-mobile, les MAI limitent la capacité de ce type de système. Des études récentes ont combiné le CDMA avec le multiplexage orthogonal par division de fréquence (OFDM) afin de résoudre ce problème. Elles permettent l'utilisation efficace du spectre disponible, tout en maintenant les avantages disponibles du système CDMA [68]. Parmi les techniques CDMA multiporteuses, on peut citer MC-DS-CDMA (Multi-Carrier-Direct-Sequence-CDMA) [69], MT-CDMA (Multi-Tone-CDMA) [70] et MC-CDMA (Multi-Carrier-CDMA) [71]. Ces combinaisons de l'OFDM-CDMA, sont des techniques utiles pour les systèmes de la cinquième génération 5G, où on a besoin des débits variables aussi bien que des systèmes de communication fiables. Un système MC-DS-CDMA applique le type de transmission OFDM à un signal DS-CDMA. Le principe de la technique MC-CDMA peut être expliqué par la [figure 2.12](#).

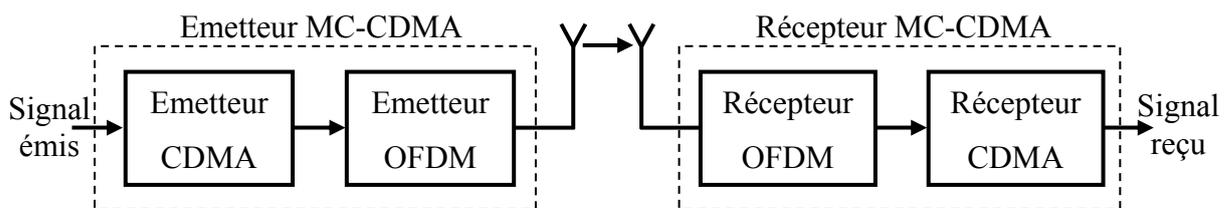


Figure 2.12 : Combinaison des techniques CDMA et OFDM (la technique MC-CDMA).

2.3.5.1 Avantages de MC-CDMA

La combinaison de l'OFDM avec le CDMA a beaucoup d'avantages par rapport au DS-CDMA seul. Certains d'entre eux sont discutés dans cette section, on doit noter que tous ces avantages sont en addition à ceux déjà offerts par le CDMA [72] :

✓ La durée du symbole transmis est beaucoup plus grande que la durée du créneau du signal DS-CDMA, ce qui facilite énormément le travail de la synchronisation.

✓ Le système OFDM-CDMA fournit la diversité de fréquences inhérentes, puisqu'un symbole simple est réparti en une large gamme de fréquences, qui peuvent subir indépendamment le même évanouissement. Un combineur de diversité peut être utilisé pour améliorer les performances du système dans le cas de l'évanouissement du signal.

- ✓ Le PAPR est faible dans la liaison montante.
- ✓ Le gain de diversité temporelle est élevé, cela est dû à la propagation dans la direction du temps.

2.3.5.2 Inconvénients du MC-CDMA

✓ ISI (Inter Symbol Interference) et/ou ICI (Inter Channel Interference) peuvent se produire dans le canal de transmission, ayant pour résultat des récepteurs plus complexes.

✓ L'efficacité spectrale dégrade si autres modulations multiporteuses que l'OFDM, sont employées.

- ✓ Transmission synchrone.

2.4 Étalement du spectre

En 1948, Claude E. Shannon a dérivé l'expression qui nous permet de calculer la capacité maximale du canal d'un système de communication à bande limitée, elle est donnée par [73]:

$$C = W \log_{10} \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.1)$$

Dans cette équation, C est la capacité du canal (bits/s), W est la bande de transmission (en Hz), S est la puissance du signal reçu (Watts) et N est la puissance totale du bruit au niveau du récepteur. Cette contribution est importante parce qu'elle fournit une justification pour augmenter la largeur de bande de transmission dans un système de communication, car la capacité est directement liée à la largeur de bande de transmission pour un rapport signal sur bruit (SNR) donné. Cette idée a donné une impulsion à l'utilisation de la technique d'étalement de spectre comme un moyen pour augmenter la capacité des systèmes sans fil.

La technique de modulation à étalement du spectre a été adoptée très tôt pour les applications militaires à cause de ses propriétés intéressantes telles que [74]:

- *faible probabilité d'interception* par des tiers: l'étalement de l'énergie sur une large bande minimise la probabilité d'interception par une oreille indiscreète.

- *Confidentialité assurée*: les récepteurs qui ne possèdent pas le code approprié (difficile à déterminer) ne pouvant démoduler le signal, seul les mobiles autorisés sont susceptibles de recevoir les informations transmises.

La définition de l'étalement du spectre peut être donnée par les deux caractéristiques suivantes:

1) C'est le moyen de transmission selon lequel les données occupent une largeur de bande plus large que celle nécessaire au transfert des données d'une communication, comme le montre la [figure 2.13](#).

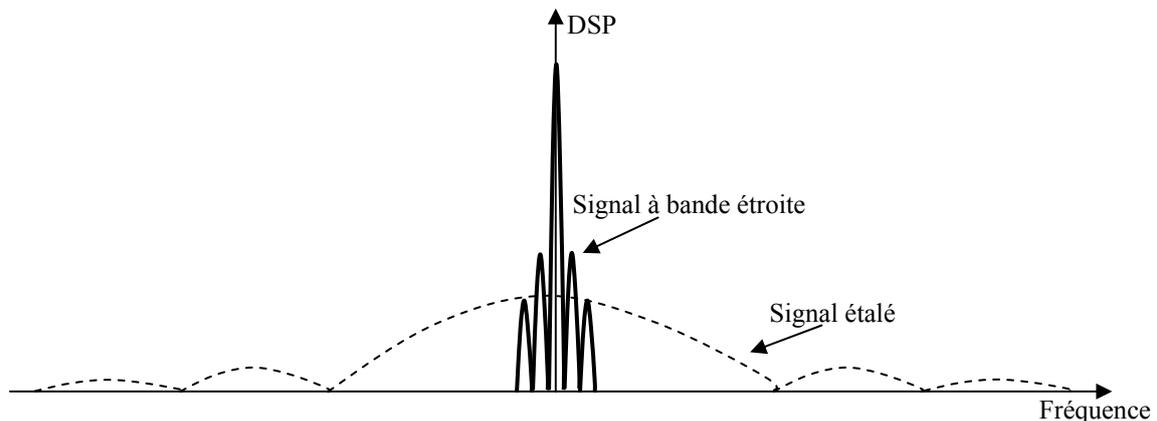


Figure 2.13 : Étalement du spectre d'un signal à bande étroite.

2) L'étalement du spectre est réalisé avant l'émission grâce à l'utilisation d'un code indépendant de la séquence de données. Le même code est utilisé au niveau du récepteur (fonctionnant de manière synchrone avec l'émetteur) pour désétaler le signal reçu à fin de récupérer les données initiales.

Deux techniques de base de modulation à étalement de spectre sont définies, l'étalement de spectre par saut de fréquence (Frequency Hopping CDMA, FH-CDMA) et l'étalement de spectre par séquence directe (Direct Séquence CDMA, DS-CDMA).

2.4.1 Étalement du spectre par séquence directe

Le principe de base d'un émetteur/récepteur à étalement du spectre par séquence directe (DS-CDMA) est expliqué en détail dans [75], il peut être représenté par la [figure 2.14](#). Au niveau de l'émetteur, les données sont injectées dans un embrouilleur et modulées à un débit beaucoup plus élevé par une séquence binaire pseudo-aléatoire $p(t)$. La porteuse est ensuite modulée par un type de modulation numérique avant la transmettre à travers le canal RF. Au niveau du récepteur, le signal est à nouveau démodulé par le même code d'étalement PN.

La séquence PN est combinée avec le signal d'information pour étaler le spectre comme l'indique la [figure 2.15](#).

Les familles de séquences $p(t)$, que nous utilisons dans un système de communication, doivent avant tout posséder les caractéristiques suivantes:

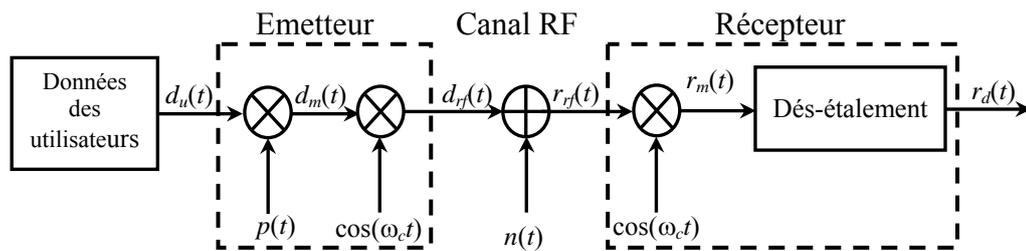


Figure 2.14 : Système DS-CDMA.

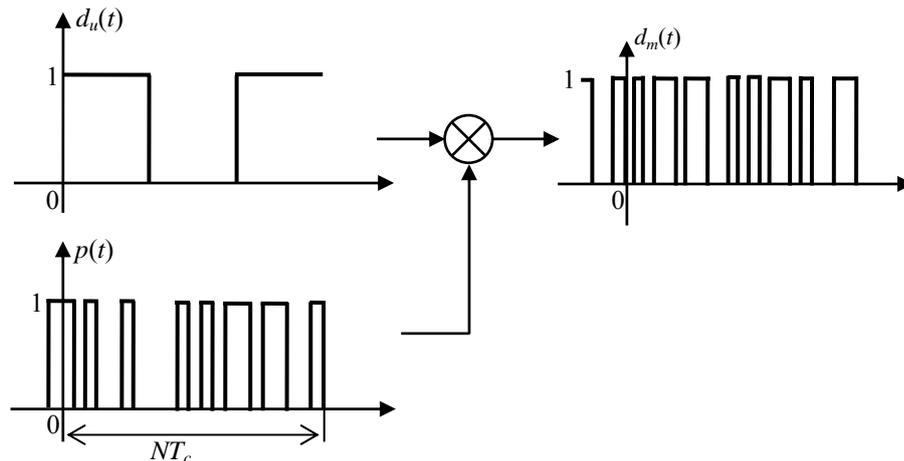


Figure 2.15 : Synoptique d'étalement.

- Pour toutes les séquences de la famille, chaque séquence doit être facilement distinguable d'une version décalée d'elle-même. Cela est réalisé par le biais de sa fonction d'auto-corrélation qui doit présenter un pic maximal en réception.

- Chaque séquence doit être facilement distinguable de toutes les autres séquences de la famille (décalée ou non), c. à d. la fonction d'inter-corrélation (cross-corrélation) entre deux séquences différentes doit être la plus faible possible lors de la détection.

L'élaboration de la synchronisation dans les systèmes DS/CDMA est basée sur l'utilisation de plusieurs types de séquences. Parmi celles-ci, les séquences à longueur maximale, de Gold, de Walsh-Hadamard sont des candidats potentiels.

2.4.1.1 Séquences à longueur maximale (m-séquences)

Elles sont appelées généralement les séquences PN (Pseudo-noise). Elles sont définies comme des séquences de «1» et «0» présentant certaines propriétés d'auto-corrélation et d'inter-corrélation. De telles séquences sont caractérisées par de longues périodes et nécessitent de simples équipements pour les générées, sous la forme d'un registre à décalage à boucle fermée linéaire, comme montre la [figure 2.16](#).

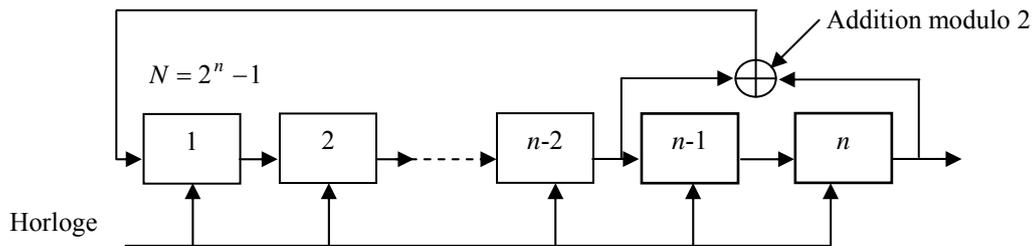


Figure 2.16 : Génération des m-séquences.

Une séquence à longueur maximale est toujours périodique de période $N = 2^n - 1$, où n est la longueur des éléments mémoires (flip-flop) de registre à décalage. Les séquences PN sont choisies en fonction de la sécurité (*chiffrement*) qu'elles offrent est leurs propriétés d'auto-corrélation et d'inter-corrélation représentées sur la [figure 2.17](#).

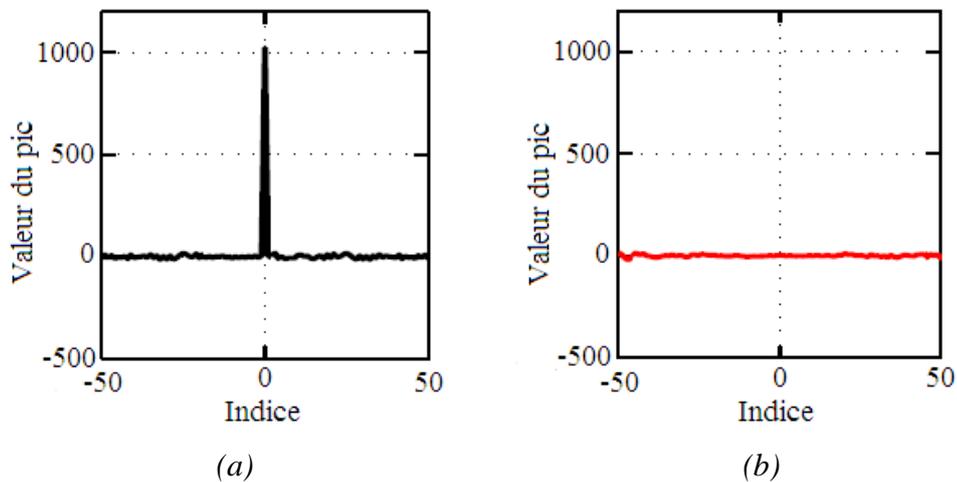


Figure 2.17 : Fonctions d'auto-corrélation et d'inter-corrélation des codes PN de longueur 1023: (a) fonction d'auto-corrélation, (b) fonction d'inter-corrélation.

2.4.1.2 Séquences de Gold

Les séquences de Gold [76] sont construites par la combinaison de deux m -séquences de période $N = 2^n - 1$. L'ensemble de séquences de période $N = 2^n - 1$ construites par cette combinaison contient $N + 2$ séquences. L'ensemble de Gold est formée en exécutant l'opération "ou exclusif" entre les sorties des deux registres à décalage binaires qui construisent les m -séquences.

L'ensemble des séquences est formé en répétant cette opération pour les N décalages ("phases") possibles d'une des deux m -séquences. Sans être aussi bonnes que les m -séquences, ces séquences sont avantageuses dans le cas où le degré n des séquences désirées est impair. Les fonctions d'auto-corrélation et d'inter-corrélation de deux séquences de Gold de longueur 1023 sont illustrées dans la [figure 2.18](#).

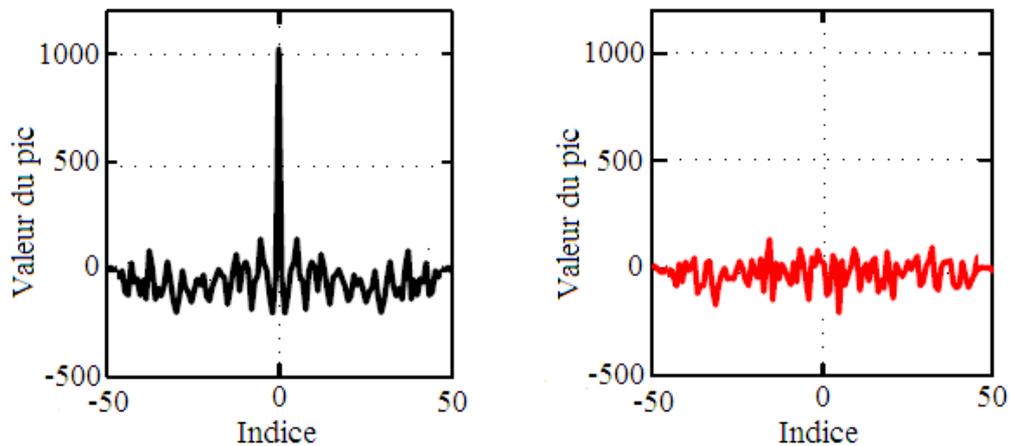


Figure 2.18: Fonctions d'auto-corrélation et d'inter-corrélation des codes de Gold de longueur 1023: (a) fonction d'auto-corrélation, (b) fonction d'inter-corrélation.

2.4.1.3 Séquences de Walsh-Hadamard

Les séquences de Walsh-Hadamard ou tout simplement Hadamard [77] sont les codes les plus utilisés spécialement pour les communications synchrones à cause de leurs structures orthogonales les plus simples à construire. Dans le cas des communications asynchrones, ces codes perdent leurs propriétés d'orthogonalité parce qu'ils sont décalés les uns par rapport aux autres. Elles se construisent à partir d'une matrice 2×2 , qui est la matrice d'Hadamard, de manière récursive comme suit :

$$W(1) = [0]_{1 \times 1}, \quad W(2) = \begin{bmatrix} W & W \\ W & W' \end{bmatrix}_{2 \times 2}, \quad \dots, \quad W(n) = \begin{bmatrix} W(n/2) & W(n/2) \\ W(n/2) & W'(n/2) \end{bmatrix}_{n \times n} \quad (2.2)$$

où, W' représente le complément de W et la représentation binaire est obtenue, tout simplement, en remplaçant $\{0, 1\}$ par $\{-1, +1\}$. Les codes ne sont que les lignes de la matrice ainsi construite. Une variante de la précédente construction des codes orthogonaux est illustrée sur la figure 2.19, en considérant un facteur d'étalement SF (Spreading Factor) variable et égale 1, 2, 4 et 8.

La figure 2.20 représente les fonctions d'auto-corrélation et d'inter-corrélation des séquences d'Hadamard de longueur 1024. On remarque que la fonction d'auto-corrélation contient des pics secondaires non négligeables.

2.4.2 Étalement du spectre par saut de fréquence

La deuxième grande catégorie des techniques d'étalement de spectre est l'étalement de spectre par saut de fréquence FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum). Elle peut être divisée en deux classes : saut rapide (fast hopping) et saut long (slow hopping). Cette technique, comme la précédente, a été longtemps implantée dans les systèmes militaires

comme solution pour forcer les brouilleurs hostiles à couvrir un spectre plus large. Il s'agit de faire sauter aléatoirement la porteuse modulée par les données d'une fréquence à l'autre [1].

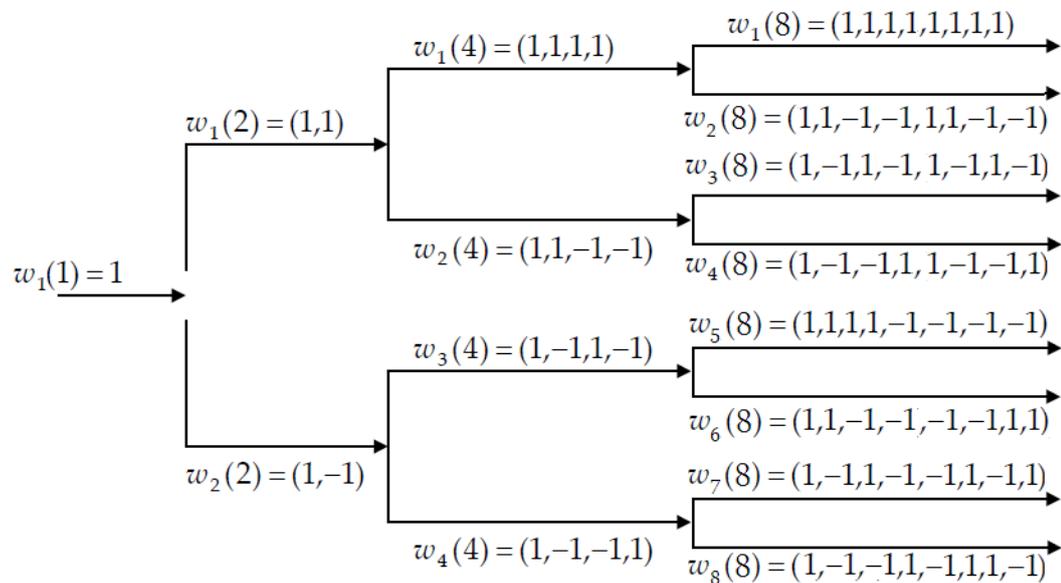


Figure 2.19 : Exemple de génération des séquences de Walsh-Hadamard.

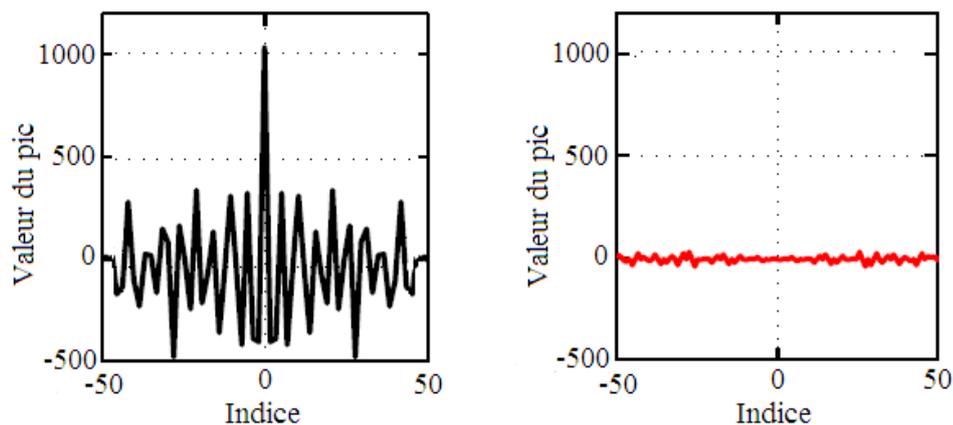


Figure 2.20: Fonctions d'auto-corrélation et d'inter-corrélation des codes de Walsh-Hadamard de longueur 1024: (a) fonction d'auto-corrélation, (b) fonction d'inter-corrélation.

Le récepteur prend en entrée les données binaires qui sont appliquées au modulateur. L'onde modulée résultante et la sortie d'un synthétiseur de fréquence numérique sont ensuite appliquées à un mélangeur qui est constitué d'un multiplicateur suivi d'un filtre. Ce dernier est conçu pour sélectionner la sortie du processus de multiplication afin d'émettre, en particulier, des segments de k bits d'une séquence PN qui conduit le synthétiseur de fréquences, ce qui permet à la fréquence porteuse de sauter sur 2^k valeurs distinctes.

Les systèmes à saut de fréquences sont bien adaptés à un environnement de type tactique (brouilleurs très puissant n'occupant qu'une partie de la bande). L'émission sur la porteuse ne dure que très peu du temps sur chaque fréquence. Cette technique permet de ne perdre que

peu d'informations dans le cas où, le système subit un évanouissement sélectif ou de collisions avec brouilleur [78].

2.5 Synchronisation

Dans les systèmes de communication sans-fil et mobile, la synchronisation du code PN au niveau du récepteur est une clé très importante pour la réussite de la transmission. Dans les systèmes DS-SS et afin de désétaler le signal à spectre étendu, il est nécessaire de générer un code local au niveau du récepteur qui est une réplique du code reçu, c'est la synchronisation du code. Cette opération est réalisée typiquement en deux phases qui sont désignées sous les noms *acquisition* (synchronisation initiale ou grossière) du code PN et *poursuite* (synchronisation fine ou tracking) du code PN [79].

- La phase d'acquisition du code PN sert à synchroniser le code reçu et le code généré localement avec une précision de la durée d'un chip de la séquence PN.
- La phase de poursuite du code PN sert à éliminer ce décalage et maintenir une synchronisation fine entre les deux codes PN.

2.5.1 Acquisition

Comme il a été mentionné précédemment, l'objectif de l'acquisition est de réaliser une synchronisation grossière entre le code reçu et le code généré localement au niveau du récepteur. Dans un système DS-SS, ceci est équivalent à aligner les phases de ces deux codes. Diverses techniques utilisées pour effectuer cet alignement, elles sont toutes basées sur le principe schématisé par la [figure 2.21](#).

Le récepteur propose une phase pour générer la séquence d'étalement et essaye de désétaler le signal reçu avec cette phase. Si la phase proposée correspond à la séquence du signal reçu, le signal large-bande sera désétalé correctement en donnant l'information à bande étroite originale. Ensuite, un filtre passe-bande BPF (Band Pass Filter) d'une largeur de bande similaire à celle du signal à bande étroite peut être utilisé pour récupérer l'énergie du signal désétalé. Alors, le BPF va regrouper toute l'énergie du signal désétalé parce que la phase proposée est assortie avec celle du signal reçu. Dans ce cas, le récepteur décide qu'une synchronisation grossière est achevée et active la boucle de poursuite pour effectuer une synchronisation fine. Dans le cas contraire, si la phase proposée est différente de celle du signal reçu, l'opération de dés-étalement donne un signal large bande, et donc le BPF ne peut récupérer qu'une petite portion de l'énergie du signal désétalé. Alors, le récepteur décide que la phase proposée est incorrecte, et refait l'essai avec d'autres phases.

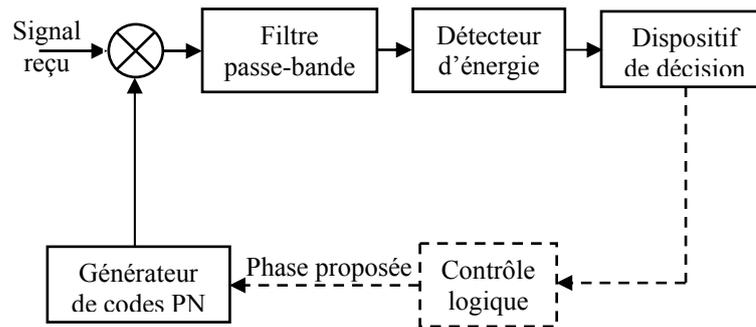


Figure 2.21 : Circuit général d'acquisition.

On rappelle que la présence du bruit cause plusieurs types d'erreurs dans le processus d'acquisition [80]:

1- Une fausse alarme se produit lorsque la sortie du détecteur d'énergie dépasse la valeur du seuil pour une phase incorrecte.

2- Un manque (miss) aura lieu lorsque la sortie du détecteur d'énergie est inférieure à la valeur du seuil pour une phase correcte.

Une fausse alarme résulte au passage d'une phase incorrecte à la boucle de poursuite, ce qui impose une sévère pénalité du temps au processus d'acquisition. D'autre part, un manque se produit lors de la négligence de la phase correcte, et par conséquent, l'acquisition correcte ne peut être effectuée jusqu'à ce que la phase correcte soit détectée dans le prochain cycle. La pénalité du temps d'un manque dépend de la stratégie d'acquisition. En général, on cherche à réaliser un circuit d'acquisition qui minimise la probabilité de fausse alarme et maximise la probabilité de détection, tout en choisissant le seuil de décision, et le temps d'intégration. En d'autres termes, on veut réaliser un circuit qui assure un compromis entre un temps d'acquisition total court, et des petites probabilités de fausse alarme et de manque. Une autre considération importante que l'on doit prendre en compte est la complexité de mettre en œuvre du système.

En tenant compte de toutes ces considérations, plusieurs stratégies de recherche vont être discutées et comparées en fonction de la complexité de mise en œuvre, et le temps nécessaire pour le processus d'acquisition [81].

2.5.1.1 Recherche série

Dans cette stratégie de recherche, le circuit d'acquisition fait un cycle pour tester toutes les phases possibles, une après l'autre (en série) [82], comme indique la figure 2.22. Ce type de circuits n'est pas complexe, mais le temps de pénalité associée à un coup manqué est grand.

Par conséquent, on doit choisir un temps d'intégration "dwell time" plus long, pour réduire la probabilité de manque. Ceci résulte en un temps d'acquisition relativement long.

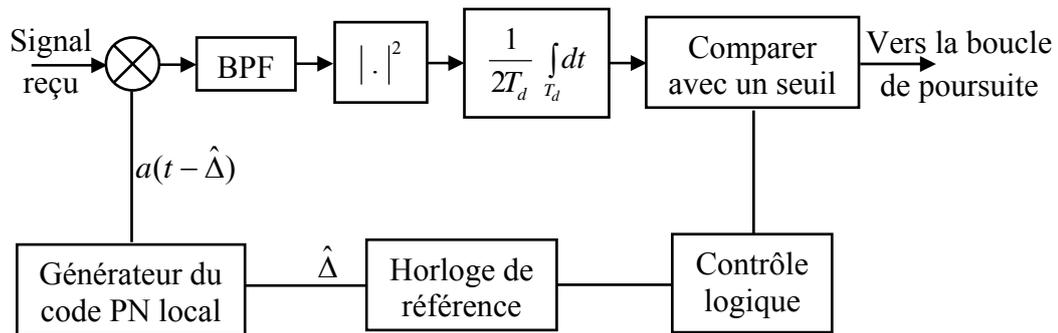


Figure 2.22 : Circuit de recherche série.

2.5.1.2 Recherche parallèle

Contrairement à la recherche série, dans la stratégie de recherche parallèle, on doit tester toutes les phases possibles simultanément [83], comme montre la figure 2.23. Le processus d'acquisition s'effectue alors dans un temps plus court que celui de la recherche série, mais le circuit de recherche devient plus complexe.

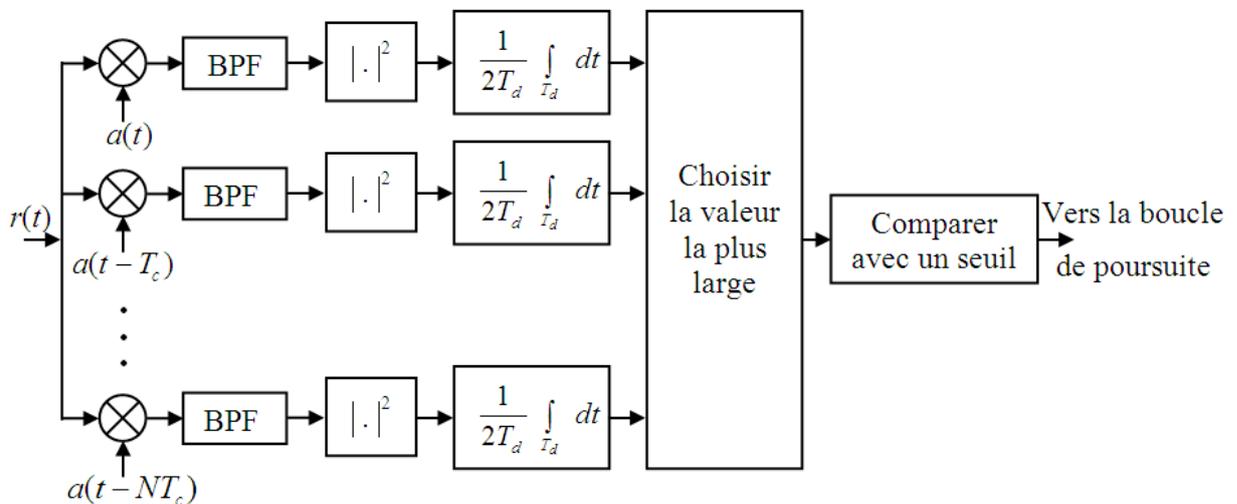


Figure 2.23 Circuit de recherche parallèle.

2.5.1.3 Recherche hybride

La recherche série procède séquentiellement à travers toute la région d'incertitude pour permettre l'établissement d'une décision, ce qui augmente significativement le temps d'acquisition. D'autre part, la recherche parallèle utilise un nombre de filtres adaptés égale au nombre des phases possibles, et pour différentes séquences de code PN. Le système de recherche parallèle vérifie toutes les phases possibles simultanément, ce qui permet de réduire

le temps d'acquisition considérablement, mais la mise en œuvre sera plus complexe. Pour résoudre ce problème, un système hybride est proposé dans la littérature pour arriver à un compromis entre le temps d'acquisition, et la complexité du système.

Le système hybride combine la recherche série avec la recherche parallèle pour couvrir toute la région d'incertitude [84]. Il a une structure plus simple que celle du système de recherche parallèle (le nombre de corrélateurs est considérablement inférieur à celui de la recherche parallèle) et un temps d'acquisition plus court que celui de la recherche série. Le schéma fonctionnel d'un système hybride est illustré par la [figure 2.24](#).

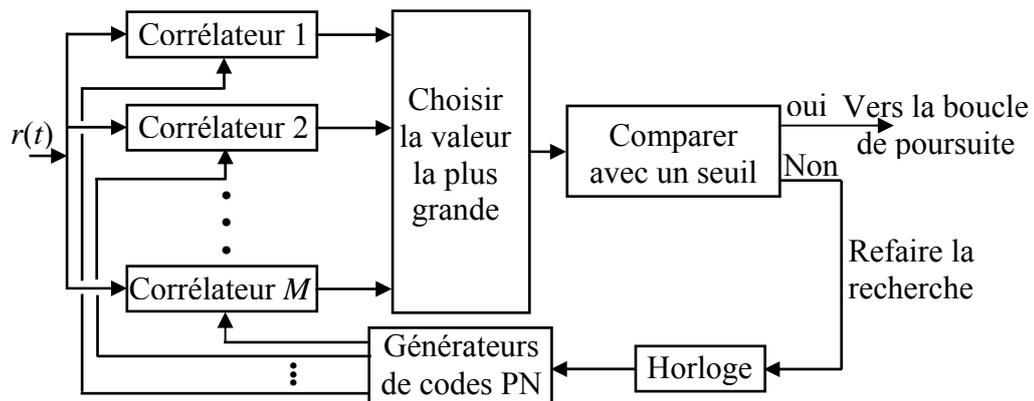


Figure 2.24 : Circuit de recherche hybride.

2.5.1.4 Recherche multi-dwell

La limitation de la détection à un seul stage est la pénalité du temps associée à une probabilité de fausse alarme élevée, ce qui nécessite le choix d'un seuil de décision élevé, pour réduire la probabilité de fausse alarme. Par conséquent, il faut augmenter le temps d'intégration pour améliorer la probabilité de détection et donc minimiser la probabilité de manque.

Une approche proposée pour réduire le temps d'acquisition total, est d'employer un deuxième étage, comme montre la [figure 2.25](#).

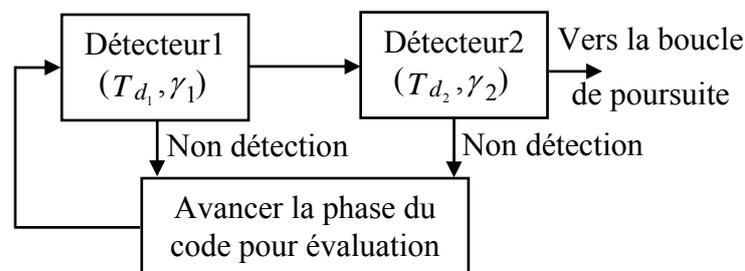


Figure 2.25 : Diagramme d'une stratégie de recherche double-dwell.

Le premier étage de détection est conçu pour avoir une valeur seuil petite, et un temps d'intégration court de telle sorte que la probabilité non détection soit faible, tandis que la probabilité de fausse alarme est grande. Le deuxième étage est choisi de façon à avoir de petites probabilités de fausse alarme et de manque. Avec une telle configuration, le premier étage peut rejeter rapidement les phases incorrectes, et le deuxième étage vérifie les décisions prises par le premier étage, pour réduire la probabilité de fausse alarme. En choisissant des valeurs convenables pour les temps d'intégration et les seuils de décision, le temps d'acquisition total peut être considérablement réduit. Cette idée peut être généralisée facilement pour inclure plus de deux étages afin de minimiser le temps global d'acquisition, c'est l'acquisition à stratégie de recherche "multi-dwell".

2.5.2 Poursuite du Code

Une fois la phase d'acquisition est accomplie, la phase de poursuite est activée, elle est réalisée en général par une boucle à verrouillage de retard DLL (Delay Locked Loops), qui reste opérationnelle durant tout le temps de la communication. Généralement, l'acquisition est obtenue en cherchant à travers tous les retards possibles du code PN. L'acquisition doit se faire correctement malgré la présence de plusieurs facteurs qui peuvent l'alourdir, tels que le bruit, les interférences d'accès multiples, l'évanouissement et les canaux sélectifs en fréquence, résultant en une faible valeur du rapport signal sur bruit.

La boucle de poursuite a pour rôle d'éliminer le décalage entre le code local et le code reçu et essayer de maintenir un alignement fin entre ces derniers durant tout le temps de la communication, en utilisant des boucles de rétroaction. La technique la plus populaire de la poursuite de code est nommée "boucle d'avance-retard", elle est montrée par la [figure 2.26](#).

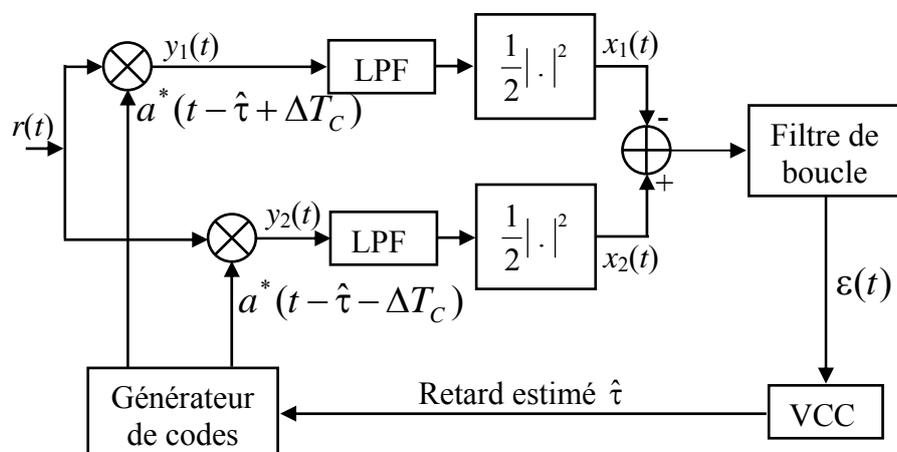


Figure 2.26 : Boucle d'avance-retard.

2.6 Conclusion

Les méthodes d'accès multiple permettent au concepteur de définir la manière dont il va partager la bande de fréquence entre plusieurs canaux. L'étape suivante consiste à définir la manière dont les mobiles vont accéder aux canaux. Nous avons deux mesures de performance, la probabilité de détection et le temps d'acquisition. L'acquisition est la tâche la plus essentielle dans la procédure CDMA. On dit qu'on a une bonne acquisition, si on a une probabilité de détection relativement élevée et une probabilité de fausse alarme très faible. Dans le chapitre précédant nous avons proposée des méthodes plus performantes pour la détection des signaux reçus, comme le processus CFAR. Dans les chapitres suivants, nous utiliserons ce processus pour résoudre le problème de l'acquisition dans les systèmes DS-SS et la rendre plus performante.

Chapitre 3

Acquisition adaptative double-dwell des séquences PN utilisant les antennes intelligentes

Sommaire

3.1 Introduction

3.2 Antennes intelligentes

3.3 Utilisation des antennes intelligentes pour l'acquisition adaptative des codes PN

3.4 Conclusion

« Sans imagination il ne pourrait avoir création »

Albert Jacquard

3.1 Introduction

Un des facteurs qui limitent la capacité des systèmes cellulaires mobiles, comme le système DS-CDMA par exemple, est inhérent aux interférences co-canal des mobiles des cellules voisines. La technologie d'antennes adaptatives peut être employée pour surmonter ce problème, par la combinaison intelligente des signaux des antennes multiples qui sont situées à la station de base et/ou à même au mobile. En plus, elle aide à augmenter la puissance du signal désiré, améliorer l'efficacité spectrale, adapter la forme du faisceau, ...etc.

D'autre part, un des problèmes les plus significatifs de l'acquisition des séquences PN dans les systèmes DS/CDMA est la détermination d'un seuil, qui agit en tant que facteur décisif essentiel pour la synchronisation du code PN, de sorte que les performances du système soient optimales. Pour cela, on propose un système d'acquisition du code PN simple et pratique, qui est le système double-dwell. Il combine la technique d'antennes intelligentes et le processeur ODV-ACAP. Ce dernier est employé pour s'adapter avec les variations aléatoires des conditions de l'environnement et réduire les fausses alarmes pour réaliser une acquisition efficace des codes PN.

Ce chapitre commence par une brève introduction sur le concept des antennes intelligentes et les antennes adaptatives (souvent appelées *les antennes intelligentes* dans le contexte radio-mobile). Ensuite, une description du système proposé est présentée, suivie d'une analyse détaillée des différentes mesures de performance. Les résultats de simulation obtenus sont aussi présentés dans ce chapitre avec toutes les comparaisons nécessaires, qui nous permettent de bien évaluer les performances du système proposé.

3.2 Antennes intelligentes

Les systèmes d'antennes intelligentes ont vu le jour au début des années 1970, afin de calculer avec succès l'angle d'arrivée AoA (Angle of Arrival) du signal radio entrant pour les applications militaires [85]. Jusqu'à ces dernières années, les contraintes du coût ont empêché leur utilisation dans les systèmes de communication commerciaux. Le développement des outils de traitement numérique des signaux DSP (Digital Signal Processor) puissants avec des coûts bas, ont rendu les antennes intelligentes pratiques pour les systèmes de communication cellulaires [86]. Par l'ajustement dynamique de ses poids, une antenne intelligente a pu ajuster son diagramme de rayonnement en fonction de l'endroit de l'utilisateur désiré et des utilisateurs interférents. Elle a les capacités de combattre les interférences co-canal et contrecarrer les dispersions temporelles résultantes des trajets multiples. Ceci peut être

exploité pour étendre la zone de couverture, augmenter la capacité du système, améliorer la qualité de services et réaliser des débits plus élevés.

3.2.1 Définition d'une antenne intelligente

Une antenne intelligente est définie comme un système qui combine plusieurs antennes élémentaires avec une unité de traitement numérique du signal DSP. Elle peut changer son diagramme de rayonnement de façon dynamique pour s'ajuster au bruit, interférence et trajets multiples. En d'autres termes, un tel système peut changer automatiquement la directivité de son diagramme de rayonnement en réponse à l'environnement du signal, ce qui peut augmenter considérablement les performances caractéristiques d'un système sans-fil [86].

3.2.2 Architecture d'une antenne intelligente

L'antenne intelligente est constituée de plusieurs antennes élémentaires réparties dans l'espace. Cette répartition peut prendre diverses formes (linéaire, planaire ou circulaire), en fonction des paramètres à extraire. Afin de former des diagrammes de rayonnement dans les directions souhaitées, cette antenne utilise un dispositif d'alimentation qui permet de commander les amplitudes et/ou les phases des signaux de l'environnement. Il est notamment possible de créer simultanément plusieurs lobes ou encore un lobe dans la direction du signal incident et un zéro dans les directions des interférences [87]. Selon l'application visée, la mise à jour des pondérations est effectuée à l'aide d'une unité de contrôle et traitement. Un schéma fonctionnel général d'un système à antenne intelligente peut être représenté par la figure 3.1.

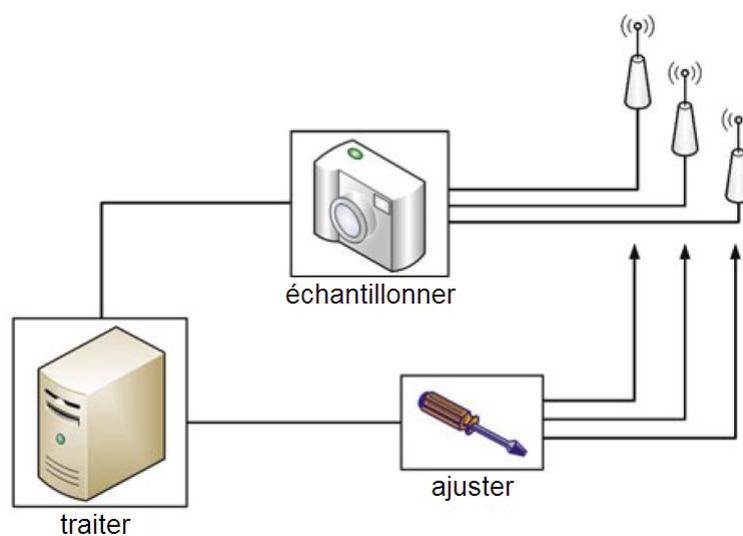


Figure 3.1 : Schéma conceptionnel d'un système à antenne intelligente [85].

3.2.3 Types des antennes intelligentes

De nos jours, divers termes sont couramment entendus, en parlant des les systèmes de communication radio-mobile, a titre d'exemples : antennes intelligentes, SDMA, traitement spatial, systèmes d'antennes adaptatives, ... etc. Cependant, ces différents termes concernent les systèmes à antennes intelligentes, qui peuvent se classifier en tant que des systèmes à faisceau commuté (Switched-Beam Systems) ou à réseau adaptatif (Adaptive Array Systems).

3.2.3.1 Systèmes à faisceaux commutés

Un système à faisceau commuté (ou aussi un système à lobe commuté) est composé d'un certain nombre de faisceaux prédéfinis. La sélection du faisceau approprié pour une station mobile est réalisée en fonction du niveau de la puissance du signal capté par ce dernier par rapport aux différents faisceaux. En effet, lors du déplacement du mobile, le système mesure la puissance du signal de manière continue, afin de sélectionner le faisceau contenant le signal le plus puissant. Ainsi, l'objectif global de ces systèmes est d'augmenter le gain en fonction de la position de l'utilisateur désiré, par rapport à une antenne conventionnelle. Une telle antenne est mise en application facilement en comparaison avec les antennes adaptative plus sophistiquées, mais l'amélioration réalisée est limitée.

La méthode de faisceau commuté peut être considérée comme une extension de la sectorisation cellulaire traditionnelle, où une cellule typique se compose de trois secteurs de 120° pour chacun. En utilisant cette approche, chaque secteur peut subdiviser en plusieurs sous-secteurs (voir la [figure 3.2](#)). En conséquence, la sortie d'un faisceau commuté est une grille des faisceaux orthogonaux, où chaque faisceau a un maximum vers une certaine direction et des minimums vers les directions des autres faisceaux. Le meilleur faisceau de la grille est choisi en se basant sur un algorithme qui utilise la puissance maximale ou le SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio) comme critères. En raison de sa nature directionnelle de pointage fixe, l'approche de faisceau commuté introduit une déformation entre les faisceaux, limite la suppression d'interférence, et elle est sensible au faux faisceau dû aux interférences, à l'ombrage, et à la dispersion angulaire large [88].

Un système pratique d'une antenne à faisceau commuté (pour la station de base) est constitué de plusieurs antennes, chacune couvre un secteur dans la cellule, un exemple d'un tel système est représenté par la [figure 3.3](#). Il se compose d'un déphaseur, qui forme plusieurs faisceaux orientés vers certaines directions et d'un commutateur RF qui a pour rôle d'orienter le bon faisceau vers la direction désirée. Le choix du bon faisceau est fait à l'aide un bloc de

contrôle logique dirigé par un algorithme qui balaie tous les faisceaux et choisit le signal le plus puissant, en se basant sur les mesures faites par le détecteur [89].

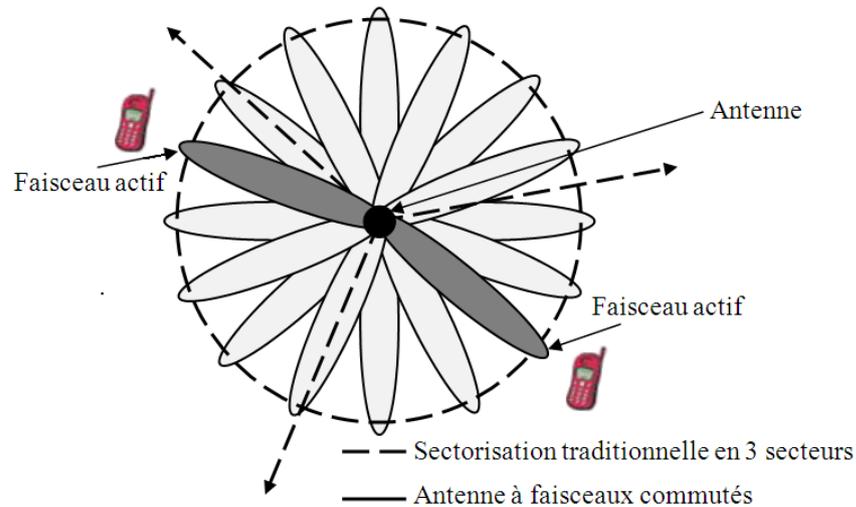


Figure 3.2 : Modèle de couverture d'une antenne à faisceaux commutés.

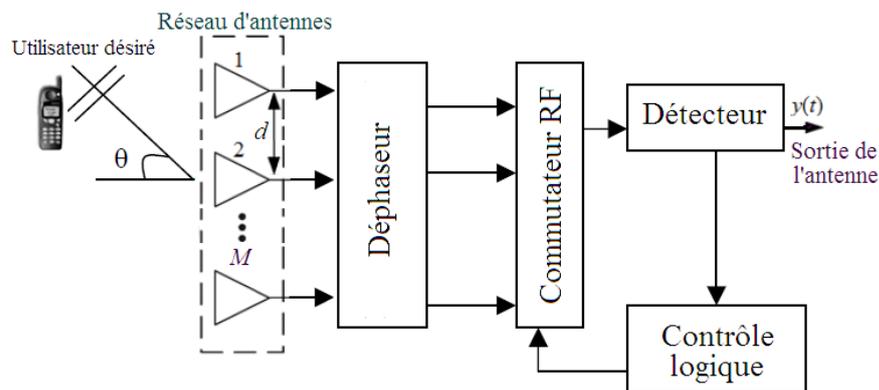


Figure 3.3 : Schéma bloc d'un système à faisceau commuté.

3.2.3.2 Antennes adaptatives

Au court de ces dernières décennies, l'utilisation des systèmes à antennes adaptatives, dans les différents domaines de la technologie, a connue une croissance très importante à cause des développements croissants de l'électromagnétisme et des outils de traitement du signal. L'intérêt de ces systèmes, par rapport aux systèmes à faisceaux commutés, est leur capacité à réagir automatiquement, en temps réel, aux modifications des conditions du canal de propagation. Ils permettent de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans les directions des interférences, tout en maintenant le lobe principal en direction de l'utilisateur utile, comme montre la [figure 3.4](#). Malgré que les deux systèmes essayent d'augmenter le gain dans la direction de l'utilisateur désiré, seulement les systèmes à antennes adaptatives peuvent offrir le gain optimal, car ils peuvent activement identifier et suivre les signaux désirés et interférents (voir la [figure 3.5](#)).

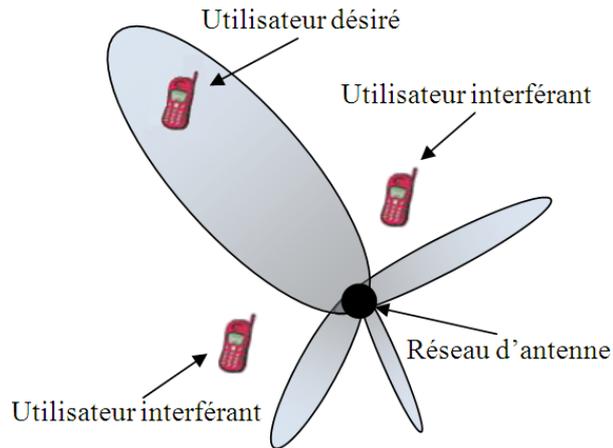


Figure 3.4 : Modèle de couverture d'un système à antenne adaptative.

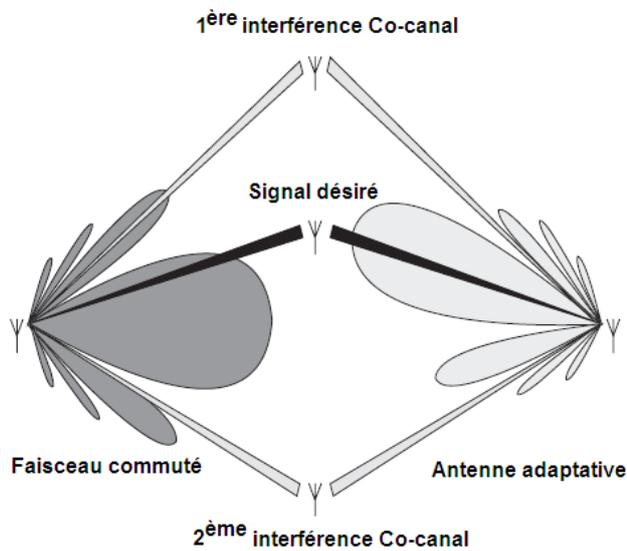


Figure 3.5 : Réponse d'une antenne intelligente : un système à faisceau commuté à gauche et un système à antenne adaptative à droite [88].

Habituellement, ces systèmes reposent sur des antennes réseau et sur un processeur récepteur adaptatif temps réel, qui attribue des poids aux éléments de l'antenne réseau afin d'optimiser le signal de sortie, selon des algorithmes de contrôle prédéfinis. Ces systèmes permettent de former des diagrammes de rayonnement dynamiques orientés dans des directions privilégiées, facilitant ainsi la poursuite d'un mobile tout au long de sa communication. Ces diagrammes s'adaptent constamment à l'environnement radio au fur et à mesure que le mobile se déplace. Les systèmes à antenne adaptative reposent sur des algorithmes de traitement du signal sophistiqués, permettant de distinguer en permanence les signaux utiles des signaux issus des trajets multiples et des brouilleurs, qui sont responsables à la dégradation de la qualité des signaux, afin de les annuler.

a) Structure d'une antenne adaptative : La structure d'une antenne adaptative est illustrée par la [figure 3.6](#). Elle est constituée d'un réseau de M antennes élémentaires dont les sorties sont pondérées par un terme complexe w avant d'être sommées entre elles. Pour mettre en forme son diagramme de rayonnement, elle utilise une unité de contrôle des pondérations, qui permet d'ajuster intelligemment l'amplitude et/ou la phase avec laquelle se combinent les signaux reçus (ou émis) sur les différentes antennes élémentaires.

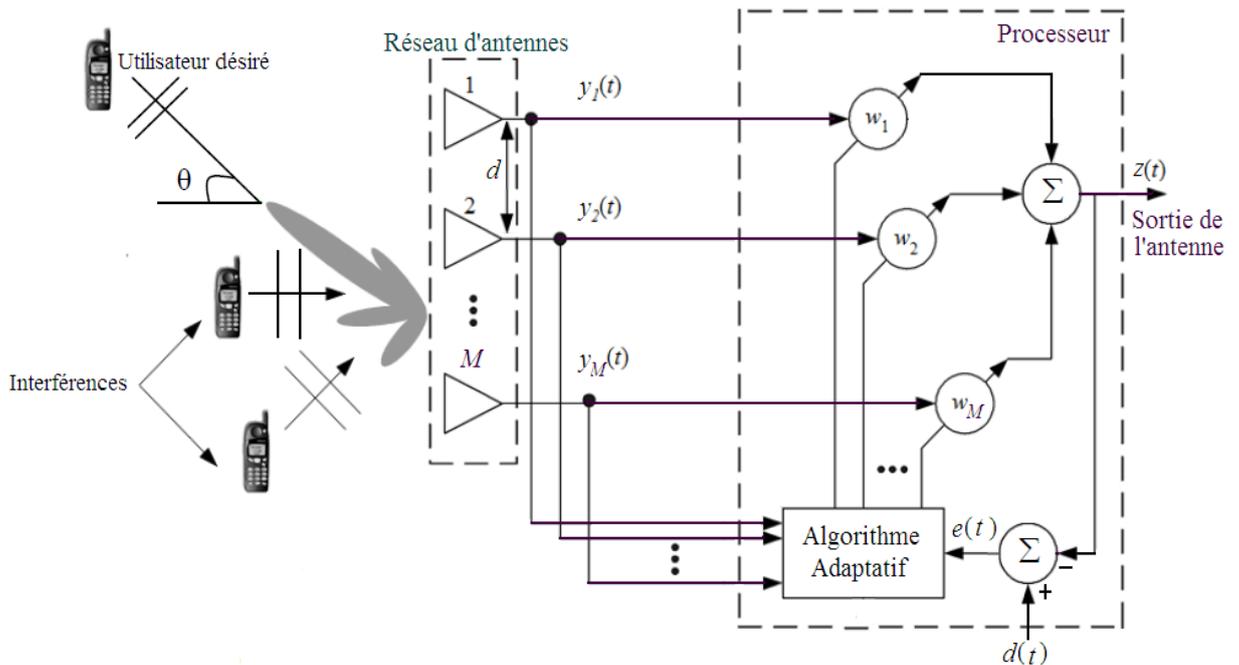


Figure 3.6 : Schéma représentatif d'une antenne adaptative.

b) Algorithmes adaptatifs : Pour obtenir les pondérations optimales d'une antenne adaptative, divers algorithmes peuvent être utilisés. Le choix de l'algorithme qui permet d'atteindre la solution optimale est une étape cruciale car, de lui dépend la vitesse de convergence et la complexité d'intégration matérielle. Parmi les algorithmes qui peuvent être utilisés, on cite à titre d'exemples:

- ✓ L'algorithme du gradient stochastique LMS (Least Mean Squares).
- ✓ L'algorithme des moindres carrés récurrents RLS (Recursive Least Squares).
- ✓ L'algorithme à module constant CMA (Constant Modulus Amplitude).
- ✓ L'algorithme d'inversion de matrice DMI ou SMI (Direct Matrix Inversion or Sample Matrix Inversion).

Ces algorithmes (et même d'autres) sont expliqués en détails dans les documents suivants [88], [90]. Dans ce travail on a utilisé l'algorithme LMS qui va être détaillé dans la section suivante.

c) **Algorithme LMS** : c'est l'algorithme le plus couramment utilisé en raison de sa simplicité, il a été développé par Widrow [91] en 1967. Cet algorithme est la version récurrente du filtre de Winner, il est dit aussi «l'algorithme des moindres carrés moyens», ce n'est qu'une approximation de l'algorithme du gradient déterministe. Il consiste à remplacer le gradient, qui est une quantité déterministe exacte, par une approximation du gradient calculée à partir des données disponibles. Comme les données sont aléatoires, le gradient estimé devient lui aussi une grandeur aléatoire et l'algorithme devient stochastique. Cet algorithme met à jour les poids à chaque itération de façon récursive, en se basant sur la méthode du gradient qui estime l'erreur quadratique moyenne MSE (Mean Square Error), puis déplace les poids dans la direction négative du gradient avec une valeur scalaire constante désignée par μ et appelée «pas d'adaptation» [92].

A partir de la figure 3.6, le vecteur des signaux reçus $y(t)$ et le vecteur des poids w peuvent être définis tels que :

$$y(t) = [y_1(t) \quad y_2(t) \quad \dots \quad y_M(t)]^T \quad (3.1)$$

et

$$w = [w_1 \quad w_2 \quad \dots \quad w_M]^T \quad (3.2)$$

où, l'exposant T indique le transposé.

La sortie de l'antenne adaptative $z(t)$ est une combinaison linéaire des différents signaux entrants, elle est exprimée par :

$$z(t) = \sum_{i=1}^M w_i y_i(t) \quad (3.3)$$

Sous forme matricielle, la sortie de l'antenne adaptative est donnée par :

$$z(t) = w^H y(t) \quad (3.4)$$

où, w^H est la forme hermitienne de w .

En antenne adaptative, on utilise souvent la matrice de corrélation des signaux reçus, qui peut être écrite comme suit:

$$R = E[y(t)y^H(t)] = \begin{bmatrix} E[y_1(t)y_1^*(t)] & \dots & E[y_1(t)y_M^*(t)] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ E[y_M(t)y_1^*(t)] & \dots & E[y_M(t)y_M^*(t)] \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

où, $y_i^*(t)$ est le conjugué de $y_i(t)$, $i = 1, 2, \dots, M$.

Appelons $d(t)$ le signal de référence généré au niveau du récepteur, les pondérations sont choisies de telle sorte qu'elles minimisent l'erreur quadratique moyenne entre la sortie de l'antenne et $d(t)$:

$$e^2(t) = [d(t) - z(t)]^2 = [d(t) - x^H y(t)]^2 \quad (3.6)$$

Les pondérations optimales à l'instant $(n + 1)$ sont calculées selon la relation de récurrence suivante [88]:

$$w(n+1) = w(n) - \mu \nabla \{E[e^2(n)]\} \quad (3.7)$$

avec,

$$\nabla \{E[e^2(n)]\} = -e^*(n) \cdot y(n) \quad (3.8)$$

où, $e^*(n)$ est le conjugué de $e(n)$.

Lorsque le pas d'adaptation μ est inférieur à la plus grande valeur propre de la matrice de corrélation R , l'algorithme sera stable et les valeurs moyennes des poids estimés convergent vers les poids optimaux. Puisque la somme des valeurs propres de R est sa trace, le pas d'adaptation est généralement choisi comme suit :

$$0 < \mu < \frac{1}{\text{trace}(R)} \quad (3.9)$$

L'algorithme LMS peut être résumé par les étapes suivantes :

Étape 1 : Calculer la sortie de l'antenne adaptative:

$$z(n) = w^H(n) y(n) \quad (3.10)$$

Étape 2 : Calculer le signal d'erreur :

$$e(n) = d(n) - z(n) \quad (3.11)$$

Étape 3 : Mettre à jour les poids de l'antenne adaptative :

$$w(n+1) = w(n) + \mu y(n) \cdot e^*(n) \quad (3.12)$$

avec, $0 < \mu < \frac{1}{\text{trace}(R)}$.

3.2.4 Avantages des antennes intelligentes

Avant de donner les avantages des antennes intelligentes, il sera utile de faire une comparaison entre ses deux types, afin de présenter les avantages et les inconvénients de

chacun par rapport à l'autre. Le [tableau 3.1](#) regroupe les points essentiels de cette comparaison [89].

Tableau 3.1 : Comparaison des systèmes à faisceau commuté et à antenne adaptative.

Système à faisceau commuté	Système à antenne adaptative
Il emploie plusieurs faisceaux directionnels fixes avec des largeurs étroites.	Un système adaptatif complet; oriente le faisceau vers le signal désiré et met à zéro les signaux aux directions d'interférence.
Les déphasages exigés sont fournis par les réseaux de déphasage fixes simples, comme la matrice de Butler.	Il exige la mise en œuvre de la technologie DSP.
Des algorithmes simples sont employés pour le choix du faisceau.	Il nécessite des algorithmes adaptatifs compliqués pour orienter le faisceau et les zéros.
Il ne nécessite qu'une interaction modérée entre le mobile et la station de base.	Puisque l'orientation continue du faisceau est nécessaire lorsque le mobile se déplace; une forte interaction entre le mobile et la station de base est exigée.
Puisqu'il emploie une simple technologie, il a moins de coût et de complexité. Donc, l'intégration dans les systèmes cellulaires existants est facile et moins cher.	Il n'est pas facile de le mettre en application dans les systèmes cellulaires existants, c.à.d. l'intégration est difficile et cher.
Il offre une augmentation significative de couverture et de capacité par rapport aux systèmes d'antennes conventionnels.	Il offre la meilleure couverture et améliore la capacité, parce qu'il a mieux rejeté les signaux interférents.
Puisque plusieurs faisceaux étroits sont employés, les transferts intercellulaires fréquents entre les faisceaux doivent être manipulés au fur et à mesure que le mobile se déplace d'un faisceau à l'autre.	Puisque le faisceau suit continuellement l'utilisateur; les transferts intercellulaires sont minimisés.
Il ne peut pas différencier le signal direct des signaux interférents et/ou trajets multiples, ce qui conduit à une amélioration non désirée des signaux interférents par rapport au signal désiré.	Il a une meilleure capacité de rejection des interférences.
Puisqu'il n'y a aucune direction nulle impliquée, ce système offre une suppression limitée des interférences co-canal.	Il peut soit rejeter les signaux des trajets multiples, soit les ajouter en corrigeant leurs retards pour améliorer la qualité du signal.

Les systèmes à antenne intelligente offrent des avantages considérables à la conception des systèmes de communication radio-mobiles, qui peuvent être résumés comme suit [93] :

- Amélioration de la capacité du système.
- Compatibilité avec presque toutes les techniques d'accès multiple, méthodes de modulation et bandes de fréquence.
- Amélioration de la portée et de la couverture.
- Augmentation du gain de l'antenne.
- Amélioration de l'estimation de la position de l'utilisateur.
- Diminution des dispersions temporelles.
- Amélioration de la qualité de la liaison.
- Réduction des transferts intercellulaires.
- Amélioration de la sécurité.
- Augmentation du rapport signal sur interférence SIR (Signal-to-Interference Ratio).
- Réduction des interférences co-canal.
- Amélioration de la réutilisation des fréquences.
- Réduction de la puissance transmise.
- Diminution de l'effet négatif des trajets multiples.
- Suivi instantané des sources en mouvement.
- Suppression de l'ombrage.
- ... Autres services.

3.3 Utilisation des antennes intelligentes pour l'acquisition adaptative des codes PN

3.3.1 Description du système proposé

Le système d'acquisition adaptatif proposé dans ce travail est composé de deux détecteurs adaptatifs ADs (Adaptive Detectors) reliés en série, ayant des structures identiques, comme montre la [figure 3.7](#). Chaque AD contient deux blocs, le premier bloc est un détecteur non-cohérent conventionnel à filtre moyennant MF (Matched Filter). Il est constitué de deux branches, chacune contient un MF corrélateur. Le signal reçu passe par le détecteur non-cohérent pour la démodulation (ici BPSK: Binary Phase Shift Keying). Il est ensuite désétaillé dans le corrélateur qui est réalisé à base d'un MF. Le deuxième bloc illustre le processus de décision basé sur le principe CFAR, qui utilise la technique de censure automatique.

Les deux ADs sont constitués comme suit : le premier AD est de corrélation partielle de courte durée par rapport au deuxième pour que le système d'acquisition puisse rejeter les cellules qui ne sont pas en phase rapidement ($N_1 < N_2$, ou N_1 et N_2 sont les corrélations partielles du premier et deuxième AD, respectivement). Plus la durée de corrélation partielle est courte, plus la probabilité de fausse alarme est élevée. Pour compenser ce problème, le deuxième AD a une durée de corrélation partielle plus longue. Par conséquent, si le processus de décision des deux détecteurs adaptatifs est contrôlé convenablement, un système "double-dwell" peut d'un part, minimiser le temps d'acquisition moyen considérablement et d'autre part, améliorer la probabilité de détection en maintenant la probabilité de fausse alarme à une valeur minimale désirée.

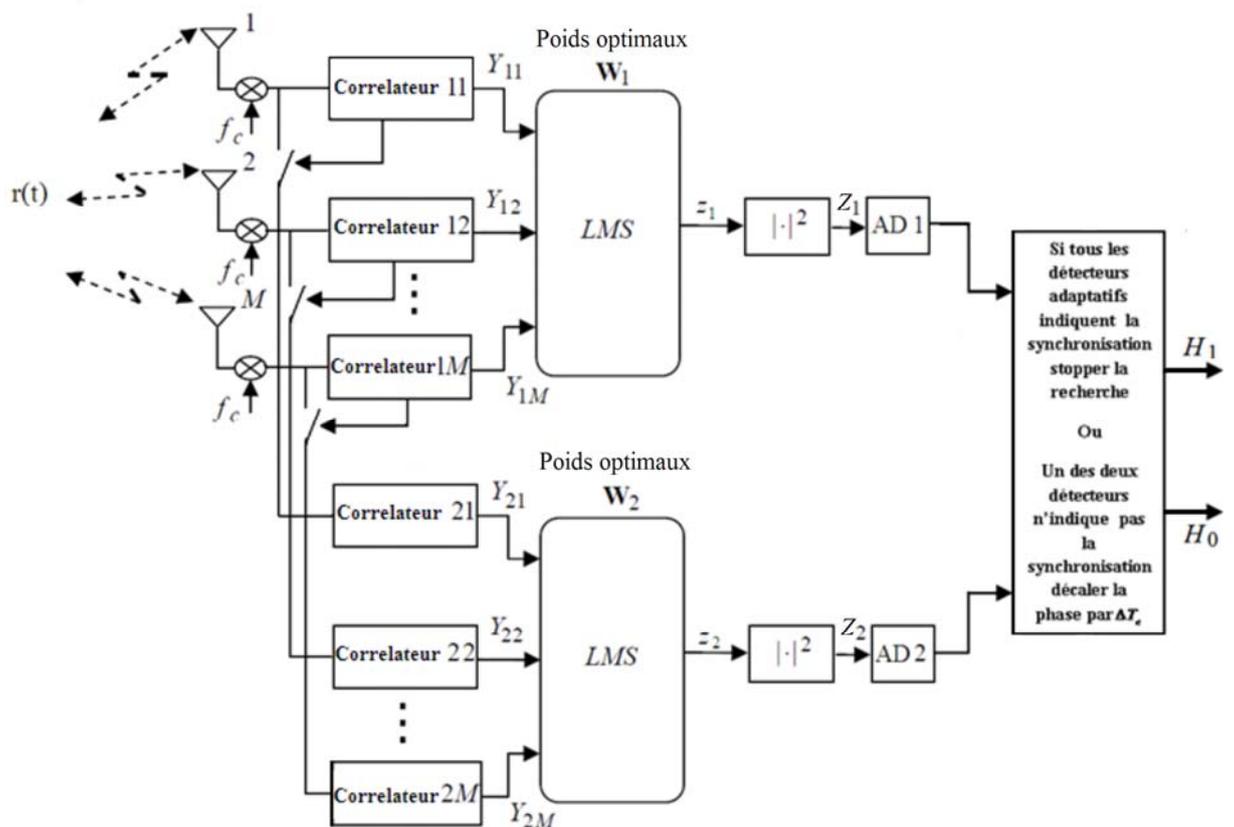


Figure 3.7 : Schéma bloc du système double-dwell utilisant une antenne intelligente.

Pour chaque AD, les sorties du détecteur non-cohérent sont envoyées en série vers un registre à décalage de longueur $N+1$. Le premier registre de chaque AD, noté par Z_{i0} , $i=1,2$, enregistre le résultat de multiplication de la puissance du signal entrant avec la valeur de corrélation du détecteur adaptatif (calculée entre la séquence PN entrante et celle localement générée). Les N registres suivants, notés Z_{ij} , $i=1,2, j_c = 1, 2, \dots, N$, enregistrent les puissances des N phases précédentes, ils sont appelés 'fenêtres de référence'.

Le système fonctionne comme suit : le signal PN reçu plus le bruit, les interférences d'accès multiple et les signaux des trajets multiples arrivent à l'entrée de chaque détecteur adaptatif :

- Si le premier AD indique que la cellule actuelle (sous-test) est en phase, alors le deuxième AD commence à fonctionner. Si ce dernier indique aussi la synchronisation, la boucle de poursuite est activée, la phase du code PN local est retardée par ΔT_C , où T_C est la durée d'un chip de la séquence PN. Dans ce cas, la prochaine cellule est alors examinée et ainsi de suite. Par conséquent, les distributions des sorties des deux ADs sont indépendantes. La valeur de Δ est habituellement prise 1/8, 1/4, 1/2 ou 1, dans ce travail Δ est égale à 1.

- Dans le cas contraire, si au moins l'un des deux ADs déclare H_0 (non synchronisation), les phases des deux codes PN (reçu et local) sont automatiquement ajustées à la prochaine position et tout le test se répète.

3.3.2 Analyse du système proposé

Le système de communication à étudier est composé de U utilisateurs qui peuvent émettre simultanément, inclue les $(U-1)$ utilisateurs qui transmettent des données (qui ont fini la phase d'acquisition) et un seul utilisateur de synchronisation initiale (dont la séquence PN acquiert à la station de base).

Nous supposons que le premier usager est l'utilisateur de synchronisation initiale, dont on veut évaluer ces performances. Chaque utilisateur est assigné par une séquence PN unique, qui étale la séquence des données. $\{c_k^{(u)}\}$ dénote des séquences binaire de $\{+1, 0\}$ où $c_k^{(u)}$ peut prendre les valeurs $+1$ et -1 avec des probabilités égales, et $c_u(t)$ représente la forme du signal de la séquence PN du $u^{i\text{ème}}$ utilisateur, elle est donnée par

$$c_u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k^{(u)} P_{T_c}(t - kT_c) \quad (3.13)$$

avec,

$$P_{\tau}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq \tau \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.14)$$

3.3.2.1 Émetteur

En utilisant les séquences des données pour moduler la forme de la séquence PN et la porteuse, le signal transmis du $u^{i\text{ème}}$ utilisateur est exprimé par [94] :

$$s_u(t) = \sqrt{2P_u} b_u(t) c_u(t) \cos(\omega_c t + \phi_u) \quad (3.15)$$

où, P_u et $b_u(t)$ représentent la puissance du signal transmis et la séquence de données du $u^{\text{ième}}$ utilisateur, respectivement, ω_c est la pulsation propre, tandis que le déphasage φ_u est une variable aléatoire uniformément distribuée sur l'intervalle $[0, 2\pi]$.

La présence de la modulation de données dans la synchronisation initiale du signal complique le processus de synchronisation du code au niveau du récepteur. Pour cela, dans beaucoup de systèmes DS-CDMA, l'émetteur facilite la synchronisation initiale en transmettant la phase du signal codé sans modulation des données au début de chaque transmission. Dans notre analyse et pour simplifier le problème, nous supposons qu'il n'y a aucune modulation de données pour les signaux transmis dans la phase d'acquisition.

3.3.2.2 Canal de transmission

On suppose que les poids $\{\alpha_{ul}\}$ des L trajets du signal reçu sont des variables aléatoires indépendantes et identiquement distribuées (*i.i.d.*) avec une fonction densité de probabilité pdf (probability density function) Rayleigh. C'est le modèle le plus utilisé pour un canal à évanouissement causé par des trajets multiples, en considérant une fréquence sélective. Cette pdf est donnée par [95] :

$$f_{\alpha_{ul}}(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right), \quad x \geq 0 \quad (3.16)$$

avec, $\alpha^2 = E[\alpha_{ul}^2] = 2\sigma^2$, où $E[.]$ désigne l'espérance mathématique, et les phases $\{\theta_{ul}\}$ sont supposés être des variables aléatoires indépendantes et uniformément distribuées sur $[0, 2\pi]$ et elles sont indépendantes des $\{\alpha_{ul}\}$. En plus, le temps d'intégration dans le processus d'acquisition est habituellement plus court que la durée d'un bit de l'information, c.à.d. $\tau_D \leq T$, donc nous supposons que l'évanouissement est suffisamment lent, afin de garantir que les amplitudes des chips au cours du temps d'intégration ont subi des distorsions identiques. On suppose également que la puissance totale de l'évanouissement dans tous les trajets multiples est normalisée à l'unité. Donc, la puissance moyenne de l'évanouissement dans chaque trajet est uniforme ou décroît exponentiellement avec un taux ν , elle peut être exprimée par [96] :

$$E[\alpha_{ul}^2] = \begin{cases} 1/L & , \quad \nu = 0 \\ \frac{1 - \exp(-\nu)}{1 - \exp(-\nu L)} \exp[-(l-1)\nu], & \nu \neq 0, \quad l = 1, 2, \dots, L \end{cases} \quad (3.17)$$

3.3.2.3 Éléments de l'antenne intelligente

Le réseau d'antennes de réception est un réseau linéaire uniforme constitué de M éléments identiques séparés par une distance $d=0.5\lambda$, où λ est la longueur d'onde de la porteuse du signal transmis. Ces éléments sont supposés avoir la même réponse à n'importe quelle direction. Les branches Y_{im} ($i=1,2$ et $m=1, \dots, M$) de la figure 3.7, sont les entrées des deux blocs LMS de l'antenne adaptative et $W_i = [w_{i1}, w_{i2}, \dots, w_{iM}]^T$, $i = 1,2$, sont les deux vecteurs des poids complexes qui doivent être optimisés par les deux blocs LMS.

3.3.2.4 Signal reçu

Le signal reçu à la station de base, par la $m^{ième}$ branche de l'antenne intelligente, peut être considéré comme la somme: (i) des différents trajets du signal à synchronisation initiale, (ii) des signaux de transmission de données (interférence d'accès multiple) et (iii) du bruit additif blanc gaussien, il peut être exprimé par l'expression suivante [22] :

$$r_m(t) = \sqrt{2P_R} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{1l} c_1(t - \tau_1 - lT_c) e^{j(\omega_c t + \phi_{1l})} e^{-j\pi(m-1)\sin(\theta_s)} \right\} \\ + \sqrt{2P_I} \left\{ \sum_{u=2}^U \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{ul} b_u(t - \tau_u - lT_c) c_u(t - \tau_u - lT_c) e^{j(\omega_c t + \phi_{ul})} e^{-j\pi(m-1)\sin(\theta_u)} \right\} + n_m(t) \\ m = 1, 2, \dots, M \quad (3.18)$$

où, $\{\tau_u\}, u = 1, 2, \dots, U$, sont les retards relatifs associés à un schéma de transmission asynchrone, $\phi_{ul} = \phi_u - \psi_{ul} - \omega_c(\tau_u + lT_c)$, $u = 1, 2, \dots, U$ et $l = 1, 2, \dots, L$, qui sont modélisés par des variables aléatoires indépendantes et identiquement distribuées (i.i.d) sur l'intervalle $[0, T_c]$, T_c est la durée d'un chip de la séquence PN, θ_s est la direction d'arriver de l'utilisateur désiré, θ_u est la direction d'arriver du $u^{ième}$ utilisateur interférent, alors que $n_m(t)$ est un bruit additif blanc gaussien de moyenne nulle et de densité spectrale de puissance $N_0/2$.

Puisque les $(U-1)$ utilisateurs interférents sont entrain de transmettre des données, nous supposons que leurs signaux ont une puissance idéalement commandée et que la valeur de la puissance moyenne reçue de chaque signal interfèrent est P_I . La puissance moyenne reçue à la station de base de l'utilisateur de synchronisation initiale (désiré) est habituellement différente de celle des utilisateurs qui sont dans la phase de transmission de données, cette puissance est exprimée par P_R .

3.3.2.5 Variables de décision

a) **Corrélateur** : Le bloc «corrélateur» qui suit chaque $m^{\text{ième}}$ élément de l'antenne intelligente de chaque AD dans la figure 3.7, peut être représenté par la figure 3.8. Le signal reçu est d'abord converti en composantes : en phase (I) et en quadrature de phase (Q), comme suit :

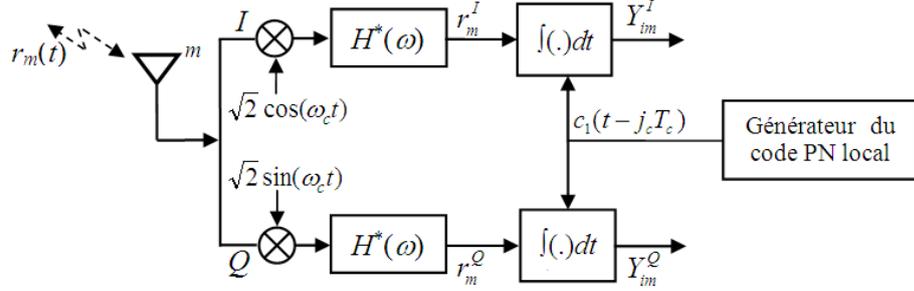


Figure 3.8 : Corrélateur constitué des composantes en phase (I) et en quadrature (Q).

$$r_m^I(t) = 2\sqrt{P_R} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{1l} c_1(t - \tau_1 - lT_c) \cos(\omega_c t + \phi_{1l}) \cos(\omega_c t) e^{-j\pi(m-1)\sin(\theta_s)} \right\} \\ + 2 \left\{ \sum_{u=2}^U \sqrt{P_{I_{u-1}}} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{ul} b_u(t - \tau_u - lT_c) c_u(t - \tau_u - lT_c) \cos(\omega_c t + \phi_{ul}) \cos(\omega_c t) e^{-j\pi(m-1)\sin(\theta_u)} \right\} + n_m^I(t) \\ m = 1, 2, \dots, M \quad (3.19)$$

et

$$r_m^Q(t) = 2\sqrt{P_R} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{1l} c_1(t - \tau_1 - lT_c) \cos(\omega_c t + \phi_{1l}) \sin(\omega_c t) e^{-j\pi(m-1)\sin(\theta_s)} \right\} \\ + 2 \left\{ \sum_{u=2}^U \sqrt{P_{I_{u-1}}} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{ul} b_u(t - \tau_u - lT_c) c_u(t - \tau_u - lT_c) \cos(\omega_c t + \phi_{ul}) \sin(\omega_c t) e^{-j\pi(m-1)\sin(\theta_u)} \right\} + n_m^Q(t) \\ m = 1, 2, \dots, M \quad (3.20)$$

Ensuite, elles sont multipliées par le code PN généré localement $c_1(t - j_c T_c)$, $j_c = 1, 2, \dots, N$ (avec N est toujours le nombre des cellules de référence) et intégrées sur $\tau_{Di} = N_i T_c$, $i = 1, 2$, secondes (τ_{Di} est appelé intervalle d'intégration ou dwell-time en anglais). Donc, on obtient :

$$Y_{im}^I = \int_0^{N_i T_c} r_m^I(t) c_1(t - j T_c) dt = \sum_{l=0}^{L-1} Y_{i,1l}^I e^{-j\pi(m-1)\sin(\theta_s)} + \sum_{u=2}^U \sum_{l=0}^{L-1} Y_{i,ul}^I e^{-j\pi(m-1)\sin(\theta_u)} + N_{im}^I \quad (3.21)$$

et

$$Y_{im}^Q = \int_0^{N_i T_c} r_m^Q(t) c_1(t - jT_c) dt = \sum_{l=0}^{L-1} Y_{i,1l}^Q e^{-j\pi(m-1)\sin(\theta_s)} + \sum_{u=2}^U \sum_{l=0}^{L-1} Y_{i,ul}^Q e^{-j\pi(m-1)\sin(\theta_u)} + N_{im}^Q \quad (3.22)$$

tels que :

$$Y_{i,1l}^I = \sqrt{P_R} \alpha_{1l} \cos(\varphi_{1l}) [\Delta_1 R_i(j, N_i + 1) + (T_c - \Delta_1) R_i(j, N_i)] \quad (3.23)$$

$$Y_{i,ul}^I = \sqrt{P_l} \alpha_{ul} \cos(\varphi_{ul}) [\Delta_u R_i^{(u)}(j, N_i + 1) + (T_c - \Delta_u) R_i^{(u)}(j, N_i)] \quad (3.24)$$

$$Y_{i,1l}^Q = -\sqrt{P_R} \alpha_{1l} \sin(\varphi_{1l}) [\Delta_1 R_i(j, N_i + 1) + (T_c - \Delta_1) R_i(j, N_i)] \quad (3.25)$$

et

$$Y_{i,ul}^Q = -\sqrt{P_l} \alpha_{ul} \sin(\varphi_{ul}) [\Delta_u R_i^{(u)}(j, N_i + 1) + (T_c - \Delta_u) R_i^{(u)}(j, N_i)] \quad (3.26)$$

où, Δ_1 est une variable aléatoire uniformément distribuée sur l'intervalle $[0, T_c]$ et $R_i^{(u)}(j, N_i)$ est la fonction d'auto-corrélation partielle des codes PN (reçu et local). Les termes I-Q du bruit peuvent être déterminés par :

$$N_{im}^I = \int_0^{N_i T_c} n_m(t) c_1(t - jT_c) \sqrt{2} \cos(\omega_c t) dt \quad (3.27)$$

et

$$N_{im}^Q = \int_0^{N_i T_c} n_m(t) c_1(t - jT_c) \sqrt{2} \sin(\omega_c t) dt \quad (3.28)$$

Finalement, on obtient :

$$Y_{im} = Y_{im}^I + jY_{im}^Q \quad (3.29)$$

Comme les séquences d'étalement du système sont modélisées par des séquences binaires aléatoires de valeur $\{0, 1\}$ avec des probabilités égales, on peut montrer que les limites de Y_{im}^I et Y_{im}^Q sont asymptotiquement gaussiennes, lorsque le nombre des utilisateurs augmente (dus au théorème de la limite centrale). Dans notre analyse, nous utilisons l'approximation gaussienne et nous modélisons le bruit thermique interne dû à la dispersion par les trajets multiples de l'utilisateur désiré, l'interférence d'accès multiple des $(U-1)$ utilisateurs de transmission de données et le bruit thermique par un bruit additif blanc gaussien. Ces résultats vont être utilisés dans la section suivante afin de déterminer la pdf des sorties des processeurs LMS sous les hypothèses H_0 et H_1 .

b) Processeur LMS : En utilisant l'algorithme LMS, les poids peuvent être adaptés à l'instant $(n+1)$ comme suit :

$$w_{im}(n+1) = w_{im}(n) + \mu e_i^*(n) Y_{im}(n); \quad m = 1, 2, \dots, M \text{ et } i = 1, 2 \quad (3.30)$$

où,

$$e_i(n) = M - W_i^H Y_i(n); \quad i = 1, 2 \quad (3.31)$$

et $Y_i(n) = [Y_{i1}(n) Y_{i2}(n) \dots Y_{iM}(n)]^T$, $i = 1, 2$, sont les sorties des corrélateurs et le pas d'adaptation μ est choisi égal à $(1/M)$ afin d'assurer la convergence de l'algorithme LMS. Lorsque les vecteurs des poids optimaux sont obtenus et l'erreur quadratique moyenne tend vers sa valeur minimale MMSE (Minimum Mean Square Error), on peut calculer les sorties des processeurs LMS, qui peuvent être données par la relation suivante :

$$z_i = W_i^H Y_i; \quad i = 1, 2 \quad (3.32)$$

où, Y_i peut être exprimé par :

$$Y_i = \underbrace{(Y_{i1}^I + jY_{i1}^Q)}_{\text{Signal désiré}} a(\theta_s) + \sum_{u=2}^U \underbrace{(Y_{iu}^I + jY_{iu}^Q)}_{MAI} a(\theta_u) + \underbrace{(N_i^I + jN_i^Q)}_{AWGN}; \quad i = 1, 2 \quad (3.33)$$

avec :

$$Y_{i1} = \sum_{l=0}^{L-1} Y_{i1}^{l,Q}; \quad i = 1, 2 \quad (3.34)$$

$$Y_{i,u}^{MAI} = \sum_{l=0}^{L-1} Y_{i,ul}^{MAI}; \quad i = 1, 2 \quad (3.35)$$

$$N_i = [N_{i1}, N_{i2}, \dots, N_{im}]^T; \quad i = 1, 2 \quad (3.36)$$

et le vecteur de la réponse du réseau d'antennes est exprimé par :

$$a(\theta) = [1 \quad e^{-j\pi \sin(\theta)} \quad \dots \quad e^{-j\pi(M-1)\sin(\theta)}]^T \quad (3.37)$$

En supposant que l'antenne intelligente peut suivre parfaitement l'utilisateur désiré, donc

$$W_i = a(\theta_s) \quad (3.38)$$

On a :

$$a(\theta_s)^H a(\theta_s) = M \quad (3.39)$$

Donc :

$$z_i = MY_{i1} + \sum_{u=2}^U Y_{i,u}^{MAI} a(\theta_s)^H a(\theta_u) + a(\theta_s)^H N_i \quad (3.40)$$

Sous l'hypothèse H_1 , un système d'acquisition non-cohérent peut acquérir seulement un seul trajet du signal reçu à tout moment, alors que les autres $(L-1)$ trajets sont considérés comme des interférences. Sous l'hypothèse H_0 , la séquence localement générée n'est pas en phase avec aucun des L trajets du signal reçu, et donc tous ces L trajets constituent les interférences.

Il peut être démontré que les variables z_i^I et z_i^Q , sont des variables aléatoires gaussiennes statistiquement indépendantes, de moyennes zéro et $MN_i\sqrt{\alpha^2 E_c}$ (E_c est l'énergie d'un chip de la séquence PN), respectivement et de variance $MN_i N_0 / 2$ (N_0 est la densité spectrale de puissance unilatérale du bruit additif blanc gaussien). Donc sous l'hypothèse H_1 , les variables de décision finales $Z_i = |z_i|^2$, $i=1,2$, suivent une distribution chi-deux non-centrée qui peut être exprimée par [18] :

$$f_{Z_i}(Z_i / H_1, x) = \frac{1}{2M\sigma_{0i}^2} \exp\left(\frac{-(Z_i + M^2 M_{iD}^2 x^2)}{2M\sigma_{0i}^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{M_{iD}^2 x^2 Z_i}}{M\sigma_{0i}^2}\right), i = 1,2, Z_i \geq 0 \quad (3.41)$$

Telles que, $\sigma_{0i}^2 = N_i N_0 / 2$, $M_{iD}^2 = N_i^2 E_c$ et $I_0(\cdot)$ est la fonction Bessel modifiée de premier type et d'ordre zéro. Comme x suit une distribution Rayleigh exprimée par l'équation (3.16), donc :

$$f_{Z_i}(Z_i / H_1) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_{Z_i}(Z_i / H_1, x) f_{\alpha_{ul}}(x) dx = \frac{1}{M 2\sigma_{0i}^2 + M^2 \nu_i} \exp\left(\frac{-Z_i}{M 2\sigma_{0i}^2 + M^2 \nu_i}\right), i = 1,2, Z_i \geq 0 \quad (3.42)$$

où, $\nu_i = N_i E_c \sigma^2$ et σ^2 est la puissance de l'évanouissement du canal.

Sous l'hypothèse H_0 , les variables z_i^I et z_i^Q , sont des variables aléatoires gaussiennes statistiquement indépendantes de moyennes zéro et de variance $MN_i N_0 / 2$. Donc, les variables de décision finales $Z_i = |z_i|^2$, $i=1,2$, suivent une distribution chi-deux centrée qui peut être exprimée par [18] :

$$f_{Z_i}(z_i / H_0) = \frac{1}{M 2\sigma_{0i}^2} \exp\left(\frac{-z_i}{M 2\sigma_{0i}^2}\right), i = 1,2, Z_i \geq 0 \quad (3.43)$$

3.3.2.6 Probabilités de détection et de fausse alarme

Chaque AD est composé d'un détecteur ODV-ACAP (Ordered Data Variability-Automatic Censoring Adaptive Processor), qui peut être schématisé par la figure 3.9. Le principe de fonctionnement de ce détecteur est détaillé dans la section 1.5.

En utilisant cet algorithme, la pfd de la variable aléatoire X_i est donnée par [97] :

$$f_{X_i}(x_i) = \sum_{k=1}^{N-k_i} \frac{a_{ik}}{M 2\sigma_{0i}^2} \exp\left(\frac{-c_{ik}x_i}{M 2\sigma_{0i}^2}\right), \quad i = 1, 2 \quad (3.44)$$

avec,

$$a_{ik} = \binom{N}{k_i} \binom{N-k_i}{k-1} (-1)^{k-1} \left(\frac{N-k_i-k+1}{k_i}\right)^{N-k_i-1} \quad (3.45)$$

et

$$c_{ik} = \frac{N-k+1}{N-k_i-k+1} \quad (3.46)$$

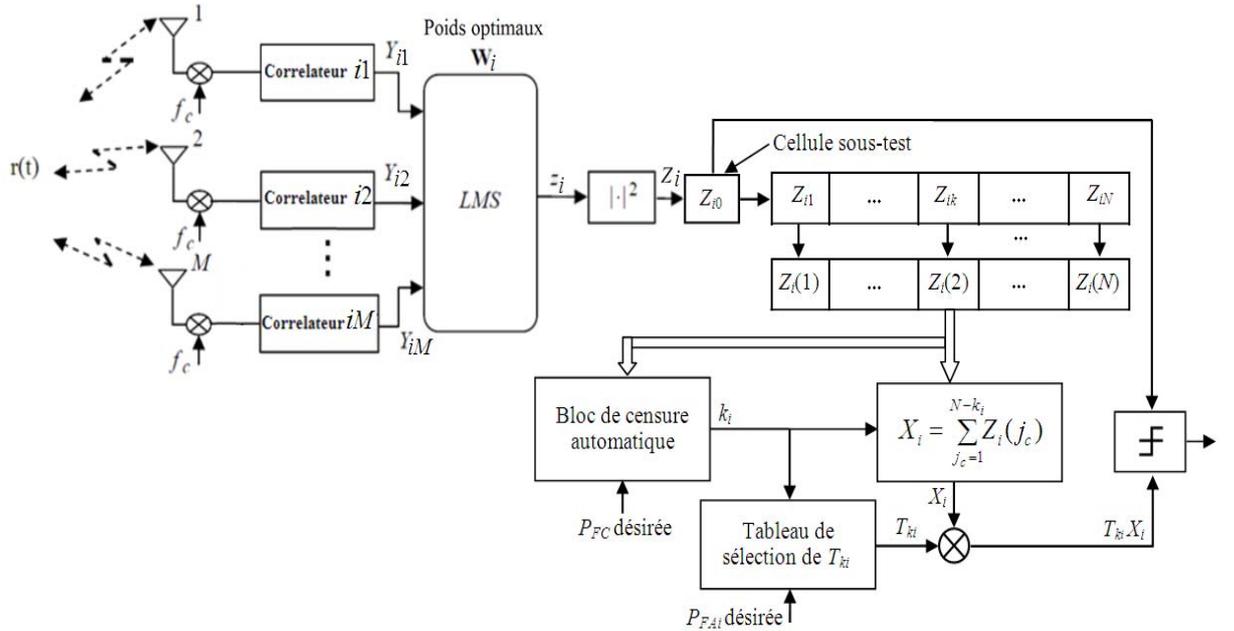


Figure 3.9 : Schéma bloc du détecteur adaptatif utilisant l'algorithme ODV-ACAP.

Donc, la probabilité de fausse alarme de chaque AD est [22]:

$$\begin{aligned} P_{FA_{ki}} &= \int_0^{\infty} f_{X_i}(x_i) \int_{T_{ki}x_i}^{\infty} f_{Z_i}(z_i | H_0) dz_i dx_i \\ &= \left\{ \frac{N}{N-k_i} \left[\frac{1}{1+T_{ki}} - \sum_{m=0}^{k_i-1} \sum_{j_c=0}^{N-m-1} \binom{N-1}{m} \binom{N-m-1}{j_c} (-1)^j \frac{1}{T_{ki}+m+j_c+1} \right] \right\}^{N-k_i} \end{aligned} \quad (3.47)$$

La probabilité de détection $P_{D_{ki}}$ de chaque AD est obtenue à partir de son probabilité de fausse alarme donnée par l'équation (3.47), en remplaçant T_{ki} par $[T_{ki}/(1 + M\sigma_i/\sigma_0^2)]$. Comme les sorties des corrélateurs des deux ADs sont indépendantes l'une par rapport à l'autre, la probabilité de détection (de fausse alarme) du système double-dwell est obtenue en faisant le produit des probabilités de détection (de fausse alarme) des deux ADs [8]. Ainsi, les probabilités de détection et de fausse alarme de tout le système sont données, respectivement, par :

$$P_{D_k} = P_{D_{k1}} \times P_{D_{k2}} \quad (3.48)$$

et

$$P_{FA_k} = P_{FA_{k1}} \times P_{FA_{k2}} \quad (3.49)$$

A partir de l'équation (3.49), on remarque que la probabilité de fausse alarme du système proposé est indépendante du SNR. En plus, elle est constante puisque les paramètres k_i , T_{ki} et N sont des valeurs constantes.

3.3.2.7 Temps d'acquisition moyen

Le temps d'acquisition moyen \bar{T}_{acq} du système double-dwell, peut être calculé en fonction des probabilités de détection et de fausse alarme, en utilisant le diagramme d'état représenté par la figure 3.10. Pour déterminer l'expression du temps d'acquisition moyen du système proposé, les hypothèses suivantes sont considérées :

- ✓ Une distribution uniforme de la séquence du code PN produit une même probabilité de départ à partir de chaque nœud.
- ✓ Le départ à partir du nœud de la bonne phase (cellule H_1) est exclu.

En utilisant le digramme de la figure 3.10, la fonction de transfert du système, $H(z)$, peut être exprimée par :

$$H(z) = \frac{1}{(q-L)} \times \frac{H_D(z)[1 - H_0^{q-L}(z)]}{[1 - H_M(z) \cdot H_0^{q-L}(z)][1 - H_0(z)]} \quad (3.50)$$

avec,

$$H_D(z) = \sum_{j=1}^L \left\{ P_{D_{1j}} \cdot P_{D_{2j}} z^{(N_1+N_2)T_c} \prod_{i=1}^{j-1} \left[(1 - P_{D_{1i}} \cdot P_{D_{2i}}) z^{(N_1+N_2)T_c} \right] \right\} \quad (3.51)$$

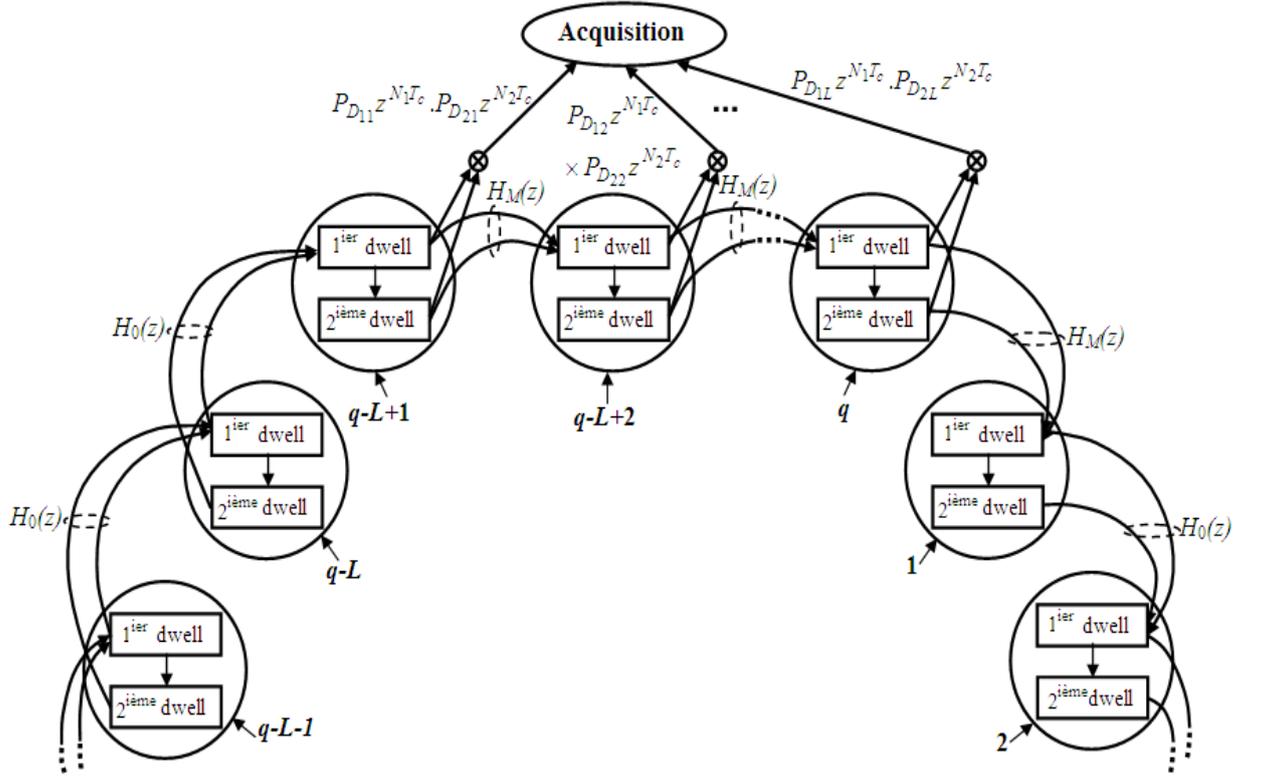


Figure 3.10 : Diagramme d'état circulaire du système double-dwell.

$$\text{où, } \prod_{i=1}^0 [(1 - P_{D_{1i}} \cdot P_{D_{2i}}) z^{(N_1 + N_2) T_c}] = 1.$$

$$H_M(z) = \left[z^{N_1 T_c} - \sum_{j=1}^L \left\{ P_{D_{1j}} z^{N_1 T_c} \prod_{i=1}^{j-1} [(1 - P_{D_{1i}}) z^{N_1 T_c}] \right\} \right] + \sum_{j=1}^L \left\{ P_{D_{1j}} z^{N_1 T_c} \prod_{i=1}^{j-1} [(1 - P_{D_{1i}}) z^{N_1 T_c}] \right\} \times \left[z^{N_2 T_c} - \sum_{j=1}^L \left\{ P_{D_{2j}} z^{N_2 T_c} \prod_{i=1}^{j-1} [(1 - P_{D_{2i}}) z^{N_2 T_c}] \right\} \right] \quad (3.52)$$

et

$$H_0(z) = (1 - P_{FA_1}) z^{N_1 T_c} + P_{FA_1} z^{N_1 T_c} \cdot P_{FA_2} z^{N_2 T_c} \cdot z^{(N_1 + N_2) K T_c} + P_{FA_1} z^{N_1 T_c} (1 - P_{FA_2}) z^{N_2 T_c} \quad (3.53)$$

Le temps d'acquisition moyen peut être obtenu en remplaçant les équations (3.51)-(3.53) dans l'expression de la fonction de transfert donnée par l'équation (3.50), il est donné par [82] :

$$\bar{T}_{acq} = \frac{dH(z)}{dz} \Big|_{z=1} = \frac{1}{H_D(1)} \times \left\{ \frac{dH_D(z)}{dz} \Big|_{z=1} + \frac{dH_M(z)}{dz} \Big|_{z=1} + (q-L) \times \frac{dH_0(z)}{dz} \Big|_{z=1} \times \left(1 - \frac{H_D(1)}{2} \right) \right\} \quad (3.54)$$

Après quelques manipulations mathématiques, on peut démontrer que le temps d'acquisition moyen du système proposé peut être exprimé par :

$$\bar{T}_{acq} = \frac{N_1 T_c}{\sum_{j=1}^L \left\{ j P_{D_{1j}} \cdot P_{D_{2j}} \prod_{i=1}^{j-1} [(1 - P_{D_{1i}} \cdot P_{D_{2i}})] \right\}} + \frac{N_2 T_c \times \sum_{j=1}^L \left\{ j P_{D_{1j}} \prod_{i=1}^{j-1} [(1 - P_{D_{1i}})] \right\}}{\sum_{j=1}^L \left\{ j P_{D_{1j}} \cdot P_{D_{2j}} \prod_{i=1}^{j-1} [(1 - P_{D_{1i}} \cdot P_{D_{2i}})] \right\}} + (q - L) \times [N_1 T_c + N_2 T_c P_{FA_1} + K(N_1 + N_2) T_c P_{FA}] \times \left(\frac{1}{\sum_{j=1}^L \left\{ j P_{D_{1j}} \cdot P_{D_{2j}} \prod_{i=1}^{j-1} [(1 - P_{D_{1i}} \cdot P_{D_{2i}})] \right\}} - \frac{1}{2} \right) \quad (3.55)$$

Si $L=1$, l'expression (3.55) peut être simplifiée comme suit:

$$\bar{T}_{acq} = \frac{N_1 T_c}{P_D} + \frac{N_2 T_c}{P_{D_2}} + (q - 1) \times [N_1 T_c + N_2 T_c P_{FA_1} + K(N_1 + N_2) T_c P_{FA}] \times \left(\frac{1}{P_D} - \frac{1}{2} \right) \quad (3.56)$$

où, K , T_c et q sont le temps de pénalité, la durée d'un chip de la séquence PN et la période de la séquence PN, respectivement.

3.3.3 Résultats et discussions

La robustesse de l'algorithme ODV-ACAP et les performances du système proposé (combinant l'architecture double-dwell avec la technique des antennes intelligentes) sont évaluées par simulation en utilisant le logiciel MATLAB. La probabilité de la détection et le temps d'acquisition moyen sont simulés pour différents paramètres, différentes architectures et différents algorithmes CFAR. Comme l'algorithme ACAP fonctionne en temps réel, puisqu'il censure automatiquement les répliques du signal résultants des trajets multiples, selon le contenu réel momentané de la fenêtre de référence; donc les méthodes analytiques ne peuvent pas évaluer ses performances. Par conséquent, la probabilité de détection a été calculée par simulation en utilisant la technique de Monte-Carlo avec 10^5 essais indépendants pour chaque calcul, elle est donnée par :

$$P_{D_{ki}} = \frac{\text{Nombre de détection}}{\text{nombre total des cellules } H_1 \text{ testées}} \quad (3.57)$$

Pour cela, nous considérons les hypothèses suivantes :

- ✓ La durée d'un chip de la séquence PN, $T_c = 1 \mu s$.
- ✓ Un code PN périodique de longueur $q = 1023$.
- ✓ Des temps de pénalités égales à $KN_i T_c$, $i=1, 2$, secondes pour les deux ADs, avec une constante de pénalité $K = 10^3$.

- ✓ Les performances du système sont analysées pour un canal à évanouissement lent qui suit une distribution Rayleigh.
- ✓ La mise à jour du processus de recherche est de $T_c=1\mu s$, ce qui donne une région d'incertitude de longueur q .

Pour l'algorithme OSAP (section 1.5), il est possible de choisir différentes valeurs de k entre 1 et N . Parmi tous les choix possibles, nous prenons le contenu de la cellule d'ordre $(0.75N)$ pour estimer le niveau de la puissance du bruit [39]. Pour les simulations du détecteur CMLD-CFAR (section 1.5), k est supposé égal à 5 ; alors que, k_1 et k_2 de l'algorithme TM-CFAR (section 1.5) sont prises égales 3 et 5, respectivement. Pour détecter tous les trajets multiples qui existent dans les cellules de la fenêtre de référence avec la même sensibilité, en utilisant l'algorithme ODV-ACAP, la même probabilité de fausse censure P_{FC} doit être maintenue à chaque itération. Les seuils OVD S_{ki} , $i = 1, 2$, de l'algorithme ACAP, pour une P_{FC} égale 10^{-2} , sont résumés dans tableau 3.2. Les corrélations partielles N_1 et N_2 des deux détecteurs adaptatifs sont de longueurs 64 et 256, respectivement, sauf si d'autres valeurs sont indiquées par la suite.

Tableau 3.2: Seuils S_{ki} du détecteur ACAP pour une $P_{FC}=10^{-2}$.

N	p	S_{ki}															
		S_0	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	S_9	S_{10}	S_{11}	S_{12}	S_{13}	S_{14}	S_{15}
16	12	0.356	0.247	0.199	0.173	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
24	16	0.331	0.235	0.190	0.162	0.143	0.131	0.123	0.117	-	-	-	-	-	-	-	-
32	24	0.190	0.130	0.108	0.095	0.088	0.083	0.0803	0.0784	-	-	-	-	-	-	-	-
32	16	0.456	0.351	0.295	0.256	0.227	0.205	0.186	0.170	0.156	0.145	0.136	0.128	1.120	0.116	0.112	0.109

Pour illustrer l'avantage principal du système d'acquisition adaptatif proposé, les performances du système double-dwell (DD : Double-Dwell en anglais) utilisant les antennes intelligentes ont été comparées avec celles d'un ensemble des systèmes proposés dans la littérature. Nous commençons par le système proposé dans [22], ce système combine la technique d'antennes intelligentes avec la stratégie de recherche série à dwell unique (SD : Single-Dwell en anglais) et le détecteur ACAP. La comparaison est effectuée en considérant un milieu homogène à évanouissement Rayleigh (absence des trajets multiples et des MAI) et en changeant le nombre d'éléments de l'antenne intelligente (M).

À partir des figures 3.11 et 3.12, nous observons que l'utilisation de l'antenne intelligente améliore les performances du système d'acquisition. Nous pouvons voir clairement que, l'augmentation du nombre des éléments de l'antenne intelligente augmente la probabilité de la détection de manière significative et réduit considérablement le temps d'acquisition moyen.

Par exemple, la probabilité de détection avec une antenne intelligente contenant cinq éléments, présente une amélioration du SNR/chip par plus de 7 dB par rapport au cas d'une simple antenne. Par conséquent, lorsque le système d'acquisition DS-CDMA proposé est employé, n'importe quel utilisateur peut transmettre son signal avec un SNR plus faible que celui du système série à dwell-unique.

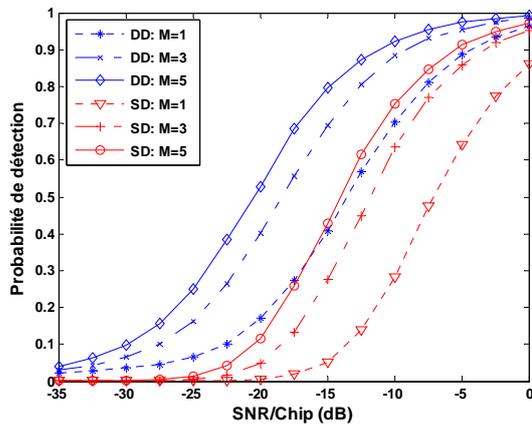


Figure 3.11: Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) des systèmes SD et DD utilisant le détecteur ACAP(0), avec différentes valeurs de M , $N=24$, $p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$.

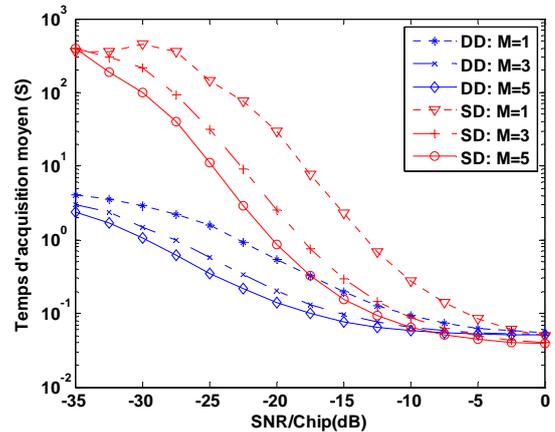


Figure 3.12 : Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip (dB) des systèmes SD et DD utilisant le détecteur ACAP(0), avec différentes valeurs de M , $N=24$, $p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$.

Maintenant, on compare la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen du système proposé et ceux du système utilisant le détecteur CAAP (références [18] et [19]), en fonction du SNR/Chip, dans le cas de présence de r interférences (cellules contiennent des trajets multiples) dans la fenêtre de référence. Il est montré dans la figure 3.13 que, la probabilité de détection du système proposé est meilleure que celle du système qui utilise l'algorithme CAAP. Ce dernier souffre d'une sérieuse dégradation lorsque r augmente. L'effet de r sur le temps d'acquisition moyen est donné dans la figure 3.14, il est clair que le temps d'acquisition moyen du détecteur CAAP augmente avec l'augmentation du nombre des répliques du signal dans la fenêtre de référence, alors qu'il reste approximativement le même pour le détecteur ACAP.

D'autre part, les résultats obtenus montrés dans les figures 3.15 et 3.16 se comportent comme ceux représentés dans les figures 3.13 et 3.14, sauf que les performances du système utilisant l'algorithme OSAP dégradent moins que celles du système utilisant le détecteur CAAP, et plus particulièrement lorsque le nombre r des répliques du signal est inférieur à $0.25N$. Dans le cas contraire, les performances de ce détecteur montrent une dégradation significative.

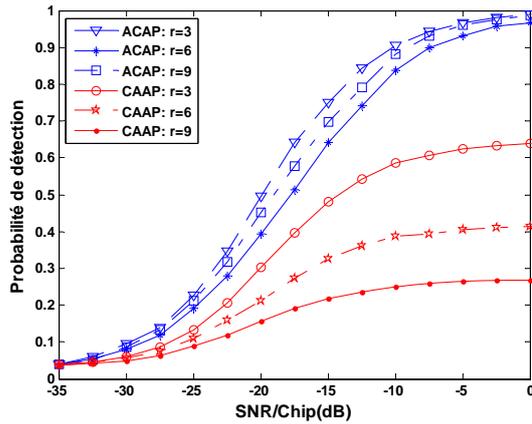


Figure 3.13 : Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) des détecteurs CAAP et ACAP, pour r trajets dans la fenêtre de référence, avec $M=5$, $N=24$, $p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$.

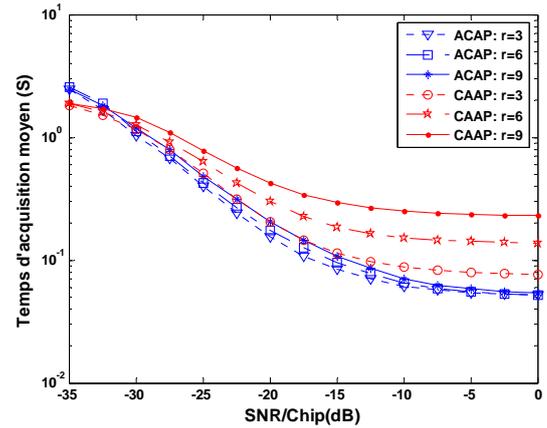


Figure 3.14 : Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip (dB) des détecteurs CAAP et ACAP, pour r trajets dans la fenêtre de référence, avec $M=5$, $N=24$, $p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$.

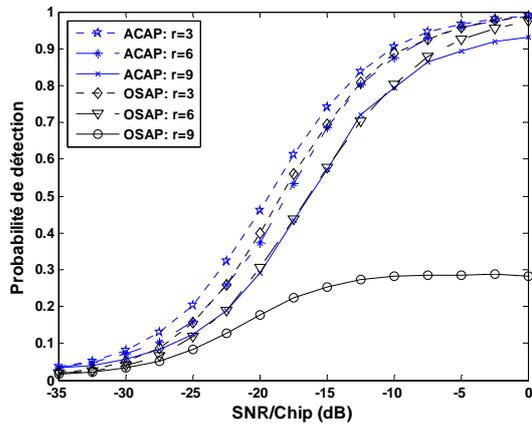


Figure 3.15 : Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) des détecteurs OSAP et ACAP, pour r trajets dans la fenêtre de référence, avec $M=5$, $N=24$, $p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$.

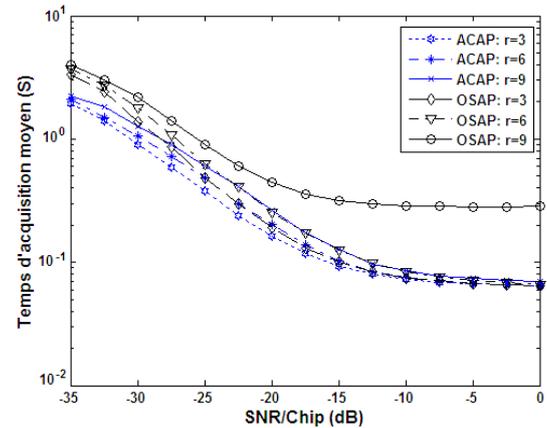


Figure 3.16 : Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip (dB) des détecteurs OSAP et ACAP, pour r trajets dans la fenêtre de référence, avec $M=5$, $N=24$, $p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$.

Les performances du système proposé dans ce travail sont également comparées avec celles du système proposé dans [20], qui a employé l'algorithme CMLD-CFAR, et le système proposé par Sofwan et Barkat [21], qui utilise l'algorithme TM-CFAR. A partir des figures 3.17 et 3.18, nous pouvons observer clairement que le système double-dwell, qui combine la technique d'antenne intelligente avec le détecteur ACAP, est plus performant que les systèmes proposés dans [20] et [21].

Les résultats obtenus montrent que, le détecteur CMLD-CFAR, qui utilise un point de censure fixe k , fonctionne bien lorsque k est supérieur au nombre r des répliques du signal ($k > r$). Mais, dans le cas contraire ($k < r$), il dégrade sérieusement. Les mêmes remarques sont

tirées pour le détecteur TM-CFAR, qui présente presque les mêmes performances que le détecteur CMLD-CFAR. Cela, parce que l'algorithme CMLD-CFAR (qui utilise un seul point de censure k) est un cas particulier de l'algorithme TM-CFAR (qui emploie deux points de censure k_1 et k_2). Il est obtenu à partir de l'algorithme TM-CFAR en mettant $k_1=0$ et $k_2=k$.

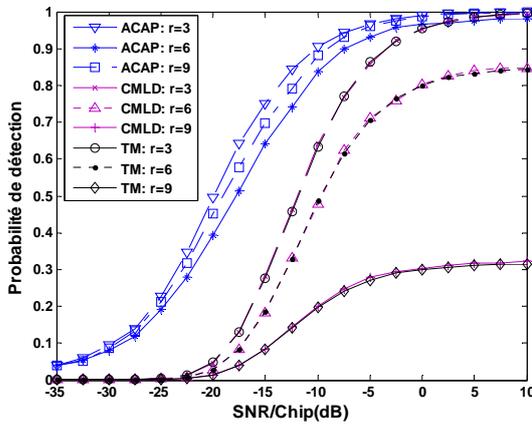


Figure 3.17 : Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) des détecteurs CMLD-CFAR, TM-CFAR et ACAP, pour r trajets dans la fenêtre de référence, avec $M=5$, $N=24$, $p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$.

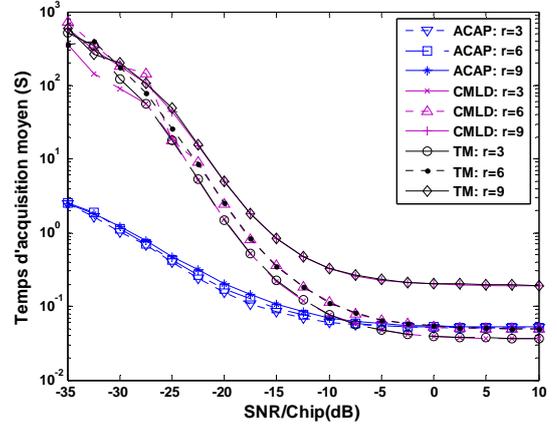


Figure 3.18 : Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip (dB) des détecteurs CMLD-CFAR, TM-CFAR et ACAP, pour r trajets dans la fenêtre de référence, avec $M=5$, $N=24$, $p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$.

Un autre algorithme très important est présenté récemment dans [23], c'est l'algorithme ATM-CFAR (voir section 1.5). Cet algorithme emploie deux points de censure automatiques (k_1 et k_2), ces performances sont étudiées en considérant un système de recherche série à antenne intelligente. Les résultats obtenus sont comparés avec ceux du système proposé; ils sont donnés dans les figures 3.19 et 3.20.

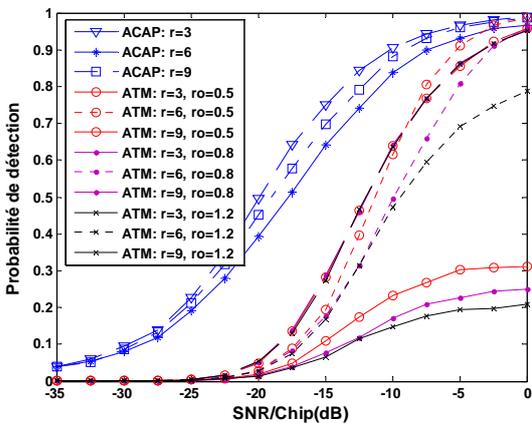


Figure 3.19 : Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) des détecteurs ATM-CFAR et ACAP, pour r trajets dans la fenêtre de référence, avec $M=5$, $N=24$, $p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$.

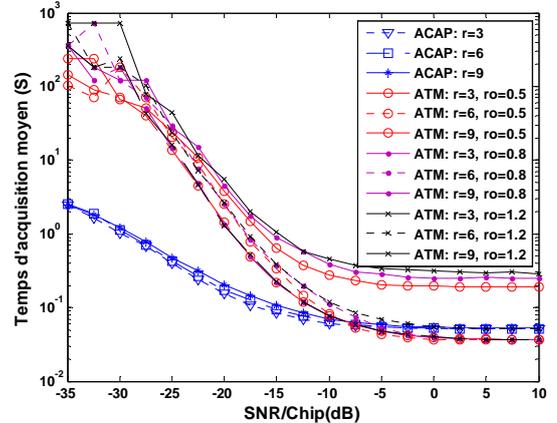


Figure 3.20 : Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip (dB) des détecteurs ATM-CFAR et ACAP, pour r trajets dans la fenêtre de référence, avec $M=5$, $N=24$, $p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$.

Cet algorithme détecte automatiquement le nombre des répliques du signal et les élimine, en utilisant la méthode de « boxplot » avec le paramètre ρ . Les résultats de simulation montrent que les meilleures performances de cet algorithme sont obtenues pour ρ égale 0.5. On remarque aussi que, l'algorithme ATM-CFAR est moins performant que l'algorithme ACAP sur tout l'intervalle du SNR/chip. Il est important de mentionner que, les performances du détecteur ATM-CFAR dégradent lorsque le nombre de répliques des trajets multiples dépasse une certaine limite, en plus il nécessite un temps de traitement assez large par rapport à tous les autres détecteurs.

En conclusion, le détecteur ACAP est la meilleure solution pour améliorer les performances du système double-dwell dans les environnements homogènes et non-homogènes, à condition que le nombre des répliques des trajets multiples r soit inférieur à $(N-p)$. Lorsque r dépasse cette valeur, une légère dégradation de ses performances est notée. Mais, cette dégradation est négligeable par rapport à celle des détecteurs CAAP, OSAP, CMLD-CFAR, TM-CFAR et ATM-CFAR.

Afin de garantir les meilleures performances du détecteur ACAP, on fixe N à 32 (le nombre optimum des cellules de référence), et on change p et r (le nombre des répliques du signal dans la fenêtre de référence). Les résultats obtenus (voir les figures 3.21 et 3.22) montrent que, les meilleures performances sont obtenues pour $p = 12$ (la valeur minimale de p), qui indique que le canal de référence peut supporter plus de 20 répliques du signal sans dégradation. On montre également que, lorsque $r > N-p$, une dégradation des performances du détecteur ACAP est produite. Par conséquent, en augmentant N jusqu'à sa valeur optimale et en réduisant p jusqu'à sa valeur minimale, la différence $N-p$ était grande; ce qui aide le détecteur ACAP à mieux résister au phénomène des trajets multiples.

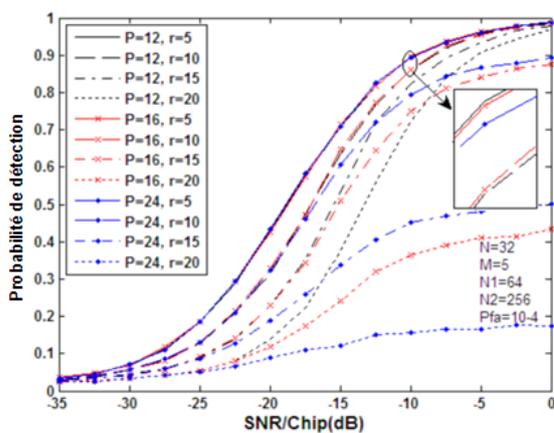


Figure 3.21: Probabilité de détection en fonction de SNR/Chip (dB) du détecteur ACAP, pour r trajets dans la fenêtre de référence et différentes valeurs de p .

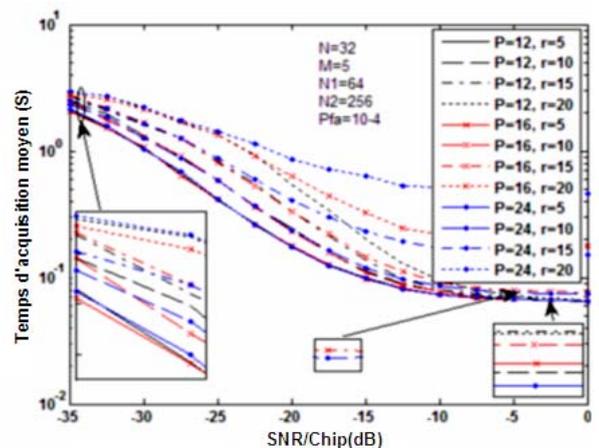


Figure 3.22: Temps d'acquisition moyen en fonction de SNR/Chip (dB) du détecteur ACAP, pour r trajets dans la fenêtre de référence et différentes valeurs de p .

La [figure 3.23](#) illustre la probabilité de détection (P_D) du système double-dwell proposé en fonction du SNR/chip (dB), en changeant les valeurs des longueurs de corrélation partielles N_1 et N_2 . Comme prévu, l'augmentation des longueurs de corrélation partielles augmente la probabilité de la détection. La [figure 3.24](#) représente le temps d'acquisition moyen de l'algorithme ACAP en fonction du SNR/chip (dB), en considérant N_1 et N_2 comme paramètres. On observe que, lorsqu'on fixe N_1 à sa valeur minimale (64), l'augmentation de N_2 presque n'affecte pas le temps d'acquisition moyen. Dans le cas contraire, c.à.d. lorsque N_2 est fixe ($N_2=512$), le meilleur temps d'acquisition moyen est obtenu pour la plus petite valeur de N_1 . Dans ce travail, N_1 est choisi d'être égale à 64, mais N_2 peut être augmenté jusqu'à 256, pour obtenir les meilleures performances.

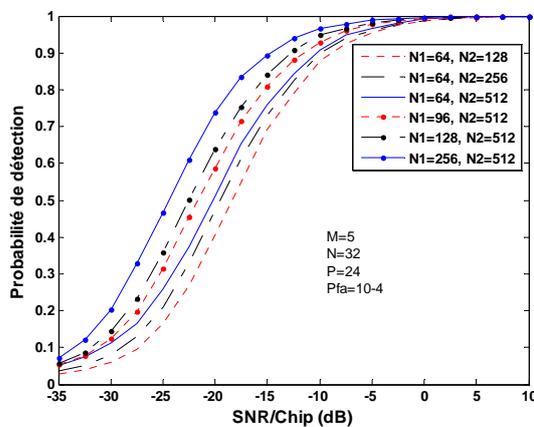


Figure 3.23: Probabilité de détection en fonction de SNR/Chip (dB) du système DD utilisant le détecteur ACAP, pour 5 répliques du signal dans la fenêtre de référence et différentes valeurs de N_1 et N_2 .

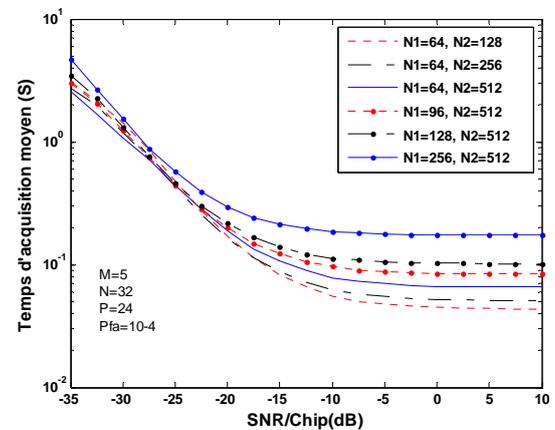


Figure 3.24: Temps d'acquisition moyen en fonction de SNR/Chip (dB) du système DD utilisant le détecteur ACAP, pour 5 répliques du signal dans la fenêtre de référence et différentes valeurs de N_1 et N_2 .

Maintenant, on attire votre attention à la capacité du système proposé à estimer le nombre des répliques du signal, qui peuvent exister dans les cellules de la fenêtre de référence. Les résultats obtenus du système proposé sont comparés à ceux du système série à dwell-unique, en changeant le nombre M d'éléments de l'antenne intelligente et la valeur du rapport signal sur bruit par chip (SNR/Chip), respectivement.

Dans cette partie, le nombre exact de cellules qui contiennent les trajets multiples est connu, ensuite on essaye de l'estimer, en employant l'algorithme ACAP pour les deux systèmes (à dwell-unique et double-dwell), par la méthode de simulation «Monte-Carlo». La probabilité d'estimer le nombre correct de répliques des trajets multiples est calculée en divisant le nombre des estimations correctes par le nombre de tous les cas estimés. A partir de la [figure 3.25](#), il est clair que la probabilité d'estimer le nombre correct des cellules contenant des trajets multiples, en employant le système double-dwell proposé dans le présent

travail est meilleure que celle du système à dwell-unique; particulièrement, lorsque le nombre M des éléments de l'antenne intelligente est petit. Noter que, l'efficacité du système proposée à estimer le nombre correct des trajets multiple est diminuée avec l'augmentation de M , mais il reste toujours le meilleur.

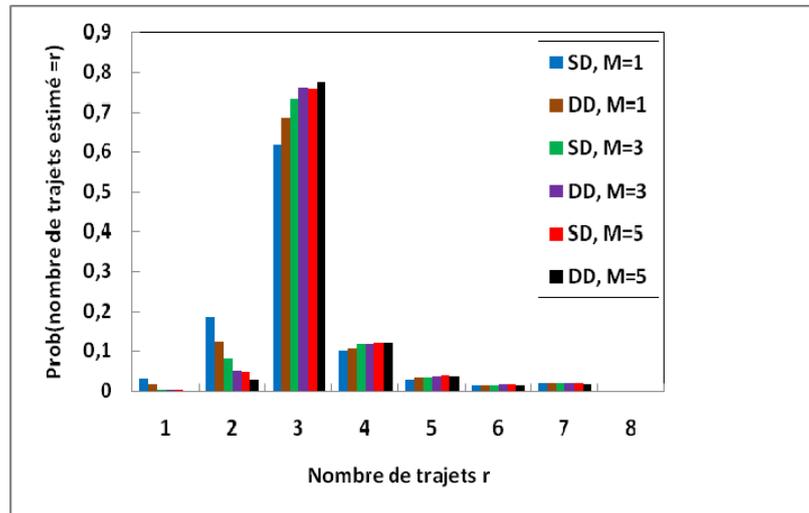


Figure 3.25: Probabilité d'estimer le nombre de trajets lorsque la fenêtre de référence contient 3 trajets multiples, pour les systèmes SD et DD utilisant le détecteur ACAP, avec différents valeurs de M , $N=24$, $p=16$, $P_{FA}=10^{-4}$ et $SNR/Chip=0$ dB.

Les mêmes remarques sont obtenues pour l'effet du rapport signal sur bruit par chip ($SNR/Chip$), voir la [figure 3.26](#). Dans [figure 3.27](#), une comparaison entre la capacité d'estimer le nombre des trajets multiples, par les détecteurs ACAP et ATM-CFAR, est effectuée. Il est clair que, le détecteur ACAP présente la meilleure performance, qui s'améliore par l'augmentation du nombre d'éléments de l'antenne intelligente.

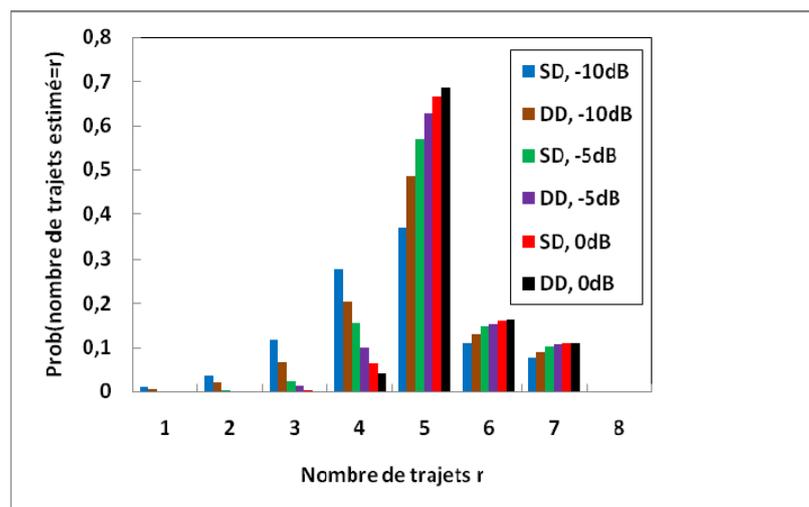


Figure 3.26: Probabilité d'estimer le nombre de trajets lorsque la fenêtre de référence contient 5 trajets multiples, pour les systèmes SD et DD utilisant le détecteur ACAP, avec différents valeurs de $SNR/Chip$ (dB), $M=5$, $N=24$, $p=16$ et $P_{FA}=10^{-4}$.

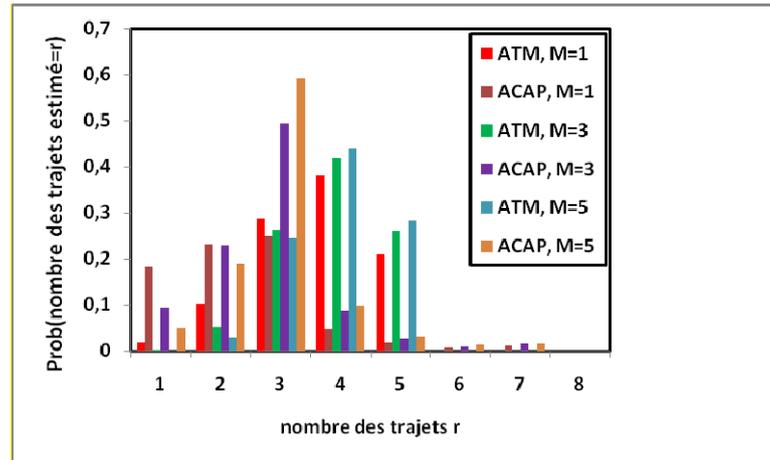


Figure 3.27: Probabilité d'estimer le nombre de trajets lorsque la fenêtre de référence contient 5 trajets multiples, pour les détecteurs ACAP et ATM-CFAR ($\rho=0.5$), avec $M=5$, $N=24$, $p=16$, $P_{FA}=10^{-4}$ et $\text{SNR}/\text{chip}=-10\text{dB}$.

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, un système d'acquisition adaptative qui combine la stratégie de recherche double-dwell avec la technique des antennes intelligentes, pour la détection des signaux DS-CDMA a été étudié. On a considéré des environnements homogènes et non-homogènes pour les canaux à évanouissement Rayleigh. Les performances du système proposé, en termes de probabilité de détection et temps d'acquisition moyen, sont analysées en détail. En premier temps, on a comparé les performances des systèmes d'acquisition double-dwell et simple-dwell dans les mêmes conditions de l'environnement. Ces deux systèmes utilisent une antenne intelligente et le détecteur ACAP au niveau du récepteur. Les performances du système double-dwell à antenne intelligente basé sur l'algorithme ACAP sont également comparées à celles des systèmes proposés dans la littérature, qui sont basés sur les algorithmes CAAP, OSAP, CMLD-CFAR, TM-CFAR et finalement ATM-CFAR.

Les résultats obtenus montrent que la combinaison de l'architecture double-dwell, le détecteur ACAP et la technique des antennes intelligentes est une bonne solution pour résoudre le problème de l'acquisition des codes PN dans les environnements homogènes et non-homogènes. Elle garantit un temps d'acquisition assez court et améliore les performances des systèmes radio-mobile. En utilisant ces techniques ensemble, nous pouvons régler le taux faux alarme à une valeur minimale désirée; améliorer considérablement la probabilité de détection et réduire significativement le temps d'acquisition moyen; particulièrement, dans les environnements à faibles valeurs de SNR. En comparaison avec le système d'acquisition à stratégie de recherche série simple-dwell utilisant le détecteur ACAP ou ATM-CFAR, le nombre des répliques du signal dans le canal de référence peut être également mieux estimé.

Dans le chapitre suivant, une solution pour améliorer l'acquisition adaptative série simple-dwell sera proposée et analysée. A la différence du système proposé dans ce chapitre, où la contribution réside dans la partie matérielle, la solution proposée dans le chapitre suivant réside dans la partie logicielle du système d'acquisition.

Chapitre 4

Acquisition adaptative série par les réseaux de neurones multicouches

Sommaire

4.1 Introduction

4.2 Bases théoriques des réseaux de neurones artificiels

4.3 Application des RNAs à l'acquisition des séquences PN dans les systèmes DS/CDMA

4.4 Détecteur MLP-NNAP

4.5 Acquisition adaptative série par le détecteur MLP-NNAP

4.6 Conclusion

« Il ne faut pas penser à l'objectif à atteindre, il faut seulement avancer. C'est ainsi, à force d'avancer, qu'on atteint ou qu'on double ses objectifs sans même s'en apercevoir. »

Bernard Weber

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, on va proposer un algorithme CFAR basé sur les réseaux de neurones artificiels RNAs (Réseaux de Neurones Artificiels) ou en anglais, ANNs (Artificial Neural Networks). Cet algorithme utilise spécifiquement le perceptron multicouche MLP (Multi-Layer Perceptron), il est nommé MLP-NNAP (Multi-Layer Perceptron-Neural Network Adaptive processor). Ses performances sont évaluées, en considérant un système d'acquisition série, dans un canal AWGN (Additive White Gaussian Noise) puis un canal multi-trajets à évanouissement Rayleigh. Les performances de ce détecteur sont comparées avec les détecteurs CAAP, OSAP et ACAP dans différentes conditions de l'environnement. Les résultats obtenus montrent que le détecteur MLP-NNAP est le plus performant de point de vue probabilité de détection et temps d'acquisition moyen. Avec son temps de traitement assez court, ce détecteur arrive à améliorer la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen, ce qui le rend *«le détecteur le plus adapté à la stratégie de recherche série»*.

4.2 Bases théoriques des réseaux de neurones artificiels

4.2.1 Bref historique

L'origine de l'inspiration des RNAs remonte au 19^{ème} siècle. Elle a commencé par les recherches du philosophe écossais Alexander Bain en 1873, puis celles du Psychologue William James qui introduit la première pierre dans ce domaine : c'est le concept de mémoire associative en 1890. Ce psychologue américain a proposé ce qui deviendra une loi d'apprentissage des RNAs, connue plus tard sous le nom « loi de Hebb ». Beaucoup des travaux multidisciplinaires (en physique, en psychologie et en neurophysiologie) sont ensuite développés par des scientifiques, tels que : Hermann Von Helmholtz, Ernst Mach et James Clerk Maxwell, mais ils s'agissaient de théories générales sans modèle mathématique précis d'un neurone [98].

L'intérêt des chercheurs et des communautés scientifiques par les réseaux de neurones artificiels a commencé réellement quelques années plus tard, et plus exactement au début des années 40. Le premier modèle de neurone formel, qui est considéré comme une modélisation mathématique et informatique du neurone biologique (ou aussi neurone à seuil), a été proposé par Warren McCulloch, chercheur en neurologie, et Walter Pitts, mathématicien, en 1943 [99]. Ces deux chercheurs ont montré que les réseaux de neurones formels peuvent réaliser des fonctions logiques, arithmétiques et symboliques complexes.

En 1949, Donald Hebb introduisit une règle simple pour la modification progressive des poids de connexion entre les neurones, qui reste la base de tous les algorithmes d'apprentissage, elle est connue sous le nom « règle de Hebb » [100].

Le premier Perceptron a été créé par le psychologue Frank Rosenblatt en 1957, c'est le premier réseau qui utilise le modèle des neurones de McCulloch et Pitts et la loi d'apprentissage de Hebb [101]. Dans les mêmes années, Bernard Widrow et Marcain Hoff, dans le cadre de traitement du signal, ont analysé une loi d'apprentissage proche de celle du Perceptron (loi de Widrow-Hoff) et construisent leur modèle nommé Adaline (Adaptative Digital Linear Unit) [102]. Dans sa structure, le modèle ressemble au Perceptron, mais la loi d'apprentissage est différente. Cette dernière est à l'origine de l'algorithme de rétro-propagation du gradient, très utilisé aujourd'hui avec les réseaux MLPs.

Ensuite, et plus exactement en 1969, Minsky et Papert publièrent un livre intitulé « Perceptron » qui met en évidence les limites des RNAs du type Perceptron et plus essentiellement, leur incapacité de résoudre des problèmes non linéairement séparables. Suite aux idées publiées dans ce livre, la recherche dans cette discipline a connu des années d'ombre (de 1967 à 1982). Durant cette période, la recherche sur les réseaux de neurones est limitée à quelques groupes de chercheurs, on peut citer à titre d'exemples : Teuvo Kohonen [103], James Anderson [104] et Stephen Grossberg [105].

Ce n'est qu'en 1982 que l'intérêt des scientifiques par les réseaux de neurones artificiels renaît grâce au physicien reconnu John Hopfield, qui présente une théorie pour la possibilité de fonctionnement des réseaux de neurones artificiels dans un premier article intitulé « Neural networks and physical systems with emergent collective computational abilities » [106], suivi d'un deuxième article intitulé « Neurons with graded response have collective computational properties like those of two-state neurons », en 1984 [107]. Parallèlement, Werbos a conçu un mécanisme d'apprentissage pour les réseaux MLPs [108]. On peut citer encore la Machine de Boltzmann en 1983, qui était le premier modèle connu, apte à traiter de manière satisfaisante les limitations recensées du Perceptron [109].

Les recherches sur les réseaux de neurones artificiels ont démarré fortement après l'apparition de l'algorithme de rétro-propagation de l'erreur, qui est publié par Rumelhart, Hinton et Williams en 1986 [110]. Cet algorithme a permis d'ajuster les paramètres d'un réseau multicouche et put résoudre le problème d'apprentissage du perceptron. A partir de cette date, la technique des réseaux de neurones artificiels a connu un succès considérable et elle a été appliquée dans divers domaines de la science et l'industrie.

4.2.2 Neurone biologique et neurone artificiel

4.2.2.1 Model du neurone biologique

Le système nerveux est composé de 10^{11} neurones interconnectés. Bien qu'il existe une grande diversité de neurones, ils fonctionnent tous sur le même schéma. Ils se décomposent en trois régions principales : le corps cellulaire (ou le soma), les dendrites et l'axone [111].

La structure d'un neurone biologique est décrite par la [figure 4.1](#). Le corps cellulaire (qui représente l'unité de calcul) fonctionne comme un sommateur à seuil. L'influx nerveux est assimilable à un signal électrique se propageant comme suit: les dendrites (entrées du neurone) reçoivent l'influx nerveux d'autres neurones à travers des jonctions appelées les synapses (poids des entrées), et forment l'arbre dendritique. Les informations sont transmises au corps cellulaire qui réalise une sommation au sens large. Le neurone évalue le résultat du potentiel somatique : s'il est suffisant (dépasse un certain seuil), il est activé ; donc il transmet un signal (0/1) le long de l'axone (sortie du neurone). L'excitation est propagée jusqu'aux autres neurones qui y sont connectés via les synapses.

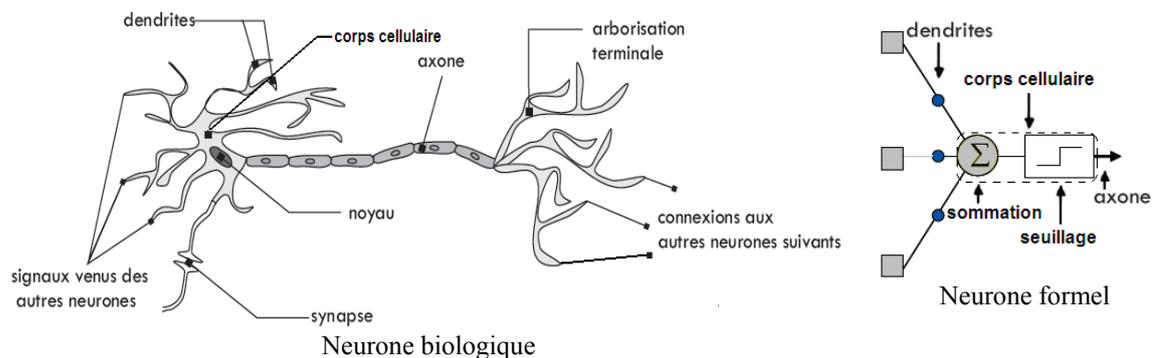


Figure 4.1: Du neurone biologique au neurone formel.

4.2.2.2 Model du neurone artificiel

Le neurone formel (ou artificiel) n'est qu'une simplification extrême du neurone biologique, son intérêt réside principalement dans ses poids synaptiques, qui vont permettre au réseau de neurone d'apprendre. Le neurone artificiel avec ses entrées pondérées et sa correspondante fonction d'activation est montré dans la [figure 4.1](#). Les entrées scalaires individuelles $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$ (qui forment le vecteur d'entrée X) sont pondérées chacune avec une valeur appropriée $w_1, w_2, w_3, \dots, w_n$ de la matrice des poids W . La somme des entrées pondérées et de la polarisation forme l'entrée de la fonction d'activation (ou de transfert) f pour produire la sortie scalaire a du neurone. Cette dernière peut être donnée par l'expression suivante :

$$a = f(W.X + b) \tag{4.1}$$

avec b n'est que le biais du neurone, il peut être considéré comme une entrée de valeur 1.

4.2.3 Fonctions d'activation

Il existe de nombreuses formes de fonctions d'activation, les plus couramment utilisées sont résumées dans le [tableau 4.1](#). Ces fonctions sont continues et dérivables, leurs sorties appartiennent à l'intervalle $[0, 1]$ ou $[-1, 1]$.

Tableau 4.1 : Modèles de fonctions d'activation les plus utilisées.

Noms	Expressions	Formes
Fonction de seuil	$f(s) = \begin{cases} 1 & \text{si } s > 0 \\ 0 & \text{si } s < 0 \end{cases}$	
Fonction de seuil bipolaire	$f(s) = \begin{cases} 1 & \text{si } s > 0 \\ -1 & \text{si } s < 0 \end{cases}$	
Fonction linéaire	$f(s) = a.s, a > 0$	
Fonction bipolaire linéaire	$f(s) = \begin{cases} 1 & \text{si } s > a_2 \\ -1 & \text{si } s < a_1 \\ s & \text{si } a_1 < s < a_2 \end{cases}$	
Fonction sigmoïde	$f(s) = \frac{1}{1 + e^{-as}}$	
Fonction tangente hyperbolique	$f(s) = \frac{e^{as} - e^{-as}}{e^{as} + e^{-as}}$	
Fonction Gaussienne	$f(x) = e^{-(ax^2)}$	

4.2.4 Réseaux de neurones Artificiels

4.2.4.1 Définitions et applications

Hecht-Nielsen a proposé de définir les réseaux de neurones artificiels par une définition qui est bien rendre compte de son état actuel [112], elle est comme suit :

«Un RNA est une structure de traitement de l'information parallèle et distribuée, constituée d'unités de calcul (les neurones) interconnectées par des réseaux unidirectionnels appelés «connexions». Chaque unité de calcul n'a qu'une seule connexion de sortie qui peut être dupliquée en autant d'exemplaires que désiré, les duplicata transportant le même signal. Le traitement effectué par chaque unité peut être défini de manière arbitraire pourvu qu'il soit complètement local, c'est-à-dire qu'il ne dépende que des valeurs courantes des signaux arrivant à l'unité par ses connexions entrantes et du contenu éventuel de la mémoire locale attachée à cette unité.» [113].

Un RNA est constitué d'un certain nombre de neurones interconnectés les uns aux autres, ils sont organisés en couches. En général, un réseau de neurones artificiel peut être divisé en trois types de couches, comme montre la figure 4.2. Elles sont nommées comme suit:

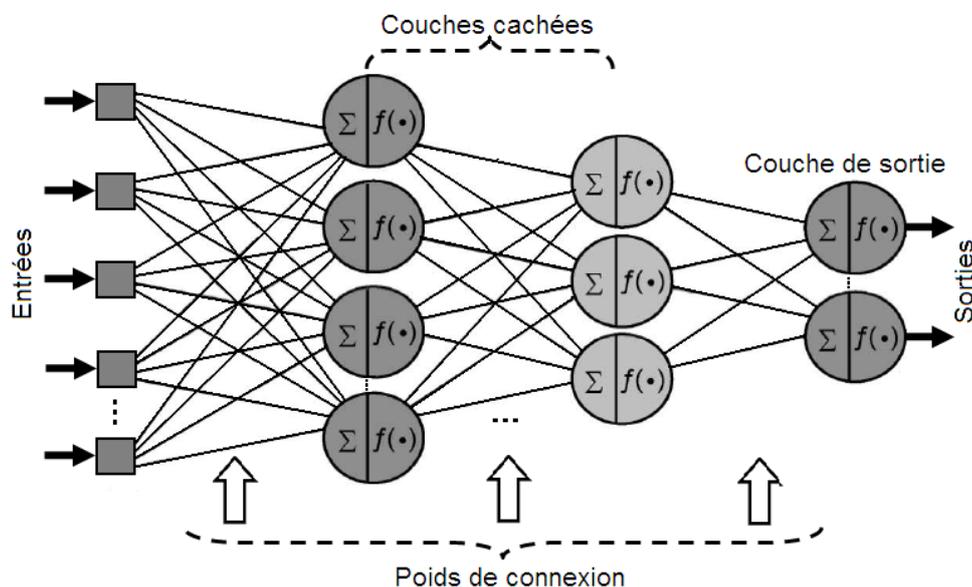


Figure 4.2 : Architecture du réseau de neurones multicouches.

a) Couche d'entrée : Cette couche est responsable de recevoir l'information (données), des signaux, des dispositifs, ou des mesures de l'environnement extérieur. Ces entrées (des échantillons ou des modèles) sont habituellement normalisées par les valeurs limites produites par les fonctions d'activation utilisées. Cette normalisation a comme

conséquence une meilleure précision numérique pour les opérations mathématiques effectuées par le réseau.

b) Couches Cachées, intermédiaires, ou invisibles : Ces couches se composent de neurones qui sont responsables d'extraire des modèles liés au processus ou au système à analyser. Ces couches effectuent la majeure partie du traitement interne du réseau.

c) Couche de sortie : Cette couche se compose également de neurones, elle est ainsi responsable de produire et de présenter les sorties finales du réseau, qui résultent du traitement effectué par les neurones des couches précédentes.

Le vocabulaire RNA regroupe une grande variété des architectures des réseaux et des algorithmes d'apprentissage. L'utilisation des différentes structures de RNA dépend forcément du système à modéliser ou à commander. Les réseaux de neurones formels, possèdent la propriété d'approximation qui peut être énoncée de la manière suivante :

«Toute fonction bornée suffisamment régulière peut être approchée avec une précision arbitraire dans un domaine fini de l'espace de ses variables, par un réseau de neurones comportant une couche de neurones cachés en nombre fini, possédant tous la même fonction d'activation et un neurone de sortie linéaire.» [114].

Les applications concrètes utilisant les RNAs sont déjà très nombreuses, elles sont généralisées dans les années 90 grâce aux progrès réalisés dans le domaine du calcul numérique. Depuis, ils trouvent leur utilité dans différents domaines, notamment mais non exclusivement en automatique, diagnostique, médecine, aéronautique, informatique, électronique, ...etc. L'objectif idéal d'utiliser les RNAs est d'implanter un cerveau humain dans une machine pour qu'elle puisse résoudre intelligemment des problèmes complexes rencontrés, que ce soit dans la recherche ou l'industrie. Leurs applications communes incluent celles utilisées dans les activités suivantes:

- La prédiction et la prévision.
- L'identification des systèmes et le contrôle des processus.
- La classification, y compris la reconnaissance de formes.
- L'optimisation.
- L'aide à la décision.

4.2.4.2 Architectures des RNAs

La configuration d'un réseau de neurones peut être quelconque, mais quelques architectures typiques sont souvent utilisées, ils peuvent être divisées en deux classes

principales. Ces dernières se différencient par la disposition de neurones, aussi bien que la façon dont ils sont reliés ensemble et la façon dont ses couches se composent. La [figure 4.3](#) montre les différentes classes des RNAs et présente quelques exemples des réseaux pour chaque classe.

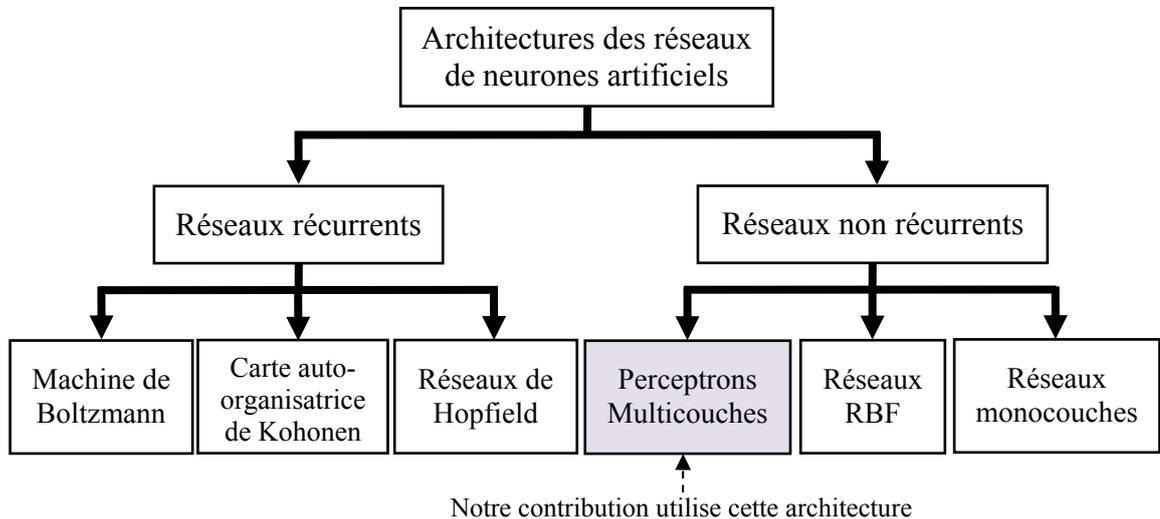


Figure 4.3 : Classifications des réseaux de neurones artificiels selon leur architecture.

a) Réseaux récurrents : Un réseau est dit récurrent (bouclé ou dynamique), si son graphe possède au moins un retour de l'information vers l'avant, il fait ramener à l'entrée d'un neurone une ou plusieurs valeurs des sorties des neurones suivants. Un réseau de neurone bouclé est donc un système dynamique décrit par des équations différentielles. Comme la majorité des applications sont réalisées par des programmes d'ordinateurs, on se place dans le cadre des systèmes à temps discret, où les équations différentielles sont remplacées par des équations aux différences. Un exemple de réseau récurrent est donné par la [figure 4.4 \(a\)](#).

b) Réseaux non récurrents : Un réseau de neurone est non récurrent (dit aussi non bouclé ou statique), si son graphe ne possède pas des retours de l'information, ni directement ni indirectement à travers d'autres neurones, vers les neurones des couches d'ordre inférieur. Dans un tel réseau, l'information circule de l'entrée vers la sortie dans une seule direction sans aucun retour. La plus part des réseaux non récurrent sont constitués des neurones groupés en couches. Citons à titre d'exemple le réseau multicouche qui peut être illustrés par la [figure 4.4 \(b\)](#). C'est un réseau de «propagation avant» dans lequel plusieurs couches sont placées bout à bout, en connectant complètement les neurones de deux couches adjacentes. Les sorties des neurones d'une couche sont donc

les entrées des neurones de la couche suivante. Un tel réseau joue le rôle d'une boîte noire reliant les entrées d'un système à ses sorties. Il est capable de réaliser plusieurs tâches de régression, prédiction et même de classification.

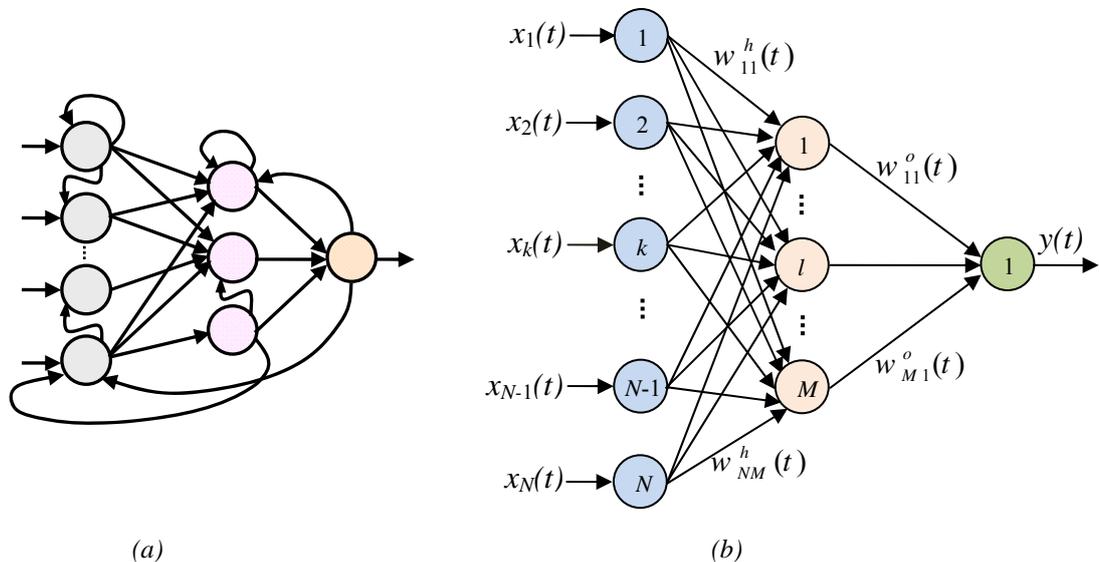


Figure 4.4: Architecture des réseaux de neurones : a) exemple d'un réseau bouclé et b) réseau non bouclé de type MLP à trois couches contient une seule couche cachée de M neurones et un seul neurone de sortie.

4.2.4.3 Processus d'apprentissage des RNAs

On appelle apprentissage du réseau de neurones, la procédure qui permet d'adapter ses paramètres (poids) pour qu'il puisse s'identifier, le plus fidèlement possible, au comportement du système, d'après un algorithme itératif d'ajustement et en se basant sur les données de comportement disponibles (exemples), qui lui sont fournies à son entrée. Ainsi, le comportement du réseau est modifié plusieurs fois, jusqu'à l'obtention du comportement désiré.

La réussite de l'apprentissage repose sur le choix de plusieurs paramètres. On peut citer à titre d'exemples; le type d'apprentissage et l'algorithme l'apprentissage, en se basant sur des règles bien définies. Il existe différentes règles d'apprentissage, parmi lesquelles on trouve, la règle du perceptron, de Hebb, de Grossberg, de Widrow-Hoff, ... etc. La [figure 4.5](#) englobe les types et les algorithmes d'apprentissage les plus couramment utilisés. Dans ce qui suit, on va détailler l'apprentissage supervisé et l'algorithme de rétro-propagation puisqu'ils sont à la base de notre contribution.

a) Types d'apprentissage : Selon la disponibilité ou non des sorties désirés du réseau, on trouve deux types principaux d'apprentissage : l'apprentissage supervisé (utilisé pour les réseaux MLP) et non supervisé.

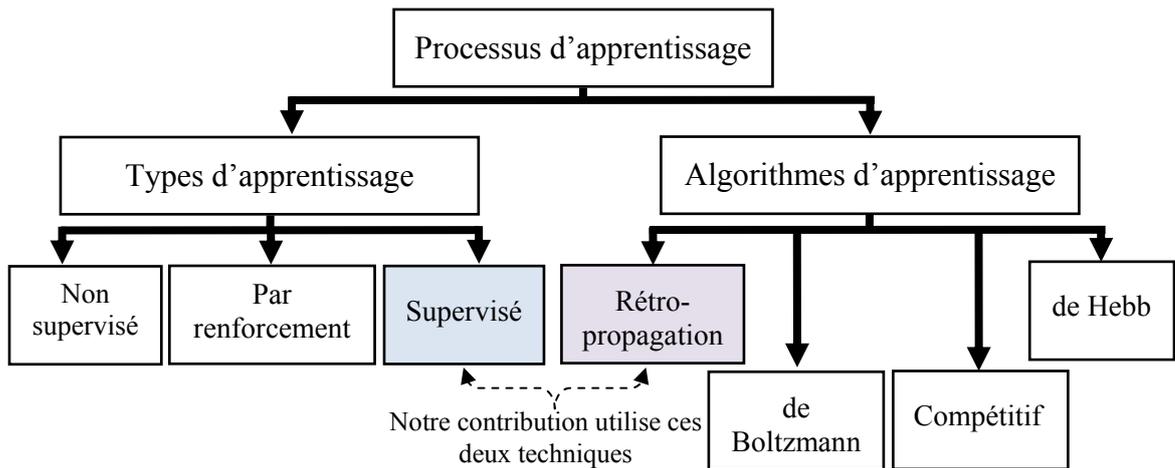


Figure 4.5 : Différentes techniques utilisées dans le processus d'apprentissage.

- *Apprentissage non supervisé* : Dans le cas de l'apprentissage non supervisé (ou automatique), les sorties des exemples d'apprentissage ne sont pas fournies et l'algorithme d'apprentissage doit découvrir par lui-même la structure contenue dans les données disponibles. L'objectif ici, est de chercher l'ensemble de poids tel que les exemples d'entrées puissent être regroupés correctement en classes selon des critères inconnus à priori avec une bonne capacité de généralisation.

- *Apprentissage supervisé* : Ce type d'apprentissage repose sur le fait que les exemples sont des couples (entrée, sortie désirée), c.à.d. que les sorties désirées du réseau sont connues. Ensuite, le réseau fournit la sortie réelle en utilisant les données de l'entrée. Dans ce cas, le réseau essaye d'adapter ses paramètres en fonction de la différence (l'erreur) qui existe entre la sorties réelle et la sortie désirée, en considérant tous les exemples disponibles et en utilisant un algorithme d'apprentissage convenable. La [figure 4.6](#) illustre le principe de l'apprentissage supervisé.

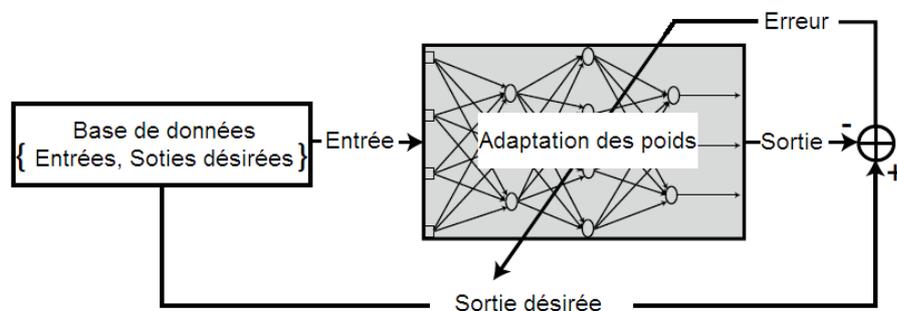


Figure 4.6 : Méthode d'apprentissage supervisé [115].

b) Algorithmes d'apprentissage : Cette procédure consiste à minimiser, au sens des moindres carrées, une fonction coût qui est dans la plus part des cas «l'erreur quadratique

moyenne», en définissant autant des règles d'apprentissage. Ces dernières sont souvent fondées sur le calcul du gradient de la fonction coût. Parmi les algorithmes les plus performants, l'algorithme de rétro-propagation et celui de Levenberg-Marquardt. Ces deux algorithmes sont les plus utilisés pour l'apprentissage des réseaux MLP à des degrés différents.

- *Algorithme de rétro-propagation* : Cet algorithme, présenté en Annexe, est actuellement l'outil le plus utilisé dans le domaine des réseaux de neurones. C'est une technique de calcul des dérivées qui peut être appliquée à n'importe quelle structure de fonctions dérivables. Mathématiquement, cette méthode est basée sur l'algorithme de descente du gradient et utilise les règles de dérivation des fonctions dérivables. Les vecteurs des poids du réseau sont ajustés dans le sens négatif du gradient de la fonction coût. Dans cette méthode, l'erreur commise en sortie du réseau sera rétro-propagée de la couche de sortie vers les couches cachées, d'où le nom «rétro-propagation».

- *Algorithme de Levenberg-Marquardt* : Cet algorithme est fondé sur la décomposition de la fonction coût en série de Taylor au voisinage du minimum que l'on cherche à atteindre, puis sur une approximation astucieuse de la matrice des dérivées secondes qui permet d'approcher ses dérivées par les dérivées premières (obtenues par la rétro-propagation). Parfois, cette approximation peut être de très grande dimension pour être inversée si le réseau comporte beaucoup de paramètres, ou bien elle peut être tout simplement non inversible, ce qui constitue deux limitations importantes de cette règle d'apprentissage.

4.3 Application des RNAs à l'acquisition des séquences PN dans les systèmes DS/CDMA

La technique des réseaux de neurones artificiels est considérée comme l'une des techniques de l'intelligence artificielle. Cette technique est largement utilisée dans différents domaines d'affaire, de l'industrie et particulièrement de la science. Les RNAs offrent plusieurs avantages qui les rendent très attrayants pour les applications des communications numériques. Parmi ces avantages on peut citer : (i) la robustesse, (ii) l'auto-organisation, (iii) le mémoire fini, (iv) la capacité de classification non linéaire, (v) le traitement adaptatif, (vi) l'architecture parallèle distribuée, (vii) l'approximation universelle et (viii) la mise en œuvre efficace du matériel [116]. A cause de son architecture parallèle distribuée, ils fournissent une grande vitesse de traitement pour des

applications de détection temps réel. Les activités de recherches récentes ont prouvé que les RNAs sont des processus non linéaires, qui peuvent être entraînés et généralisés à partir des données disponibles [117], sans qu'il soit nécessaire d'estimer n'importe quel paramètre statistique ; ils peuvent être adaptés pour les applications d'identification et de classification. Puisque l'acquisition des codes PN peut être considérée comme un problème de détection, et n'importe quel problème de détection peut être traité comme un problème de classification en deux-classes, il est possible de le résoudre en utilisant les RNAs.

Il existe beaucoup des travaux de recherche sur l'axe de la détection multiutilisateur dans les systèmes DS-CDMA, mais la plus part appliquent des méthodes conventionnelles pour détecter les signaux. Dans les deux dernières décennies, ces recherches ont également montré qu'il est possible de résoudre ce problème en utilisant les RNAs. Ces derniers sont employés avec succès dans la détection DS-CDMA à utilisateurs multiples [118-133]. La première application de cette technique est considérée pour la première fois par Aazhang et al. [118]. Ces chercheurs ont entraîné le réseau de neurones MLP par un algorithme d'apprentissage compliqué appelé «assisted back-propagation». Le récepteur proposé est appliqué dans les deux types du canal AWGN (synchrone et asynchrone). Les résultats obtenus montrent que les performances du récepteur proposé sont presque identiques à celles du récepteur optimal et montrent que l'algorithme d'apprentissage «rétro-propagation d'erreur» à permet d'obtenir un détecteur plus performant que le détecteur conventionnel. L'inconvénient principal de cette méthode est que le nombre de neurones cachés augmente d'une manière exponentielle avec le nombre des nœuds (utilisateurs). Le même problème a été traité par Mitra et Pauvre [119], mais en utilisant un réseau de neurones de fonction à base radiale (RBF : Radial basis Function). Dans ce travail, le nombre de neurones (nœuds) du récepteur proposé augmente exponentiellement avec le nombre d'utilisateurs. En plus, dans les environnements à trajets multiples ce récepteur devient plus complexe. Un récepteur neuronal de type RBF a été également considéré pour les canaux AWGN avec mémoire dans [120]. Le réseau de neurones de Hopfield (HNN : Hopfield Neural Network) est appliqué dans [121-122], et [123] pour la détection à utilisateurs multiples. De plus, le réseau de neurones compact [124], le réseau de neurones recuit [125], et le réseau de neurones quantum (QNN : Quantum Neural Network) [126], étaient tous employés pour résoudre le même problème. Le temps de convergence du détecteur aveugle a été réduit efficacement en utilisant le réseau de neurones modifié de Kennedy-Chua, qui est basé sur le modèle de Hopfield [127]. Le procédé d'apprentissage du réseau de neurones a été amélioré en utilisant un algorithme appelé NLBER (Nonlinear

Least Bit Error Rate), qui est proposé par Chen et al. [128]. Chuah et al. [129] ont été proposé une version robuste d'un détecteur à de-corrélation non-linéaire avec trois couches de type RNN (Recurant Neural Network). Le réseau de neurones MLP entraîné par l'algorithme de rétro-propagation BP (Back-Propagation) est appliqué à la détection multiutilisateur dans [130] et [131]. Dans ces deux derniers travaux, deux types de canaux ont été considérés, AWGN et Rayleigh à trajets multiples. En plus, plusieurs critères d'entraînement du réseau ont été appliqués. Dans des travaux de recherche récents, les RNAs basés sur la technique multiutilisateur ont été appliquées avec succès dans les systèmes CDMA réalisant de meilleures performances par rapport aux techniques linéaires conventionnelles [132-133]. Toutes ces activités de recherches ne prennent pas en compte la technique CFAR. Noter que, cette technique a été considérée pour la première fois, dans [134] mais seulement pour un canal AWGN non-homogène. Les mêmes auteurs ont appliqué cette technique au canal à évanouissement Rayleigh dans [135].

En fait, notre objectif est d'obtenir un détecteur qui peut donner les meilleures performances dans les milieux homogènes et non-homogènes et pour les différents types de canaux (AWGN et à évanouissement Rayleigh), sans augmenter le coût du matériel et la complexité d'implémentation par rapport aux systèmes conventionnels. Ce détecteur doit s'adapter aux conditions sévères de l'environnement, qui sont caractérisées par la présence des interférences des trajets multiples et/ou d'accès multiple (MAI : Multiple Access Interférence), et qui ont une structure aléatoire. Pour diminuer le temps d'acquisition moyen du système d'acquisition à stratégie de recherche série, le temps nécessaire pour prendre la meilleure décision doit être le plus minimal possible. Les propriétés attrayantes des RNAs concernant le problème de la détection multiutilisateur et plusieurs facteurs concernant le problème posé nous pousser à utiliser les réseaux de neurones artificiels, et particulièrement le perceptron multicouche comme détecteur CFAR. Donc, la meilleure décision non-linéaire prise par un détecteur optimal dans les systèmes DS/CDMA peut être réalisée en utilisant les réseaux de neurones artificiels [131].

4.4 Détecteur MLP-NNAP

Le détecteur MLP-NNAP montré dans la figure 4.7, est constitué de trois couches ; la couche d'entrée, une couche cachée et la couche de sortie. La couche d'entrée comporte $(M+1)$ neurones recevant, respectivement les $(M+1)$ variables y, y_1, y_2, \dots, y_M , sachant que la variable y reçoit la puissance de la phase à tester et le nombre d'entrée $(M+1)$ dépend de la nature du problème. Si le nombre de cellules d'entrées est relativement petit

(inférieur à 30), les performances du détecteur MLP-NNAP se dégradent [136]. Après plusieurs essais, on a trouvé que $M=32$ donnent les bonnes performances. Le nombre de neurones de la couche cachée est choisi de manière à optimiser le temps d'apprentissage, et éviter l'effet de mémorisation qui est la conséquence d'un grand nombre d'unités cachées. En revanche, la diminution du nombre de neurones de la couche cachée, diminue l'aptitude d'apprentissage du réseau. Donc, le nombre de neurones de la couche cachée H est choisi égale à 5, avec des fonctions de transferts de type sigmoïde donnée par :

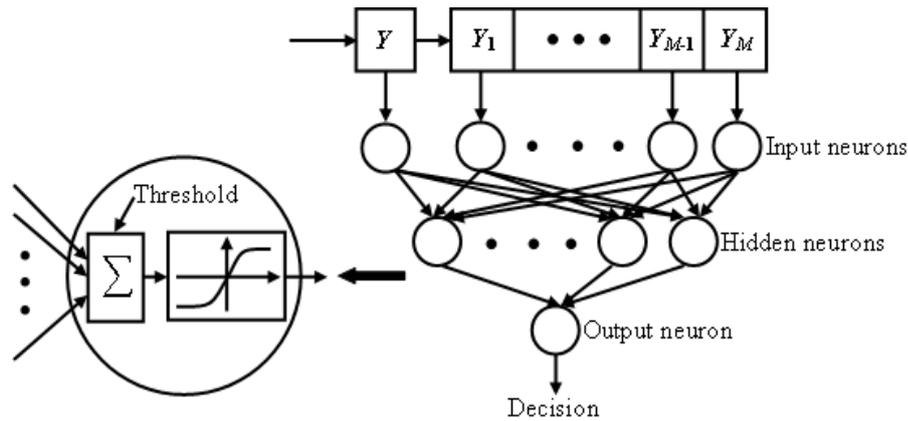


Figure 4.7 : Le détecteur MLP-NNAP.

$$f(x) = \frac{1}{1 + \exp(-x)} \quad (4.2)$$

La couche de sortie contient un seul neurone avec une fonction d'activation de type sigmoïde. La sortie du détecteur est la sortie de ce neurone, elle ne peut prendre que deux valeurs : 1 (synchronisation ou signal présent) ou 0 (non-synchronisation ou signal absent). Le biais du neurone de sortie est considéré comme étant le seuil de détection qui doit être choisi de façon à fixer le taux de fausse alarme à une valeur minimale désirée après la phase d'apprentissage. Les valeurs de seuil du système série pour différentes valeurs du taux de fausse alarme sont résumées dans le [tableau 4.2](#).

Tableau 4.2: Valeurs de θ des deux systèmes pour différentes valeurs de P_{fa} .

P_{fa}	0.1	0.01	0.001	0.0001
Seuil	1.59	6.04	6.8545	6.8623

Les poids de connexions entre le $i^{\text{ième}}$ ($i=1,2,\dots, M+1$) neurone de la couche d'entrée et le $j^{\text{ième}}$ ($j=1,2,\dots, H$) neurone de la couche cachée, et les poids de connexion entre le $j^{\text{ième}}$

neurone de la couche cachée et le neurone de la couche de sortie sont dénotés w_{ij}^h et w_{j1}^o , respectivement. La sortie du $j^{ième}$ neurone caché est donnée par [136] :

$$h_j(t) = f_j \left(\sum_{i=1}^{M+1} w_{ij}^h y_i(t) \right) \quad (4.3)$$

avec f_j représente la fonction d'activation du $j^{ième}$ neurone caché et $y_i(t)$ le vecteur d'entrée

$$u(t) = \sum_{j=1}^H w_{j1}^o h_j(t) \quad (4.4)$$

$u(t)$ est l'entrée de la couche de sortie. La sortie du détecteur MLP-NNAP est alors la sortie du neurone de la couche de sortie $o(t)$, elle est calculée par l'équation suivante :

$$o(t) = \frac{1}{1 + \exp\{-\alpha[u(t) - \theta]\}} \quad (4.5)$$

où, α est un réel de très petite valeur et θ représente le seuil de détection qui nous permet d'ajuster et fixer le taux de fausse alarme.

4.4.1 Phase d'apprentissage

L'algorithme de '*rétro-propagation du gradient*' est l'un des algorithmes d'apprentissage supervisé les plus utilisés pour entraîner les réseaux MLPs. Cet algorithme est introduit dans les années quatre-vingt par Rumelhart [110]. Son principe est basé sur une modification des poids synaptiques à partir d'un rétro-propagation de l'erreur de la sortie vers la couche d'entrée, en passant par les couches cachées. On dispose d'un ensemble de 156 exemples (base d'apprentissage), constitué de couples (entrée, sortie désirée) suivant des distributions chi-deux centrée et non-centrée pour différents paramètres. A chaque étape, un exemple est présenté à l'entrée du réseau. Une sortie est alors calculée et ce calcul est effectué de la couche d'entrée à la couche de sortie en passant par la couche cachée, cette procédure est appelée 'propagation avant'. L'erreur est ensuite calculée (somme quadratique des erreurs sur chaque cellule de sortie), et se rétro-propagée à travers le réseau donnant lieu à une modification des poids. Ce processus est répété en présentant successivement chaque exemple. Si pour tous les exemples, l'erreur est inférieure à un seuil choisi, on dit alors que le réseau a convergé.

L'apprentissage consiste à minimiser l'erreur quadratique (considérée comme une fonction de poids) commise sur l'ensemble des exemples par l'ajustement des poids. Pour cela, il est indispensable de considérer des fonctions d'activation dérivables.

4.4.2 Algorithme d'apprentissage

Afin d'entraîner le RNA et l'adapter au problème posé, il est nécessaire de passer par les étapes suivantes une par une, comme suit :

1- Initialisation des poids w_{ji}^h et w_{1j}^o de la couche cachée et de la couche de sortie respectivement, par des valeurs aléatoire entre 0 et 1; ainsi que les biais.

2- Présenter le vecteur d'entrée $y_p = [y, y_1, y_2, \dots, y_M]^T$, $p = 1, 2, \dots, P$ aux neurones de la couche d'entrée.

3- Calculer la sortie désirée en utilisant les équations (4.2) à (4.5).

4- Calculer le terme d'erreur pour le neurone de sortie :

$$\delta_{p1}^o = (y_{p1} - o_{p1}) f_1^o(\text{net}_{p1}^o) \quad (4.6)$$

5- Calculer les termes d'erreur pour les neurones de la couche cachée :

$$\delta_{pj}^h = f_j^h(\text{net}_{pj}^h) \delta_{p1}^o w_{1j}^o \quad (4.7)$$

6- Ajuster les poids du neurone de la couche sortie :

$$w_{1j}^o(n+1) = w_{1j}^o(n) + \mu \delta_{p1}^o h_{pj} \quad (4.8)$$

7- Ajuster les poids des neurones de la couche cachée :

$$w_{ji}^h(n+1) = w_{ji}^h(n) + \mu \delta_{pj}^h x_{pi} \quad (4.9)$$

8- Calculer l'erreur:

$$E_p = \frac{1}{2} \delta_{p1}^o \quad (4.10)$$

9- A chaque fois on présente au réseau un vecteur d'entrée de façon aléatoire avec leur sortie associée et on répète le processus de calcul à partir de l'étape 3.

10- Une fois qu'on présente au réseau tous les exemples de la base d'apprentissage on calcule la fonction coût suivante

$$E = \sum_{p=1}^P E_p \quad (4.11)$$

Si on arrive à l'erreur désirée, le processus d'apprentissage va se terminer. Sinon, on recommence à partir de l'étape 2 avec tous les exemples de la base d'apprentissage.

4.4.3 Phase de validation

Après la réussite de l'apprentissage et le réglage du seuil de détection, le réseau doit être testé par des données qui n'existent pas dans la base d'apprentissage. Les résultats obtenus sont ensuite comparés avec celles du détecteur CAAP, en considérant un milieu homogène. Si les performances de ce détecteur sont jugées suffisantes, alors on peut le considérer prêt à être travaillé comme un détecteur CFAR. Sinon, toute cette procédure doit être refaite plusieurs fois en changeant le nombre des neurones de la couche cachée.

4.5 Acquisition adaptative série par le détecteur MLP-NNAP

4.5.1 Description du Système

L'objectif de cette section est de réaliser l'acquisition adaptative des séquences PN par un système non-cohérent série à dwell unique, utilisant la démodulation numérique BPSK (Binary Phase Shift Keying). Ce système peut être schématisé par la figure 4.8, il est caractérisé par sa simplicité de point de vue « matériel et implémentation ». C'est pour cette raison qu'il est considéré dans ce travail.

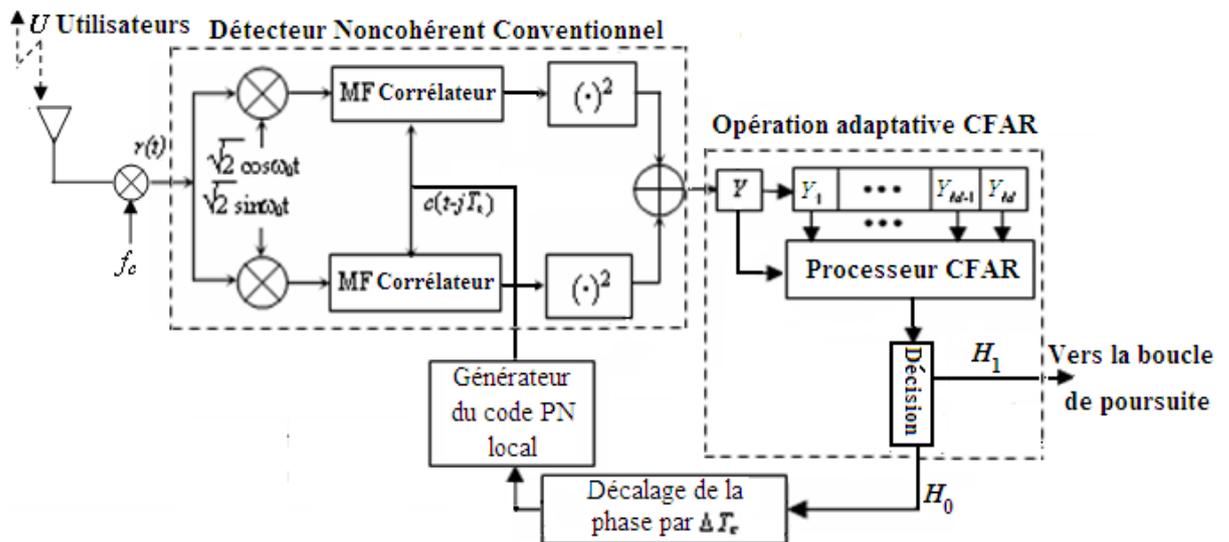


Figure 4.8 : Structure générale d'un système d'acquisition adaptative série à dwell unique.

Le système proposé est constitué d'un seul détecteur adaptatif (AD : Adaptive Detector) avec une corrélation partielle de longueur N . Le détecteur adaptatif est composé de deux parties essentielles qui sont : le corrélateur non-cohérent conventionnel à filtre moyennant (MF : Matched Filter) et le bloc de prendre de décision. Ce dernier utilise une des techniques de seuillage adaptatif qui est la détection à taux de fausse alarme constant (CFAR : Constant False Alarm Rate).

Le signal d'entrée du détecteur adaptatif n'est pas constitué du signal PN utile seulement, il contient aussi le bruit et les interférences (qui ont pour origine le phénomène des trajets multiples et la détection multiutilisateur). Dans ces conditions sévères de l'environnement, le détecteur doit décider de continuer ou arrêter la recherche de la cellule synchrone (la phase correcte). Il travaille comme suit :

- Si la puissance du signal reçu dépasse la valeur de seuil détecteur adaptatif, il déclare que cette cellule est synchronisée est la recherche est arrêtée. La boucle de poursuite est donc activée pour acheminer l'information. La phase du code PN local est décalée par ΔT_c pour examiner la cellule suivante et répéter toute cette procédure. T_c représente la durée d'un chip de la séquence PN est Δ peut prendre les valeurs : 0.25, 0.5 ou 1. Dans ce travail Δ est choisi égale à 1.

- Dans le cas contraire, le détecteur adaptatif déclare que cette cellule n'est pas synchronisée. Les phases des codes local est reçu sont décalés pour passer à la cellule suivante et toute la procédure de test se répète.

Le seuil du détecteur adaptatif est calculé automatiquement en fonction des conditions actuelles de l'environnement (le niveau des puissances des signaux arrivés), en utilisant les algorithmes CFAR. Le bloc qui réalise l'opération d'adaptation de seuil contient un registre à décalage de longueur $M+1$, qui s'appelle «fenêtre de référence». Chaque carré de ce registre s'appelle «cellule de référence». La première cellule de référence nommée Y contient la puissance du signal de la phase sous test. Les autres M cellules de référence nommées Y_i , $i = 1, 2, \dots, M$, contiennent les puissances des signaux des M phases précédentes. Ce système peut estimer le niveau de la puissance du bruit et déterminer la valeur de seuil adaptatif automatiquement, en utilisant l'algorithme CFAR convenable et en fixant la valeur du taux de fausse alarme désirée. Ensuite, le détecteur adaptatif peut prendre une décision concernant l'état du signal désiré (cellule H_0 ou H_1).

4.5.2 Procédure de conception du détecteur MLP-NNAP

L'apprentissage du réseau de neurone, afin d'obtenir le détecteur MLP-NNAP, est réalisé en deux étapes de base ce qui peut être expliqué par la [figure 4.9](#). Dans la première étape, le réseau de neurones multicouche est entraîné en utilisant l'ensemble des données d'apprentissage (Voir les [tableaux 4.3](#) et [4.4](#) pour connaître les caractéristiques de tous les ensembles de données utilisées dans ce travail) générées sous l'environnement MATLAB. À la différence de l'apprentissage des réseaux de neurones en utilisant l'algorithme de

rétro-propagation d'erreur, notre problème présente une contrainte sur le réglage du taux de fausse alarme P_{FA} dans cette phase. Donc, ce paramètre est réglé après la convergence du réseau par simulation, en utilisant un ensemble de données (généralisé spécialement pour simuler le P_{FA}) et en jouant sur le biais du neurone de sortie $b^{(2)}$ (qui peut être considéré comme le seuil adaptatif «Téta» du détecteur neuronal).

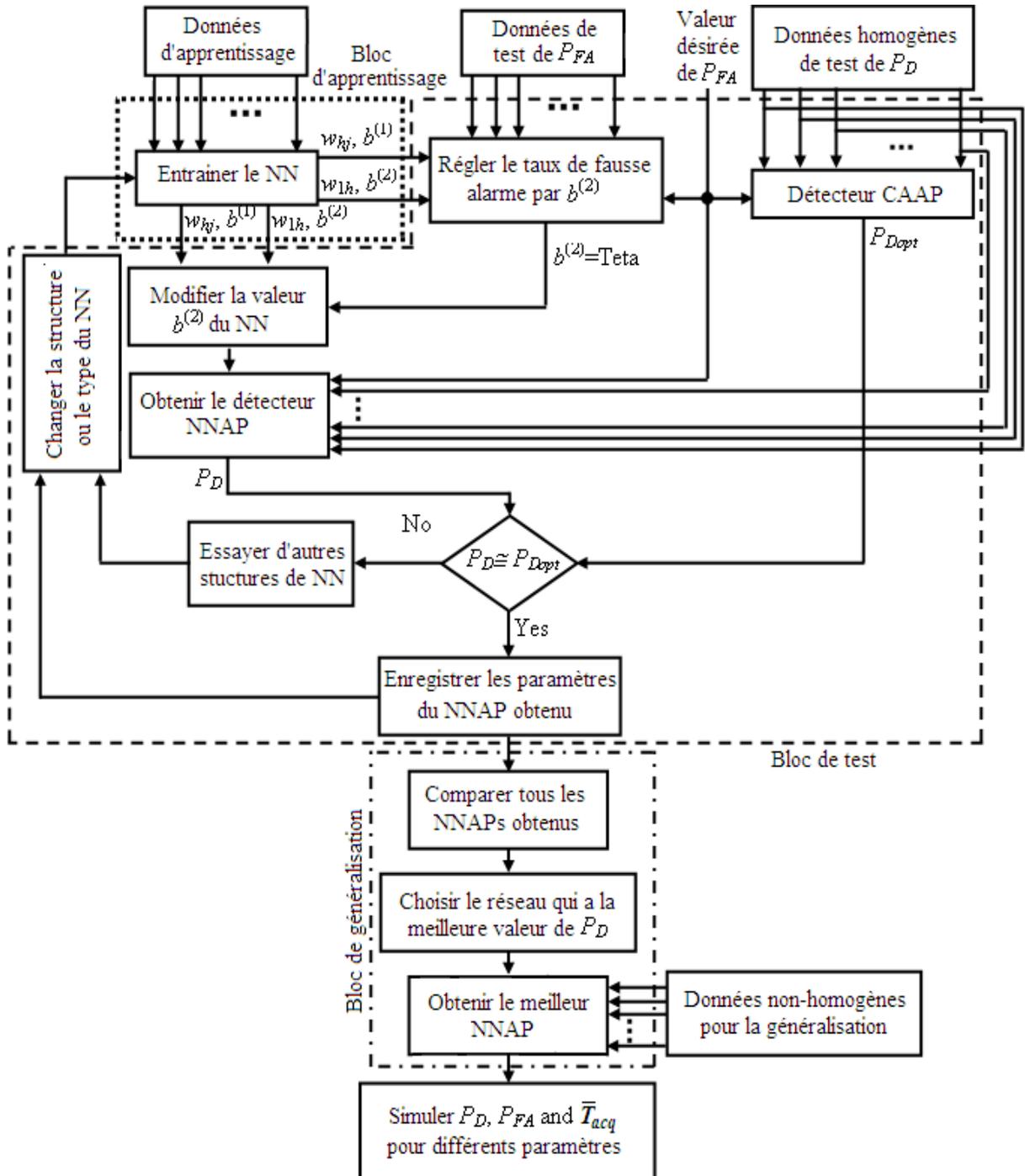


Figure 4.9 : Schéma bloc des processeurs d'apprentissage et de test du RNA pour obtenir le détecteur MLP-NNAP.

À la fin de cette étape, on obtient les poids (w_{hj} , w_{1h}), les biais $b^{(1)} = \{b_h^{(1)}\}$ et $b^{(2)}$ (qui nous garantie un taux de fausse alarme constant) du détecteur MLP-NNAP. Maintenant, ce détecteur est opérationnel et peut être utilisé dans la phase de test.

Dans la deuxième phase (qui est la phase de test), on ne présente pas des vecteurs d'entrées/sortie désirées qui ne sont pas utilisés dans la phase d'apprentissage (méthode traditionnelle de test dans les réseaux de neurones). Dans notre travail, on simule la probabilité de détection du système série en utilisant le détecteur MLP-NNAP pour différentes valeurs de SNR/Chip (dB) en considérant un environnement homogène.

Les résultats de simulation obtenus sont ensuite comparés avec ceux du détecteur CAAP (Cell-Averaging Adaptive Processor) ou tout simplement le CA-CFAR, qui peut être considéré comme un détecteur optimal dans ces conditions. Si les résultats ne sont pas suffisants, donc ce processus d'apprentissage sera répété plusieurs fois, en changeant le nombre de neurones cachés, le taux d'apprentissage, l'algorithme d'apprentissage ou la fonction d'activation jusqu'à l'obtention des résultats jugés suffisants. Dans ce cas, les paramètres du détecteur MLP-NNAP doivent être enregistrés. Cette procédure est refaite au moins 50 à 100 fois à fin de trouver le meilleur détecteur neuronal, qui nous permet d'obtenir la probabilité de détection maximale. Maintenant, ce détecteur peut être utilisé dans la phase de généralisation, en utilisant l'ensemble de données de généralisation (voir [tableau 4.4](#)). Afin d'évaluer les performances de ce détecteur, ses résultats vont être comparés avec ceux des détecteurs CAAP, OSAP et ACAP.

Tableau 4.3: Valeurs des paramètres utilisés pour générer l'ensemble de données d'apprentissage en termes du nombre d'échantillons.

Paramètres	Données du bruit	Données du signal
Nombre d'échantillons	78	78
Distribution	- Cellule sous-test: Chi-deux centrée - Cellules de Référence: Chi-deux centrée	- Cellule sous-test: Chi-deux non centrée - Cellules de Référence: Chi-deux centrée
M	32	32
N	-	64
$SNR/Chip$ (dB)	-	[-20, 0]

4.5.3 Probabilités de Fausse Alarme et de Détection

Puisque les méthodes analytiques ne sont pas disponibles pour évaluer les performances du détecteur MLP-NNAP, les probabilités de fausse alarme et de détection ont été calculées par simulation, en utilisant le logiciel MATLAB. La position de la cellule sous-test est

normalement connue pendant les simulations. P_D et P_{FA} sont calculées par les deux équations suivantes, en utilisant la méthode «Monte-Carlo» :

$$P_{FA} = \frac{\text{Nombre de détections}}{\text{Nombre total des cellules } H_0 \text{ testées}} \quad (4.12)$$

$$P_D = \frac{\text{Nombre de détections}}{\text{Nombre total des cellules } H_1 \text{ testées}} \quad (4.13)$$

Tableau 4.4 : Valeurs des paramètres utilisés pour générer les ensembles de données de test et de généralisation en termes du nombre d'échantillons.

Paramètres	Données de test		Données de généralisation
	de P_{FA}	de P_D	
Échantillons	500000	100000*3*4 =1200000	100000*21*4*15*10 =1260000000
Distributions	-Cellule sous-test: Chi-deux centrée -Cellules de Référence: Chi-deux centrée	- Cellule sous-test: Chi-deux non centrée - Cellules de Référence: Chi-deux centrée	- Cellule sous-test: Chi-deux non centrée ou exponentielle - Cellules de Référence: Chi-deux centrée
M	32	32	32
N	-	64	64, 96, 128, 256
$SNR/Chip$ (dB)	-	-10, -15, 20	[-20, 0]
U	-	-	[1,15]
L	-	-	[1,10]

4.5.4 Temps d'Acquisition Moyen

Le temps d'acquisition moyen d'un système de recherche série peut être donné par l'expression suivante [137] :

$$\bar{T}_{acq} \approx \frac{(2 - P_D)(1 + KP_{FA})}{2P_D} \cdot (qNT_c) \quad (4.14)$$

4.6 Résultats et discussions

4.6.1 Hypothèses

Dans cette section, les performances du système d'acquisition adaptatif proposé sont évaluées à l'aide des simulations effectuées selon la technique de Monte-Carlo, en utilisant 10^5 essais indépendants pour chaque calcul, et en considérant les hypothèses suivantes : (i) Nombre de cellules de référence $M = 32$, (ii) La durée du chip, $T_c = 1\mu s$, (iii) Un code PN périodique de longueur $q = 1023$ chips et donc une région d'incertitude de q cellules, (iv) Un temps de pénalité égale à KNT_c secondes, avec une constante de pénalité $K = 1000$ et (v) des trajets multiples avec un profil de décroissance uniforme ($\nu = 0$). Les performances du système sont analysées pour un canal à évanouissement lent qui suit une distribution

Rayleigh. Deux critères de performance sont considérés: la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen. Les résultats obtenus sont comparés avec ceux d'un système série adaptatif utilisant les détecteurs CAAP, OSAP et ACAP. Pour obtenir des comparaisons fiables, les mêmes conditions d'environnement, pour tous les détecteurs, sont considérées.

Pour les simulations du détecteur OSAP, il est possible de choisir différentes valeurs de k entre 1 et M . Parmi tous les choix possibles, nous avons pris le contenu de la cellule d'ordre $k = 0.75M$ comme une estimation de la puissance de bruit; alors que, le paramètre p des cellules basses du détecteur ACAP est choisi égal à 16. Donc, dans toutes les simulations qui suivent, les valeurs mentionnées ci-dessus de k et p sont employées.

4.6.2 Conception du MLP-NNAP Sous MATLAB

La conception du détecteur MLP-NNAP commence par l'entraînement du réseau MLP-NN. Dans cette étape, qui nécessite beaucoup de temps, le nombre d'itération et l'erreur d'apprentissage sont choisis d'être 1000 et 0, respectivement. Plusieurs modèles de réseaux de neurone sont entraînés en changeant le nombre de couches cachées, le nombre de neurones dans chaque couche cachée, le type de la fonction d'activation de chaque couche, l'algorithme d'apprentissage et la valeur du taux d'apprentissage η pour le réseau MLP-NN ou seulement du facteur d'étalement pour le réseau GRNN (General Regression Neural Network), afin d'obtenir la convergence du réseau. Pendant cette étape, tous les réseaux étudiés pouvaient converger avec des erreurs d'apprentissage MSE (Mean Square Error) acceptables.

Dans cette étape, plusieurs algorithmes d'apprentissage sont employés; nous avons utilisé le Toolbox de MATLAB et un programme MATLAB, en programmant l'algorithme de rétro-propagation d'erreur, qui est donné dans la [section 4.4.2](#). Les erreurs quadratiques moyennes sont données dans le [tableau 4.5](#) avec le temps d'apprentissage. Ils sont obtenus en entraînant chaque réseau au moins 20 fois pour les mêmes valeurs des paramètres, dans le cas de l'utilisation des réseaux de neurones MLPs. Ensuite, les valeurs moyenne, minimale et maximale de l'erreur quadratique moyenne sont prises. Dans ce tableau, les performances de la phase d'apprentissage des réseaux, qui donnent les bons résultats dans la phase de test (avant de fixer le P_{FA}), sont présentées. Il est clair que, l'algorithme "trainlm" employé pour entraîner les réseaux MLPs est le plus rapide et l'algorithme "trainbr" est le plus lent (voir le [tableau 4.5](#)). Le réseau GRNN n'a pas besoin de se ré-entraîner, parce que sa sortie reste la même pour la même valeur du paramètre d'étalement

et la même base des données, il a donné la plus petite valeur de l'erreur quadratique moyenne.

Tableau 4.5 : Performances d'apprentissage des différents modèles de RNAs étudiés.

	Modèle de RNAs		MSE			Temps d'apprentissage (S)
			Min	Mean	max	
MATLAB toolbox	MLP-trainlm	H=5	0	0,0058	0,0504	2,33
	MLP-traingd		0,0472	0,0592	0,0705	8,17
	MLP-traingdm		0,0461	0,0591	0,0783	8,20
	MLP-trainbr		0	0,0039	0,0210	27,12
Programme MATLAB	MLP- $\eta=0.05$		0	$1,6 \cdot 10^{-2}$	$4,48 \cdot 10^{-2}$	45,44
	$\eta=0.2$		0	$8,01 \cdot 10^{-3}$	$1,92 \cdot 10^{-2}$	41,69
	$\eta=1$		$6,41 \cdot 10^{-3}$	$1,69 \cdot 10^{-2}$	$3,84 \cdot 10^{-2}$	39,07
MATLAB toolbox	MLP-trainlm	H=11	0	0,0013	0,0128	3,08
	MLP-traingd		0,0511	0,0596	0,0719	8,20
	MLP-traingdm		0,0521	0,0623	0,0769	8,24
	MLP-trainbr		0,0068	0,0113	0,0268	81,21
Programme MATLAB	MLP- $\eta=0.05$		0	$4,48 \cdot 10^{-3}$	$1,28 \cdot 10^{-2}$	54,54
	$\eta=0.2$		0	$1,60 \cdot 10^{-3}$	$6,41 \cdot 10^{-3}$	53,83
	$\eta=1$		0	$3,20 \cdot 10^{-3}$	$1,28 \cdot 10^{-2}$	48,52
MATLAB toolbox	MLP-trainlm	H=15	0	0,0019	0,0246	4,78
	MLP-traingd		0,0491	0,0593	0,0716	8,54
	MLP-traingdm		0,0484	0,0633	0,0804	8,51
	MLP-trainbr		0,0068	0,0201	0,0268	161,08
Programme MATLAB	MLP- $\eta=0.05$		0	$6,41 \cdot 10^{-4}$	$6,41 \cdot 10^{-3}$	66,29
	$\eta=0.2$		0	$9,61 \cdot 10^{-4}$	$6,41 \cdot 10^{-3}$	61,97
	$\eta=1$		0	$0,28 \cdot 10^{-3}$	$1,28 \cdot 10^{-2}$	54,22
MATLAB toolbox	GRNN**	Spread =0,1	0			0,1086
		Spread =1	$0,12 \cdot 10^{-45}$			0,0930
		Spread =3	$0,83 \cdot 10^{-6}$			0,0925
		Spread =4	$0,53 \cdot 10^{-3}$			0,0892
		Spread =5	0,0155			0,0889

Tous les réseaux entraînés doivent être testés avant et après la régulation du taux de fausse alarme, qui est fixé à la valeur 10^{-3} , afin de choisir le meilleur parmi eux. Les résultats des meilleurs modèles des réseaux de neurones étudiés sont résumés dans le [tableau 4.6](#). La meilleure valeur de l'erreur quadratique moyenne est obtenue avec le réseau GRNN, elle égale à $1,2 \cdot 10^{-46}$. Mais dans la phase de test, ce réseau présente les mauvais résultats de la probabilité de détection avant et après le réglage du taux de fausse alarme. On sait que le réseau avec peu de neurones cachés fonctionne mieux dans la phase de généralisation. En plus, si le réseau apprend par cœur la base des données (l'erreur

quadratique moyenne tend vers zéro), il ne peut pas généralisé bien. Donc, les meilleurs résultats, en considérant les deux phases (apprentissage et test), sont réalisés avec un réseau MLP qui contient 5 neurones cachés et une MSE égale à 0.016 obtenue en utilisant le programme MATLAB.

Tableau 4.6 : Meilleures performances de chaque modèle des RNAs étudié dans la phase de test.

	MLP					GRNN	P_{Dopt}	
	trainlm	traingd	traingdm	trainbr	MATLAB code			
H	5	15	15	5	5	-	-	
η	0,05	0,3	0,007	0,5	0,2	-	-	
MSE	0,05	0,0197	0,045	0,0094	0,016	$1,2 \cdot 10^{-46}$	-	
Spread	-	-	-	-	-	1	-	
P_{FAi}	0,3443	0,1116	0,1579	0,3204	0,1773	0,0330	-	
P_{Di}	-	0,7003	0,8845	0,8707	0,8026	0,8423	0,0013	-
	10dB							
	-5dB	0,9775	0,9995	0,9970	0,9983	0,9994	0,0010	-
	-0dB	0,9990	0,9999	0,9996	1	1	0	-
Teta		-1,216	-3,6238	-5,3	-13	6,8545	-1,093	0,2409
P_{Df}	-	0,3944	0,3260	0,1659	0,0689	0,3159	0,0904	0,4080
	10dB							
	-5dB	0,3046	0,8360	0,6350	0,428	0,9686	0,045	0,9920
	-0dB	0,7828	0,8900	0,8975	0,6338	1	0,001	1

Ensuite, la gamme de variation du seuil de détection est cherchée afin de sélectionner la valeur qui nous permet de fixer la valeur du P_{FA} désirée (Voir [figure 4.10](#)). Maintenant, ce réseau peut être utilisé comme un détecteur CFAR. Par la suite, les performances du détecteur MPL-NNAP seront étudiées en fonction de plusieurs paramètres et comparées avec plusieurs détecteurs adaptatifs proposés dans la littérature. Ils sont résumés dans le [tableau 4.7](#), qui rassemble toutes les valeurs des seuils utilisés pour réaliser nos simulations.

Dans la [figure 4.11](#), nous avons démontré que le détecteur MLP-NNAP est capable de régler le taux de fausse alarme. Pour cela, quatre valeurs du taux de fausse alarme désirées (10^{-1} , 10^{-2} , 10^{-3} et 10^{-4}) sont considérées et testées avec 1000 contenus différents de la fenêtre de référence, pour chaque valeur. On sait que, si le taux de fausse alarme reste constant malgré que les conditions de l'environnement changent, le détecteur peut être considéré robuste. Cette tâche est très difficile de réaliser en pratique. Donc, la minimisation de l'intervalle de variation autour de la valeur désirée est suffisante pour réaliser un taux de fausse alarme constant.

Dans le [tableau 4.8](#), l'intervalle de variation du taux de fausse alarme du détecteur MLP-NNAP est comparé avec celui des autres détecteurs considérés dans ce travail, en

utilisant les valeurs minimale est maximale pour chaque détecteur. D'après ce tableau, on voit clairement que les valeurs des taux de fausses alarmes du détecteur MLP-NNAP sont inférieures, dans la plus part des cas, aux valeurs des taux de fausses alarmes désirées par rapport aux autres détecteurs. Cette situation est acceptable parce que la réalisation d'un taux de fausse alarme inférieur ou égale à la valeur minimale désirée est suffisante pour réaliser un détecteur CFAR.

Tableau 4.7 : Valeurs de seuil de tous les détecteurs adaptatifs considérés dans ce travail.

Détecteur	k	T_k				
		$P_{FC}=10^{-2}$	$P_{FA}=10^{-1}$	$P_{FA}=10^{-2}$	$P_{FA}=10^{-3}$	$P_{FA}=10^{-4}$
ACAP	0	0.456	0.0746	0.1548	0.2409	0.3335
	1	0.351	0.0856	0.1778	0.2773	0.3845
	2	0.295	0.0963	0.2005	0.3131	0.4350
	3	0.256	0.1075	0.2243	0.3511	0.4887
	4	0.227	0.1197	0.2502	0.3924	0.5473
	5	0.205	0.1330	0.2786	0.4380	0.6123
	6	0.186	0.1478	0.3103	0.4889	0.6851
	7	0.170	0.1643	0.3459	0.5463	0.7675
	8	0.156	0.1829	0.3861	0.6115	0.8613
	9	0.145	0.2041	0.4319	0.6860	0.9691
	10	0.136	0.2282	0.4845	0.7719	1.0938
	11	0.128	0.2560	0.5452	0.8716	1.2394
	12	0.121	0.2881	0.6160	0.9885	1.4108
	13	0.116	0.3257	0.6992	1.1265	1.6145
	14	0.112	0.3700	0.7978	1.2912	1.8590
	15	0.109	0.4227	0.9160	1.4898	2.1558
	16	-	0.4861	1.0591	1.7322	2.5207
OSAP	24	-	1.8156	3.8383	6.0863	8.5801
CAAP	-	-	0.0746	0.1548	0.2409	0.3335
MLP-NNAP	-	-	1.5900	6.0400	6.8545	6.8624

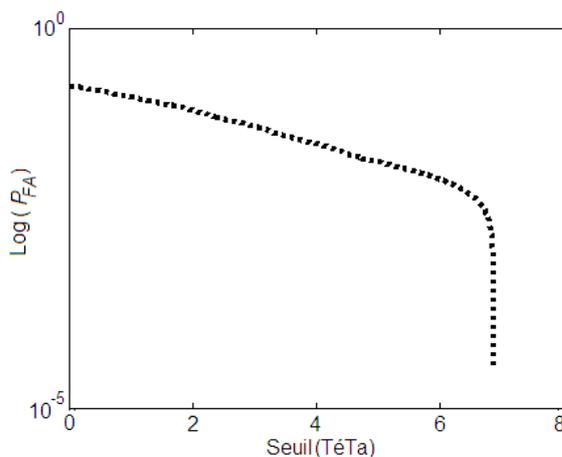


Figure 4.10 : Taux de fausse alarme en fonction de seuil du détecteur MLP-NNAP.

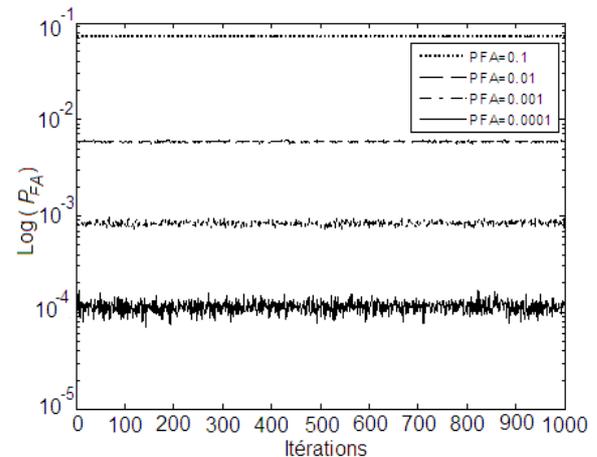


Figure 4.11 : Taux de fausse alarme en fonction de nombre d'itérations du détecteur MLP-NNAP.

Tableau 4.8 : Comparaison des valeurs minimales, maximales et moyennes des intervalles de variation des valeurs de taux de fausse alarme des différents détecteurs étudiés.

Détecteur	Valeurs calculées	Valeurs du P_{FA} désirées			
		0,1	0,01	0,001	0,0001
CAAP	Min	0.0971	0.0090	6.6000×10^{-4}	2.2000×10^{-5}
	Moy	0.1000	0.0100	9.9813×10^{-4}	9.9869×10^{-5}
	max	0.1035	0.0110	0.0014	2.2000×10^{-4}
OSAP	Min	0.0650	10^{-3}	0	0
	Moy	0.0939	0.0080	6.3300×10^{-4}	5.4000×10^{-5}
	max	0.1300	0.0180	0.0040	0.0020
ACAP	Min	0.0700	0.0030	0	0
	Moy	0.1002	0.0102	9.9900×10^{-4}	1.1600×10^{-4}
	max	0.1310	0.0210	0.0060	0.0020
MLP-NNAP	Min	0.0700	0.0048	7.12×10^{-4}	7.00×10^{-5}
	Moy	0.0716	0.0059	8.44×10^{-4}	1.14×10^{-4}
	max	0.0720	0.0069	9.92×10^{-4}	1.72×10^{-4}

4.6.3 Performance du détecteur MLP-NNAP

Dans les figures 4.12 et 4.13, on représente une comparaison de la probabilité de détection et du temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip (dB), en considérant la longueur de corrélation partielle N comme paramètre. On remarque que, l'augmentation de N améliore la probabilité de détection. Considérant maintenant le temps d'acquisition moyen. Il est clair que, lorsque le SNR/Chip est inférieur à -12 dB, l'augmentation de N améliore le temps d'acquisition moyen. Dans le reste de la gamme du SNR/Chip (c.à.d. le SNR/Chip > -12 dB), et parce que la probabilité de détection dans cet intervalle est proche de «un» pour la plus part des cas, une longueur de corrélation partielle plus grande implique un temps d'acquisition moyen plus long. Pour cette raison, N est choisi égale 128 pour le reste des résultats (compromis entre la valeur qui maximise P_D et minimise \bar{T}_{acq} sur tout l'intervalle du SNR/Chip).

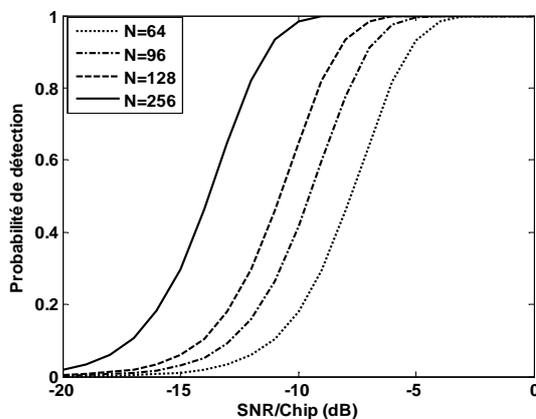


Figure 4.12: Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) du MLP-NNAP, pour différentes longueurs de corrélation partielle, dans un canal AWGN, avec $P_{FA}=10^{-4}$.

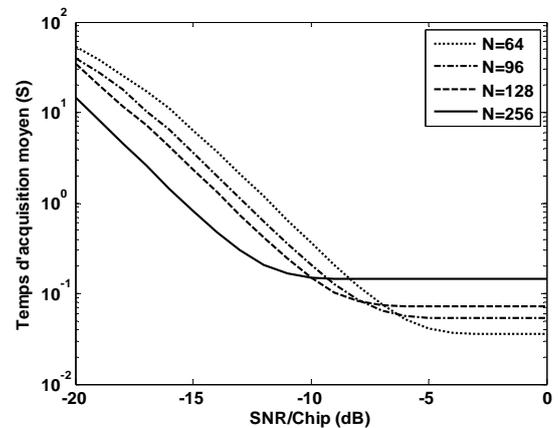


Figure 4.13: Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip (dB) du MLP-NNAP, pour différentes longueurs de corrélation partielle, dans un canal AWGN, avec $P_{FA}=10^{-4}$.

Maintenant, on considère une comparaison de la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen du détecteur MLP-NNAP en fonction du SNR/Chip, pour différentes valeurs du taux de fausse alarme. Nous observons à partir de la [figure 4.14](#) que, l'augmentation du taux de fausse alarme augmente la probabilité de détection sur toute la gamme de variation du SNR/Chip, et diminue le temps d'acquisition moyen pour les petites valeurs du SNR/Chip (< -10 dB), comme représente la [figure 4.15](#). Lorsque le SNR/Chip excède -10 dB, le temps d'acquisition moyen est presque le même pour les différentes valeurs du taux de fausse alarme. Puisque le taux de fausse alarme est un critère important dans les détecteurs CFAR et doit être aussi petit que possible, il va être pris égal à 10^{-4} pour le reste de résultats.

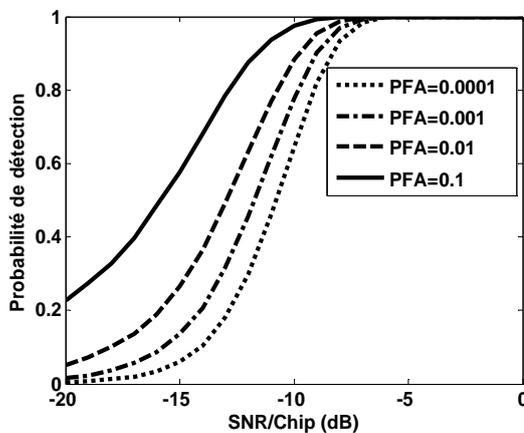


Figure 4.14: Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) du détecteur MLP-NNAP, pour différentes valeurs du P_{FA} , dans un canal gaussien.

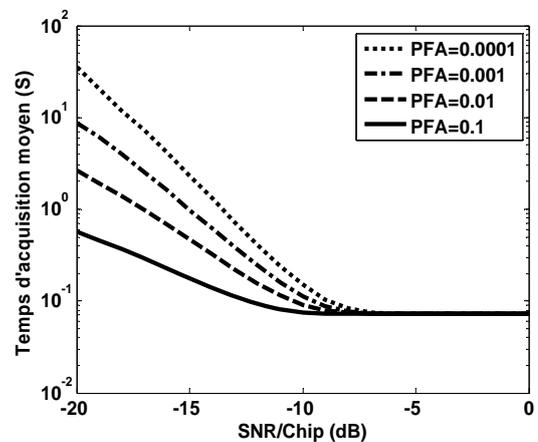


Figure 4.15: Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip (dB) du détecteur MLP-NNAP, pour différentes valeurs du P_{FA} , dans un canal gaussien.

Pour illustrer l'avantage principal du détecteur MLP-NNAP, ses performances ont été comparées avec celles de détecteurs CAAP, OSAP et ACAP pour les deux types des canaux (gaussiens et à évanouissement Rayleigh). À partir de la [figure 4.16](#), on remarque que, le détecteur MLP-NNAP a presque la même performance que le détecteur CAAP (avec $M = 32$) dans le cas du canal gaussien. La probabilité de détection de ces deux détecteurs est presque égale à la probabilité de détection du détecteur optimal de Neyman-Pearson (cas idéal). On montre également que, la probabilité de détection du détecteur MLP-NNAP est très bonne dans le canal à évanouissement Rayleigh; elle augmente avec un taux monotoniquement croissant, lorsque le SNR/Chip varie de -15 à 0 dB. Donc, le détecteur MLP-NNAP a donné les meilleures performances globales par rapport aux autres détecteurs adaptatifs conventionnels. Par conséquent, cette figure démontre les capacités du détecteur MLP-NNAP de travailler dans différents types de canaux en donnant de bonnes performances. Donc, le type du canal ne doit pas être connu par le détecteur MLP-

NNAP, parce que le réseau de neurones peut établir son propre modèle à partir des données disponibles, il considère les échantillons du canal à évanouissement comme des versions bruyantes des échantillons du canal gaussien.

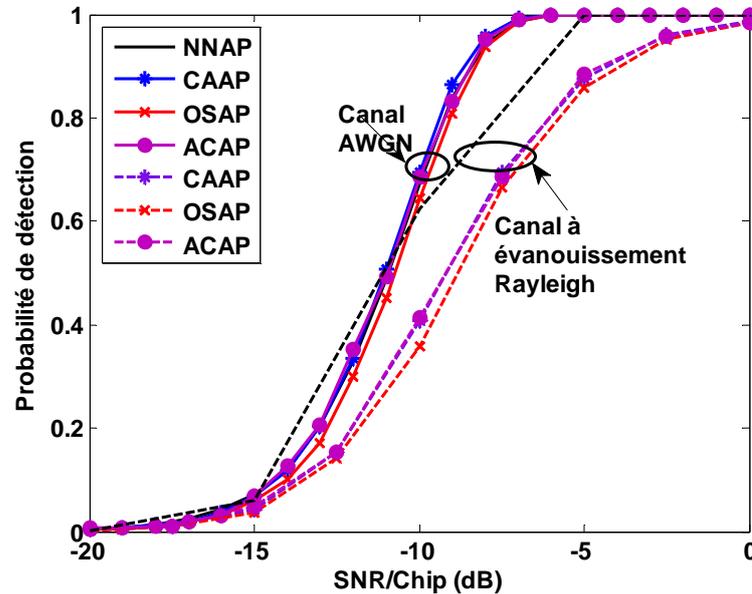


Figure 4.16 : Probabilités de détection en fonction du SNR/Chip (dB), des détecteurs CAAP, OSAP, ACAP et MLP-NNAP, en considérant les deux types des canaux: gaussien et à évanouissement Rayleigh.

Dans la [figure 4.17](#), l'effet du nombre d'utilisateurs actifs ($U-1$) sur la probabilité de détection, pour les quatre détecteurs (CAAP, OSAP, ACAP et MLP-NNAP) est comparé et évalué. Comme prévu, la probabilité de la détection diminue avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs actifs pour tous les détecteurs. Mais, on peut voir clairement que la probabilité de détection du détecteur MLP-NNAP (ligne noire solide) est plus robuste au changement du nombre d'utilisateurs actifs par rapport à celle des autres détecteurs. Sa probabilité de détection est approximativement le triple de celle du meilleur parmi les détecteurs conventionnels étudiés. Les mêmes remarques peuvent être tirées pour le temps d'acquisition moyen mais inversement, comme il est représenté sur la [figure 4.18](#).

L'effet des trajets multiples sur la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen est montré par les [figures 4.19](#) et [4.20](#), respectivement. Les résultats obtenus montrent que, pour les petites valeurs du nombre des multi-trajets ($L \leq 5$), les quatre détecteurs ont presque la même performance pour la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen. Il est nécessaire de mentionner dans ce cas que, la performance du détecteur proposé (MLP-NNAP) dépasse les autres détecteurs mais avec un petit taux. Toutefois, pour un nombre élevé de trajets multiples ($L > 5$), les performances des

détecteurs CAAP, OSAP et ACAP dégradent de manière significative. La dégradation de la probabilité de détection et du temps d'acquisition moyen augmente sérieusement avec l'augmentation du nombre de trajets. Par contre, lorsque le nombre de trajets multiples augmente, le détecteur MLP-NNAP (ligne noire solide) devient plus robuste et améliore de manière significative la performance du système d'acquisition. Ces résultats montrent clairement la capacité du détecteur MLP-NNAP de prendre dynamiquement la meilleure décision dans différentes conditions de l'environnement.

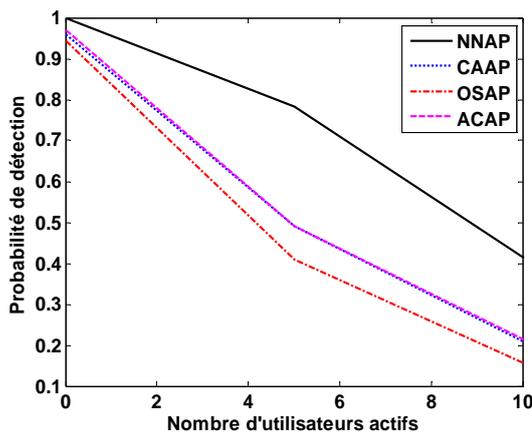


Figure 4.17: Probabilité de détection en fonction du nombre d'utilisateurs actifs des détecteurs CAAP, OSAP, ACAP et MLP-NNAP, en considérant un canal à évanouissement Rayleigh, avec $\text{SNR}/\text{Chip}=-5\text{dB}$ et $\rho=1$.

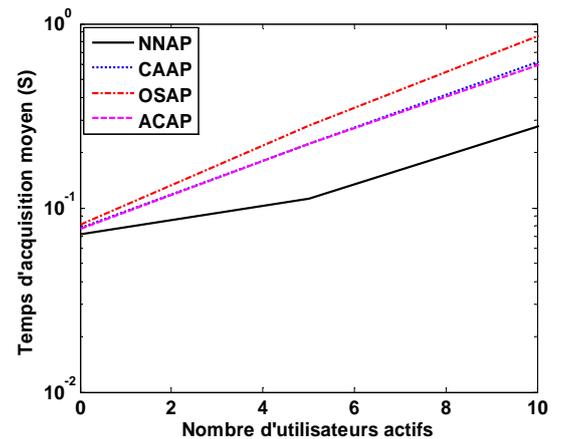


Figure 4.18: Temps d'acquisition moyen en fonction du nombre d'utilisateurs actifs des détecteurs CAAP, OSAP, ACAP et MLP-NNAP, en considérant un canal à évanouissement Rayleigh, avec $\text{SNR}/\text{Chip}=-5\text{dB}$ et $\rho=1$.

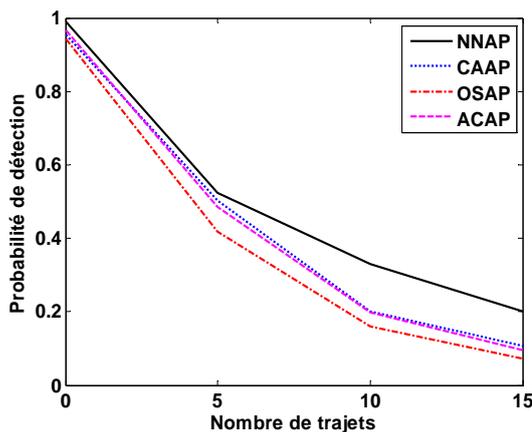


Figure 4.19 : Probabilité de détection en fonction du nombre de trajets multiples des détecteurs CAAP, OSAP, ACAP et MLP-NNAP, en considérant un canal à évanouissement Rayleigh, avec $\text{SNR}/\text{Chip}=-5\text{dB}$ et $\rho=1$.

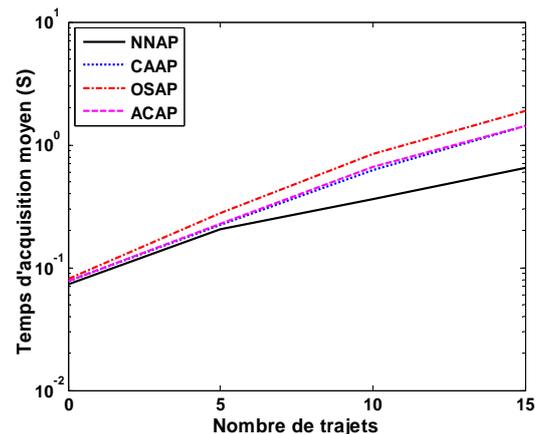


Figure 4.20 : Temps d'acquisition moyen en fonction du nombre de trajets multiples des détecteurs CAAP, OSAP, ACAP et MLP-NNAP, en considérant un canal à évanouissement Rayleigh, avec $\text{SNR}/\text{Chip}=-5\text{dB}$ et $\rho=1$.

4.7. Conclusion

Dans ce travail nous avons traité le problème de l'acquisition adaptative des séquences pseudo-aléatoires PN utilisées dans les systèmes de communication DS-CDMA, où la communication nécessite une synchronisation entre l'émetteur et le récepteur, qui est effectuée en deux étapes : l'acquisition et la poursuite. Notre objectif était d'améliorer les performances de l'acquisition des codes PN (qui est une tâche très difficile dans les systèmes considérés), en termes de probabilité de détection et temps d'acquisition moyen. Pour atteindre cet objectif, nous avons proposé un système qui combine l'architecture série caractérisée par sa simple structure et un temps d'acquisition moyen assez long et le détecteur MLP-NNAP, qui est caractérisé par un temps de traitement assez court.

A l'aide des simulations numériques, on a analysé les performances du système proposé en fonction de différents paramètres. Nous avons considéré l'homogénéité (absence des interférences d'accès multiple causées par les utilisateurs multiples et les trajets multiples) et la non homogénéité (présence des interférences d'accès multiple) du canal de transmission. En se basant sur le détecteur neuronal, la probabilité de fausse alarme était maintenue fixe. Ensuite, on a comparé ses performances à un système série, qui utilise différents types de détecteurs (CAAP, OSAP et ACAP), où on a essayé de minimiser le temps d'acquisition moyen, sans perdre l'amélioration apportée par le détecteur MLP-NNAP sur la probabilité de détection, surtout pour les faibles valeurs de SNR/Chip.

Les résultats obtenus montrent clairement que le système proposé est plus performant et plus robuste que les systèmes conventionnels, plus particulièrement en présence de trajets multiples et d'utilisateurs multiples.

Conclusion générale

-
- 1. Conclusion**
 - 2. Perspectives**
-

Sommaire

«Partagez vos connaissances. C'est une façon d'atteindre l'immortalité.»

Dalai Lama

1. Conclusion

Dans cette thèse, nous avons traité le problème de l'acquisition adaptative des séquences pseudo aléatoires dans les systèmes de communication DS/CDMA. Ces systèmes reposent sur la technique de modulation à étalement de spectre; où, plusieurs utilisateurs pourraient transmettre ses données simultanément et sur la totalité de la bande de fréquence. En utilisant des codes pseudo-aléatoires spécifiques à chacun d'eux, le signal propre à chaque utilisateur ressemble à un bruit aléatoire pour les autres utilisateurs du même canal. Cependant, la communication nécessite un processus de synchronisation, qui est réalisé en deux étapes: l'acquisition et la poursuite.

Du fait que les niveaux des signaux reçus et les conditions de l'environnement de propagation ne sont pas stables, la bonne acquisition ne peut pas être réalisée en utilisant un détecteur à seuil fixe. Ces faits imposent l'utilisation d'un récepteur à taux de fausse alarme constant, qui s'articule sur un seuil adaptatif de détection. L'enjeu est désormais de concevoir un système d'acquisition simple et pratique, qui réduit le temps d'acquisition des séquences PN dans les systèmes DS/CDMA et améliore les performances en détection, avec un volume de calcul et un temps de traitement minimaux. Pour atteindre cet objectif, nous avons proposé deux solutions différentes qui ont fait l'objet des chapitres 3 et 4.

La première solution a mis en évidence l'importance de la stratégie de recherche utilisée pour améliorer les performances du système d'acquisition. Cette dernière peut réduire considérablement le temps nécessaire pour l'acquisition de la phase synchrone. Or, on est limité par l'emploi des structures simples, mais la plus part des stratégies de recherche candidates augmentent la complexité du système. En effet, l'architecture double-dwell peut être la bonne solution, puisqu'elle réduit le temps d'acquisition en minimisant la complexité de la mise en œuvre du système d'acquisition. D'autre part et pour améliorer les performances en détection, l'adoption d'une antenne intelligente à la réception a put augmenter la probabilité de détection et réduire les fausses alarmes (puisque elle peut améliorer le SNR, combattre les effets négatifs des trajets multiple, ...). En plus, le choix du dispositif de décision ACAP augmente la probabilité de détection et minimise les fausses alarmes par la technique de censure automatique des répliques des signaux prévenants des trajets multiples,

qui peuvent résider dans la fenêtre de référence. Le résultat de cette combinaison offre un système plus performant par rapport aux systèmes étudiés et proposés dans la littérature.

La deuxième approche consiste à considérer le système d'acquisition le plus simple, qui est le système à stratégie de recherche série, et concevoir un détecteur adaptatif intelligent à base des réseaux de neurones artificiels MLP (entraîné par l'algorithme de rétro-propagation d'erreur). Son but est la réalisation de l'acquisition des signaux à spectre étalé dans les canaux gaussien et Rayleigh, en maintenant un taux de fausse alarme constant. Donc, une variété d'architectures des réseaux de neurones et plusieurs algorithmes d'apprentissage sont considérés et testés. En plus, un ensemble de comparaisons sont faites pour différents paramètres et plusieurs détecteurs CFAR dans différentes conditions de l'environnement. D'après les résultats trouvés et les discussions envisagées, le détecteur MLP-NNAP présente les bonnes performances en détection et maintient ainsi un taux de fausse alarme relativement constant en comparaison avec tous les détecteurs considérés dans ce travail. Aussi, il s'adapte aux variations des conditions de l'environnement et réalise donc le principe CFAR. Ce détecteur arrive aussi à minimiser le temps d'acquisition, à cause de sa structure parallèle qui réduit considérablement le temps de calculs.

2. Perspectives

Il est nécessaire comme perspective de :

- Considérer d'autres stratégies de recherche comme l'architecture hybride par exemple, en combinaison avec la technique des antennes intelligentes et l'algorithme ACAP, afin de réduire le temps d'acquisition moyen du système.
- Appliquer un autre algorithme de censure automatique, tel que l'algorithme ATM-CFAR à différentes stratégies de recherche.
- Utiliser d'autres architectures et algorithmes de réseaux de neurones artificiels dans le but de créer le réseau le plus convenable pour ce genre de problèmes.
- Tester la robustesse des systèmes d'acquisition proposés dans cette étude vis-à-vis d'autres types d'évanouissement, tels que l'évanouissement de Rice et Nakagami-m.

Bibliographie

- [1]. J. M. Dolhac, *Une introduction aux télécommunications*, Presses Universitaires du Mirail, Toulouse, 2009.
- [2]. C. Servin, *Réseaux et télécoms: Cours et exercices corrigés*, Dunod, Paris, 2003.
- [3]. A. Rahil, Gestion du handover dans les réseaux hétérogènes mobiles et sans fil, thèse de doctorat, Université de Bourgogne, 2015.
- [4]. J. Yang et al., "Spreading-sequence design for partially connected multirelay networks under multipath fading," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 65, N° 3, pp. 1420-1433, 2016.
- [5]. S. Li et al., "Hyperchaotic spread spectrum sequences selection and its application in DS-CDMA system," *Radioelectronics and Communications Systems*, Vol. 58, N° 9, pp. 404-410, 2015.
- [6]. L. Hacini, Schemas hybrides d'acquisition adaptative de codes PN pour des communications DS-CDMA dans un canal Rayleigh, thèse de doctorat, Université Mentouri Constantine, 2012.
- [7]. F. Z. Doudou and A. Djebbari, "Particle Swarm Optimization Aided Serial Acquisition in Distributed OSCFAR and CMLD for DS-CDMA Systems in Fading Channels," *Wireless Personal Communications*. Vol. 94, N° 3, pp. 621-640, 2017.
- [8]. H. S. Oh and D. S. Han, "An adaptive double-dwell PN code acquisition system in DS-CDMA communications," *Signal Processing*, Vol. 85, pp. 2327-2337, 2005.
- [9]. H. S. Oh et al., "Adaptive Hybrid PN Code Acquisition with Antenna Diversity in DS-CDMA Systems," *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E85-B, N°4, pp.716-722, (2002).
- [10]. H. Krouma et al., "Performance analysis of an adaptive threshold hybrid double-dwell system with antenna diversity for acquisition in DS-CDMA systems," *International Journal of Electronics and Communication Engineering*. Vol. 2, N° 12, pp. 2782-2791, 2008.
- [11]. H. Kwon et al., "Noncoherent constant false-alarm rate schemes with receive diversity for code acquisition under homogeneous and nonhomogeneous fading circumstances," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 56, pp. 2108-2120, 2007.
- [12]. M. B. El Mashade, "Analysis of adaptive detection of moderately fluctuating radar targets in target multiplicity environments," *J. Franklin Institute*. Vol. 348, N° 6, pp. 941-972, 2011.
- [13]. C. J. Kim et al., "Adaptive acquisition of PN sequences for DS/SS communications," *IEEE Transactions in Communications*, Vol. 46, N°8, pp. 993-996, 1998.
- [14]. C. J. Kim et al., Acquisition of PN code with adaptive threshold for DS/SS communications," *IEE Electronic Letters*, Vol. 33, pp. 1352-1354, 1997.

- [15]. C. J. Kim et al., "Adaptive Hybrid Acquisition of PN Sequences for DS/SS Communications," IEE Electronic Letters, Vol. 34, pp. 939-940, 1998.
- [16]. A. Aissaoui, Z. Hammoudi and A. Farrouki, "Adaptive pseudo-noise code acquisition scheme using automatic censoring for DS/SS communication in frequency-selective Rayleigh fading channel," IET Communications, Vol. 2, pp. 359-365, 2008.
- [17]. L. Hacini, A. Farrouki and Z. Hammoudi, "Adaptive hybrid acquisition of PN sequences based on automatic multipath cancellation in frequency-selective Rayleigh fading channels," Wireless Personal Communications, Vol. 63, pp. 147–166, 2012.
- [18]. B. Wang and H. M. Kwon, "PN code acquisition using smart antenna for spread-spectrum wireless communications - Part I," IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 52, pp. 142-149, 2003.
- [19]. T.H. Alamri, S.A. Alshebeili and M Barkat, "Serial acquisition of SD-CDMA signals using smart antennas and adaptive thresholding constant false alarm rate processing," IEEE International Conference on Signal Processing and Communications (ICSPPC), 2007.
- [20]. N. Alhariqi, M. Barkat and A. Sofwan, "Serial PN acquisition using smart antenna and censored mean level CFAR adaptive thresholding for a DS/CDMA mobile communication," IEEE 14th International Conference on High Performance Computing and Communications, HPCC, 2012.
- [21]. A. Sofwan and M. Barkat, "PN code acquisition using smart antennas and adaptive thresholding trimmed-mean CFAR processing for CDMA communication," Spring World Congress on Engineering and Technology, SCET, 2012.
- [22]. K. Berbra, M. Barkat, and A. Anou, "PN code acquisition using smart antenna and adaptive thresholding CFAR based on ordered data variability for CDMA communications," Progress in Electromagnetic Researches B. Vol. 57, pp. 139-155, 2014.
- [23]. A. Sofwan, M. Barkat and S. A. AlQahtani, "PN code acquisition using smart antennas and adaptive thresholding for spread spectrum communications," Wireless Networks, Vol. 22, N°.1, pp.223–234, 2016.
- [24]. K. L. Du and M. N. S. Swamy, *Wireless communication systems: From RF subsystems to 4G enabling technologies*, Cambridge University Press, UK, 2010.
- [25]. F. Lemainque, *Tout sur les réseaux sans fil*, Dunod, France, 2009.
- [26]. H. Koivo and M. Elmusrati, *Systems engineering in wireless communications*, John Wiley & Sons, UK, 2009.
- [27]. A. Aissaoui, Synchronisation adaptative du code PN dans les systèmes de communication DS/SS, thèse de doctorat, Université Mentouri Constantine, 2008.
- [28]. H. J. D. L. Santos, C. Sturm and J. Pontes, *Radio system engineering: A tutorial approach*, Springer, London, 2015.

- [29]. X. Yin and X. Cheng, *Propagation channel characterization, parameter estimation and modelling for wireless communications*, John Wiley & Sons, Singapore, 2016.
- [30]. A. R. Mishra, *Advanced cellular network planning and optimisation : 2G/2.5G/3G...evolution to 4G*, John Wiley & Son Ltd, England, 2007.
- [31]. V. Vij, *Wireless communication*, Laxmi Publications Pvt. Ltd., New Delhi, 2010.
- [32]. D. R. Smith, *Digital transmission systems*, Third edition, Springer, New York, 2004.
- [33]. M. Nakagami, "The m-distribution, a general formula of intensity ditribution of rapid fading," Sumposium on Statistical Methodes in Radio Wave Propagation, California, 1960.
- [34]. Pascal Pagani, et al., *Ultra-Wideband Radio Propagation Channels : A Practical Approach*, John Wiley & Sons, USA, 2008.
- [35]. M. Barkat, *Signal detection and estimation*, Artech House, Boston, MA, 2005.
- [36]. H. M. Finn and R. S. Johnson, "Adaptive detection mode with threshold control as a function of spatially sampled clutter level estimates," RCA Review, Vol.29, pp.414-464, 1968.
- [37]. S. Benkrinah, M. Benslama, "Acquisition of PN sequences using multilayer perceptron neural network adaptive processor for multiuser detection in spread-spectrum communication systems. Internatinal Journal of Numerical Modeling: electronic, networks, devices and fields, 1–20:e2265, 2017, <https://doi.org/10.1002/jnm.2265>.
- [38]. H. G. Kim et al., Adaptive code acquisition using a GO-CFAR processor in DS/CDMA systems, in proceeding of IEEE Region 10 Conference (TENCON), Korea, PP. 542-545, 1999.
- [39]. H. Rohling, "Radar CFAR thresholding in clutter and multiple target situations," IEEE Transactions on Aerospace on Electronic Systems, Vol. AES-19, pp. 608-621, 1983.
- [40]. P. P. Gandhi and S. A. Kassam, "Analysis of CFAR processors in nonhomogeneous background," IEEE Transactions on Aerospace on Electronic Systems, Vol. 24, N°. 4, pp. 427-445, 1988.
- [41]. A. Farrouki and M. Barkat, "Automatic censoring CFAR detector based on ordered data variability for nonhomogeneous environments," IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation, Vol. 152, pp. 43–51, 2005.
- [42]. M. Guizani, H. H. Chen and C. Wang, *The future of Wireless Networks*, Taylor & Francis Group, Boca Raton, 2016.
- [43]. M. H. Alsharif and R. Nordin, "Evolution towards fifth generation (5G) wireless networks: Current trends and challenges in the deployment of millimeter wave," massive MIMO, and small cells, Telecommunication systems, Vol.64, N°. 4, pp. 617-637, 2017.
- [44]. S. Patel, "Malhar Chauhan and Kinjal Kapadia, 5G : Future mobile technology-vision 2020," International journal of computer applications, Vol.54, N°. 17, pp. 6-10, 2012.
- [45]. «Telegraphie Chappe». [Online]. Available: <http://www.telegraphie-chappe.com/>. [Accessed: 13-oct-2012].

- [46]. T. Viswanathan and M. Bhatnagar, *Telecommunication Switching Systems and Networks*, Second Edition, PHI Learning Private Limited, Delhi, 2015.
- [47]. «Samuel Morse -Wikipédia». Available: http://fr.wikipedia.org/wiki/Samuel_Morse.
- [48]. «Alexandre Graham Bell - Wikipédia». Available: http://fr.wikipedia.org/wiki/Alexandre_Graham_Bell.
- [49]. Y. Zali, *Future mobile communications: LTE optimization and mobile network virtualization*, Springer, Germany, 2013.
- [50]. G. L. Stüber, *Principles of mobile communication*, Third Edition, Springer, USA, 2011.
- [51]. G. Baudoin et coll., *Radio-communications numériques/1 : Principes, modélisation et simulation*, 2^{ème} édition, Dunod, 2013.
- [52]. A. M. Mousa, “Prospective of fifth generation mobile communications,” *International Journal of Next-Generation Networks (IJNGN)* Vol.4, N°.3, 2012.
- [53]. R. Prasad, and O. M. Lauridsen, “Convergence of navigation and communication,” *International Symposium on Aerospace Technologies and Applications for Dual Use*, Rome, 2007.
- [54]. C. I. Badoi et al., “5G based on cognitive radio”, *Wireless Personal Communications*, Vol.57, pp. 441–464, 2011.
- [55]. M. Sauter, *3G, 4G and beyond: bringing networks, devices, and the web together*, 2^{ème} Edition, John Wiley & Sons, U. K., 2013.
- [56]. G. Pujolle, *Les réseaux, 5ème édition*, Eyrolles, Paris, 2004.
- [57]. H. Lehpamer, *Transmission systems design handbook for wireless networks*, Norwood, MA 02062, US: Artech House, 2002.
- [58]. R. W. Chang, “Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission,” *Bell Labs Technical Journal*, Vol. 45, N°. 10, pp. 1775–1796, 1966.
- [59]. M. A. N. Sukar and M. Pal, “MC-FDMA & OFDMA in LTE physical layer,” *International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT)*, Vol.12, N°. 2, 2014.
- [60]. G. Berardinelli et al., “OFDMA vs. SC-FDMA: performance comparison in local area IMT-A scenarios,” *IEEE Wireless Communications*, Vol. 15, N°. 5, pp. 64–72, 2008.
- [61]. K. R. R. ZoRan, S. B. Bojan and M. BaKMaZ, *Wireless multimedia communication systems*, Taylor & Francis Group, Boca Raton, 2014.
- [62]. K. Bhagat and J. Malhotra, “A survey of uplink multipath access techniques in LTE mobile communication system,” *IEEE International Conference on Advanced in Engineering & Technology Research (ICAETR)*, India, 2014.
- [63]. K. Adlen, *Qualité de service (QoS) dans les réseaux locaux sans fil basés sur la technologie IEEE 802.11*, thèse de doctorat, Université Cergy-Pontoise, 2005.
- [64]. S. D. Ilčev, *Global mobile satellite communications theory: For maritime, land and aeronautical applications*, Second Edition, Springer, Switzerland, 2017.

- [65]. P. Cao and J. S. Thompson, "Practical multi-user transmission design in millimeter wave cellular networks: Is the joint SDMA-TDMA technique the answer?," IEEE 17th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), UK, 2016.
- [66]. W. C. Pao et al., "Resource allocation for multiple input multiple output orthogonal frequency division multiplexing-based space division multiple access systems," IET Communications, Vol. 8, N°18, pp. 3424–3434, 2014.
- [67]. G. C. Yang and W. C. Kwong, *Prime codes with applications to CDMA optical and wireless networks*, Artech House, London, 2002.
- [68]. C. V. R. Kumar and K. P. Bagadi, "MC-CDMA receiver design using recurrent neural networks for eliminating multiple access interference and nonlinear distortion," International Journal of Communication systems, 2017, <https://doi.org/10.1002/dac.3328>.
- [69]. V. M. DaSilva and E. S. Sousa, "Performance of orthogonal CDMA codes for quasi-synchronous communication systems," Proceeding of IEEE ICUPC, Canada, pp.995-999, 1993.
- [70]. L. Vandendorpe, "Multitone direct sequence CDMA system in an indoor wireless environment," IEEE SCVT, The Netherlands, 1993.
- [71]. A. Chouly, A. Brajal and S. Jourdan, "Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems," Global Telecommunications Conference, USA, pp. 1723-1728, 1993.
- [72]. K. Fazel and S. Kaiser, *Multi-carrier and spread spectrum systems*, John Wiley & Sons, England, 2003.
- [73]. C. E. Shannon, "A mathematical theory of communications," Bell System Technical Journal, Vol. 27, pp. 379-423, 623-656, 1948.
- [74]. Giémer, *Opération L.D.D.*, Edilivre, Edition APARIS, Paris, 2007.
- [75]. J. S. Chitode, *Principles of communications*, Technical Publication Pune, First Edition, India, 2009.
- [76]. R. Gold, "Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing (corresp.)," IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 13, N°4, pp. 619 –621, 1967.
- [77]. J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 4th Edition, 2000.
- [78]. S. L. X. Huang (Eds), *Advances in computer science, environment, ecoinformatics, and educations*, Springer Proceeding of CSEE : Part I, China, 2011.
- [79]. S. Glisic, *Adaptive WCDMA: Theory and Practice*, John Wiley & Sons, England, 2003.
- [80]. T. F. Wong, Spread spectrum and CDMA (EEL6503), Chapter 5 : Spreading code acquisition and tracking, University of Florida, Fall 2002, Available : <http://wireless.ece.ufl.edu/eel6503/>.
- [81]. S. Glisic and B. Vucetic, *Spread spectrum CDMA systems for wireless communications*, Artech House, 1997.

- [82]. A. Plydoros and C. L. Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition-Part I: general theory," *IEEE Transactions in communications*, Vol. COM-32, N° 5, pp. 542-549, 1984.
- [83]. E. A. Sourour and S. C. Gupta, "Direct-sequence spread-spectrum parallel acquisition in a fading mobile channel," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 38, pp. 992-998, 1990.
- [84]. W. Zhuang, "Noncoherent hybrid parallel PN code acquisition for CDMA mobile communications," *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, Vol. 45, pp. 643-656, 1996.
- [85]. A. Kalis, A. G. Kanatas and C. B. Papadias (Eds), *Parasitic antenna arrays for wireless MIMO systems*, Springer, New York, 2014.
- [86]. S. S. Jones, *The basics of telecommunications*, Fifth Edition, Professional Education International, USA, 2004.
- [87]. C. A. Balanis, "Antenna theory: A review," *Proceedings of IEEE*, Vol. 80, N°1, pp. 7-23, 1992.
- [88]. C. A. Balanis, *Modern antenna handbook*, John Wiley & Sons, Canada, 2008.
- [89]. « SmartAntennaTechnology », http://etd.lib.fsu.edu/theses/available/etd-04092004-143712/unrestricted/Ch_4smartantennatechnology.pdf.
- [90]. E. Tonye and S. Kepchade, "Performance analysis of analytical approaches to smart antennas modeling," *International Journal of Engineering and Management Research*, Vol.5, N°4, pp.320-331, 2015.
- [91]. B. Widrow et al., *Adaptive antenna systems*, *IEEE Proceeding*, Vol. 55, N° 12, pp. 2143–2159, 1967.
- [92]. S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall, Englewood Cliffs NJ, 2002.
- [93]. K. Raoof and Huaibei Zhou, *Advanced MIMO systems*, Scientific Research Publishing, USA, 2009.
- [94]. Y. Lie-Liang et H. Lajos, "Serial acquisition of DS-SS signals in multipath fading mobile channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. Vol. 50, N°2. pp. 617-628, 2001.
- [95]. S. Benkrinah and M. Benslama, "Effect of multi-users and multipaths on the performance of an adaptive serial acquisition scheme for DS/SS systems," *IEEE 8th International Workshop on Systems, Signal Processing and their Applications (WoSSPA)*, Alger, Algeria, 2013
- [96]. O. S. Shin et K.B. Lee, "Utilization of multipath for spread-spectrum code acquisition in frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Transactions Communications*, Vol. 49, N°4, pp.734-743, 2001.
- [97]. S. Wei and X. Wang, "Research of CMLD-CFAR detecting algorithm in Radar reconnaissance receiver," *IEEE International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation, ICMTMA*, pp. 105-108, 2009.
- [98]. F. Maloberti and A. C. Davies (eds), *A short history of circuits and systems*, River Publishess, Delft/Aalborg, 2016.

- [99]. W.S. McCulloch et W. Pitts, "A Logical Calculus of the Ideal Immanent in Nervous Activity," Bulletin of mathematical Biophysics, Vol. 5, pp. 115-133, 1943.
- [100]. D.O. Hebb, *The Organization of Behavior: A Neuropsychological Theory*, John Wiley & Sons, New York, 1949.
- [101]. F. Rosenblatt, *The Perceptron : A perceiving and recognizing automaton*, Technical report 85-460-1, Cornell Aeronautical Laboratory, 1957.
- [102]. B. Windrow and M. E. Hoff, *Adaptive Switching circuits*, 1960 IRE WESCON Convention Record, Part 4, 96-104, 1960.
- [103]. T. Kohonen, "Correlation matrix memories," IEEE Transactions on Computers, Vol. 100, N°. 4, pp. 353-359, 1972.
- [104]. J. A. Anderson, "A simple neural network generating an interactive memory," Mathematical Biosciences, Vol. 14, pp. 197-220, 1972.
- [105]. S. Grossberg, "Adaptive pattern classification and universal recording I: Parallel development and coding of neural feature detectors," Biological Cybernetics, Vol. 23, pp. 121-134, 1976.
- [106]. J. J. Hopfield, "Neural networks and physical systems with emergent collective computational abilities," Proceedings of the National Academy of Sciences, USA, Vol.79, pp. 2554-2558, 1982.
- [107]. J. J. Hopfield, "Neurons with graded response have collective computational properties like those of two-state neurons," Proceedings of the National Academy of Sciences, USA, Vol.81, pp. 3088-3092, 1984.
- [108]. P. J. Werbos, *Beyond regression : New tools for prediction and analysis in the behavioral sciences*, Ph.D thesis, Cambridge, MA, 1974.
- [109]. E. G. Hinton and J. S. Terrence, "Analyzing cooperative computation," Proceeding of 5th Annual Congress of the Cognitive Science Society, Rochester, New York, 1983.
- [110]. D. E. Rumelhart, G. E. Hinton and R. J. Williams, "Learning internal representations by error propagation, Parallel distributed processing: Explorations in the microstructures of cognition," 1 : Foundations. D. E. Rumelhart, and J. L. McClelland. Cambridge, MA, MITPress. 1 : 318-362, 1986.
- [111]. L. Fausett, *Fundamentals of neural networks : Architectures, Algorithms and applications*, 1st edition, Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1994.
- [112]. R. Boné, J. P. Asselin de Beauville, M. Zollinger, "Les Réseaux de Neurones Artificiels : Un Rapport Potentiel aux Etudes marketing," Recherche et Applications en Marketing, Vol.11, N°. 2, pp. 63-81, 1996.

- [113]. R. Hecht-Nielsen, *Neural computing : The technology of non-algorithmic information processing*, Addison-Wesley, 1990.
- [114]. K. Hornik, M. Stinchcombe and H. White, "Multilayer Feedforward Networks are Universal Approximators," *Neural Networks*, Vol.2, pp.359-366, 1989.
- [115]. P. Kim, *MATLAB Deep Learning: With Machine Learning, Neural Networks and Artificial Intelligence*, Apress, Korea, 2017.
- [116]. M. Ibnkahla, "Applications of neural networks to digital communications: A survey," *Signal Processing* , Vol. 80, N°. 7, pp. 1185-1215, 2000.
- [117]. S. Haykin, *Neural networks and learning machines*, 3rd Edition. Pearson; 2008.
- [118]. B. Aazhang, B. P. Paris, G. C. Orsak, "Neural networks for multiuser detection in code-division multiple-access communications," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 40, pp. 1212–1222, 1992.
- [119]. U. Mitra and H. V. Poor, "Neural network techniques for adaptive multiuser demodulation," *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, Vol. 12, N°.9, pp. 1460–1470, 1994.
- [120]. D. G. M. Cruickshank, Radial basis function receivers for DS-CDMA, *IET Electronics Letters*, Vol. 32, N°. 3, pp. 188–190, 1996.
- [121]. G. Kechriotis and E. S. Manolakos, "Hopfield neural network implementation of the optimal CDMA multiuser detector," *IEEE Transactions on Neural Networks*, Vol.7, N°.1, pp. 131-141, 1996.
- [122]. T. Miyajima and T. Hasegawa, "Multiuser detection using a Hopfield network for asynchronous code-division multiple-access systems," *IEICE Transactions on Fundamental Electronics, Communications and Computer Sciences*, Vol. E79-A, N°.12, pp. 1963–1971. 1996.
- [123]. T. Miyajima, "An adaptive multiuser receiver using a Hopfield network," *IEICE Transactions on Fundamental Electronics, Communications and Computer Sciences*; Vol. E79-A, N°.5, 652–654, 1996.
- [124]. D. C. Chen and B. J. Sheu, "A compact neural network-based CDMA receiver," *IEEE Transactions Circuits Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, Vol.45, N°.3, 384–387, 1998.
- [125]. S. H. Yoon and S. S. Rao, "Annealed neural network based multiuser detector in code division multiple access communications," *IEE Proceedings-Communications*, Vol. 147, N°.1, 57–62, 2000.

- [126]. F. Li, S. Zhao and B. Zheng, "Quantum neural network for CDMA multi-user detection, Advanced in Neural Networks, Vol. 3498, pp. 338–342, 2005.
- [127]. R. Fantacci et al., "A neural network-based blind multiuser receiver for DS-CDMA communication systems," *Wireless Personal Communications*, Vol. 27, N° 3, 195–213, 2003.
- [128]. S. Chen, A. Samingan and L. Hanzo, "Adaptive near minimum error rate training for neural networks with application to multiuser detection in CDMA communication systems," *Signal Processing*, Vol. 85, N° 7, 1435–1448, 2005.
- [129]. T. C. Chuah, B. S. Sharif and O. R. Hinton, "Robust CDMA multiuser detection using a neural-network approach," *IEEE Transactions on Neural Networks*, Vol. 13, N° 6, pp. 1532–1539, 2002.
- [130]. G. S. Mahrokh and A. Hamidreza, "Performance analysis of neural network detectors in DS/CDMA systems," *AEU International Journal of Electronics and Communications*, Vol. 57, N° 3, 220–236, 2003.
- [131]. G. Mahrokh and A. Hamidreza, "Neural networks for multiuser detection of signals in DS/CDMA systems," *Neural Computing Applications*, Vol. 11, N° 3-4, pp. 178–190, 2003.
- [132]. Z. W. Zheng, "Receiver design for uplink multiuser code division multiple access communication system based on neural network," *Wireless Personal Communications*, Vol. 53, N° 1, pp. 67–79, 2010.
- [133]. J. Wang et al., "An adaline neural network-based multi-user detector improved by particle swarm optimization in CDMA systems," *Wireless Personal Communications*, Vol. 59, N° 2, pp. 191–203, 2011.
- [134]. S. Benkrinah, M. Benslama and M. Barkat, "An adaptive serial acquisition of PN sequence in nonhomogeneous AWGN channel using artificial neural networks," *IEEE International Conference on Complex Systems (ICCS)*, pp.1-6, 2012.
- [135]. S. Benkrinah, M. Benslama and M. Barkat, "An adaptive serial acquisition scheme of PN sequence in nonhomogenous Rayleigh fading channel using artificial neural networks," *International Conference on Electronics & Oil: From Theory to Applications (ICEO)*, Algeria, 2013.
- [136]. K. Cheikh and F. Soltani, "Application of neural networks to radar signal detection in K-distributed clutter," *IEE Proceeding-Radar, Sonar and Navigation*, Vol. 153, N°5, pp. 460–466, 2006.
- [137]. A. J. Viterbi, *CDMA: Principles of spread spectrum communication*, Reading, MA: Addison-Wesley Publishing Company, 1995.

Annexe

L'un des algorithmes d'apprentissage pour le réseau MLP, et celui de la «rétro-propagation», c'est l'un des algorithmes d'apprentissage supervisé. Cet algorithme a été mis au point dans les années quatre-vingt par Rumelhart [110]. Le principe de cet algorithme est basé sur une modification des poids synaptiques à partir d'une rétro-propagation de l'erreur de la sortie vers la couche d'entrée, en passant par les couches cachées. On dispose d'un ensemble d'exemples (base d'apprentissage), constituée de couples (entrée, sortie désirée). A chaque étape, un exemple est présenté en entrée du réseau. Une sortie réelle est calculée et ce calcul est effectué de proche en proche de la couche d'entrée à la couche de sortie. Cette procédure est appelée «propagation avant». L'erreur est ensuite calculée «somme quadratique des erreurs sur chaque cellule de sortie», et rétro-propagée à travers le réseau donnant lieu à une modification des poids. Ce processus est répété en présentant successivement chaque exemple de la base d'apprentissage. Si pour tous les exemples, l'erreur est inférieure à un seuil choisi, on dit alors que le réseau a convergé.

L'apprentissage consiste donc à minimiser l'erreur quadratique moyenne (considérée comme une fonction de poids), commise sur l'ensemble des exemples par l'ajustement des poids en diminuant le gradient. Pour cela, il est indispensable de considérer des fonctions d'activation dérivables. La fonction d'activation la plus couramment employée est la fonction sigmoïde (logsig). Du point de vue mathématique, le fonctionnement est décrit par les formules suivantes:

Un vecteur $X_p = [x_{p1}, x_{p2}, \dots, x_{pn}]^T$ est représenté à la première couche.

L'entrée de neurone (j) de la couche cachée sera

$$net_{pj}^h = \sum_{i=1}^N w_{ji}^h x_{pi} + \theta_j^h \quad (\text{A.1})$$

où, w_{ji}^h est le poids reliant le neurone (i) de la couche d'entrée avec le neurone (j) de la couche cachée et θ_j^h représente le biais, h spécifie la couche cachée.

La sortie du $j^{\text{ème}}$ neurone de la couche cachée est :

$$i_{pj} = f_j^h(net_{pj}^h) \quad (\text{A.2})$$

Pour la couche de sortie du neurone k est :

$$net_{pk}^o = \sum_{j=1}^L w_{kj}^o i_{pj} + \theta_k^o \quad (\text{A.3})$$

$$o_{pk} = f_k^o (net_{pk}^o) \quad (\text{A.4})$$

où, “ o ” représente la couche de sortie

On définit l’erreur à un neurone de sortie par :

$$\delta_{pk} = y_{pk} - o_{pk} \quad (\text{A.5})$$

où, p représente le $p^{\text{ème}}$ exemple d’entraînement et k signifie le $k^{\text{ème}}$ neurone de sortie tel que :

y_{pk} : La sortie désirée.

o_{pk} : La sortie du $k^{\text{ème}}$ neurones de sortie.

Donc l’algorithme consiste à ajuster les poids de connexion en minimisant la fonction coût définie comme suit.

$$E = \sum_{p=1}^P E_p \quad (\text{A.6})$$

où, P est le nombre de vecteur d’entraînements et E_p est la somme des carrés de l’erreur pour tous les neurones de la couche de sortie:

$$E_p = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^m \delta_{pk}^2 \quad (\text{A.7})$$

où, m représente le nombre de neurones de la couche de sortie.

a) Ajustement des Poids de la couche de sortie: Le changement des poids du réseau est donné par la relation suivante :

$$w(t+1) = w(t) - \mu \frac{\partial E_p}{\partial w(t)} \quad (\text{A.8})$$

où, μ est le pas d’apprentissage dont la valeur varie entre le 0 et le 1.

Le gradient de E_p par rapport aux poids de sortie est :

$$\frac{\partial E_p}{\partial w_{kj}^o} = -(y_{pk} - o_{pk}) \frac{\partial f_k^o}{\partial net_{pk}^o} \frac{\partial net_{pk}^o}{\partial w_{kj}^o} \quad (\text{A.9})$$

où, le dernier facteur peut être calculé comme suit :

$$\frac{\partial net_{pk}^o}{\partial w_{kj}^o} = \frac{\partial}{\partial w_{kj}^o} \left(\sum_{j=1}^L w_{kj}^o i_{pj} + \theta_k^j \right) = i_{pj} \quad (\text{A.10})$$

En combinant l'équation (A.10) avec l'équation (A.9), on obtient :

$$\frac{\partial E_p}{\partial w_{kj}^o} = -(y_{pk} - o_{pk}) f_k^{\prime} (net_{pk}^o) i_{pj} \quad (\text{A.11})$$

La direction dans laquelle les poids doivent être ajustés est déterminée par le calcul du gradient.

Les poids de la couche de sortie sont ajustés selon la formule suivante:

$$w_{kj}^o(t+1) = w_{kj}^o(t) + \Delta_p w_{kj}^o(t) \quad (\text{A.12})$$

avec,

$$\Delta_p w_{kj}^o = \mu (y_{pk} - o_{pk}) f_k^{\prime} (net_{pk}^o) i_{pj} \quad (\text{A.13})$$

Pour simplifier l'écriture des équations qui vont suivre, on adopte les notations suivantes.

$$\delta_{pk}^o = (y_{pk} - o_{pk}) f_k^{\prime} (net_{pk}^o) = \delta_{pk} f_k^{\prime} (net_{pk}^o) \quad (\text{A.14})$$

L'équation d'ajustement des poids peut s'écrire comme suit :

$$w_{kj}^o(t+1) = w_{kj}^o(t) + \mu \delta_{pk}^o i_{pj} \quad (\text{A.15})$$

b) Ajustement des poids de la couche cachée: Le calcul de l'erreur de la couche de sortie est facile à déterminer puisqu'on a une connaissance préalable sur la valeur de la sortie désirée et la valeur de sortie de chaque neurone. Mais nous n'avons aucune connaissance sur la valeur exacte que doit avoir chaque neurone de la couche cachée à sa sortie. Cependant l'erreur totale a une relation directe avec les valeurs de sortie de cette dernière. Cette relation va permettre de trouver une mesure de l'erreur dans la couche cachée. Pour cela on va répéter le même type de calcul pour la couche cachée comme dans le cas de la couche de sortie, en utilisant l'équation (A.7).

$$E_p = \frac{1}{2} \sum_k (y_{pk} - o_{pk})^2 \quad (\text{A.17})$$

$$E_p = \frac{1}{2} \sum_k (y_{pk} - f_k^o (net_{pk}^o))^2 = \frac{1}{2} \sum_k \left(y_{pk} - f_k^o \left(\sum_j w_{kj}^o i_{pj} + \theta_k^o \right) \right)^2 \quad (\text{A.18})$$

On sait que, i_{pj} dépend des poids de la couche cachée. Donc à partir des équations (A.1) et (A.2), on peut calculer le gradient par rapport aux poids de la couche cachée comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_p}{\partial w_{ji}^h} &= \frac{1}{2} \sum_k \frac{\partial (y_{pk} - f_k^o(w_{kj}^o i_{pj} + \theta_k^o))^2}{\partial w_{ji}^h} \\ &= - \sum_k (y_{pk} - o_{pk}) \frac{\partial o_{pk}}{\partial (net_{pk}^o)} \frac{\partial (net_{pk}^o)}{\partial i_{pj}} \frac{\partial i_{pj}}{\partial (net_{pj}^h)} \frac{\partial (net_{pj}^h)}{\partial w_{ji}^h} \end{aligned} \quad (A.19)$$

Ce qui donne le résultat suivant :

$$\frac{\partial E_p}{\partial w_{ji}^h} = - \sum_k (y_{pk} - o_{pk}) f_k^{\prime o}(net_{pk}^o) w_{kj}^o f_j^{\prime h}(net_{pj}^h) x_{pi} \quad (A.20)$$

L'équation d'ajustement de la couche cachée est donnée par

$$w_{ji}^h(t+1) = w_{ji}^h(t) + \Delta_p w_{ji}^h(t) \quad (A.21)$$

$$\Delta_p w_{ji}^h = \mu f_j^{\prime h}(net_{pj}^h) x_{pi} \sum_k (y_{pk} - o_{pk}) f_k^{\prime o}(net_{pk}^o) w_{kj}^o \quad (A.22)$$

On peut utiliser la définition de δ_{pk}^o donnée par l'équation (A.14), pour écrire :

$$\Delta_p w_{ji}^h = \mu f_j^{\prime h}(net_{pj}^h) x_{pi} \sum_k \delta_{pk}^o w_{kj}^o \quad (A.23)$$

Notant que chaque poids ajusté dans la couche cachée dépend de tous les termes d'erreur de la couche de sortie. Les erreurs connues sur la couche de sortie sont propagées en arrière vers la couche cachée pour déterminer le changement de poids appropriés sur cette couche. On définit le terme de l'erreur de la couche cachée par

$$\delta_{pj}^h = f_j^{\prime h}(net_{pj}^h) \sum_k \delta_{pk}^o w_{kj}^o \quad (A.24)$$

L'équation d'ajustement des poids de la couche cachée est :

$$w_{ji}^h(t+1) = w_{ji}^h(t) + \mu \delta_{pj}^h x_{pi} \quad (A.25)$$