

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR & DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



Département d'Electronique
Spécialité Electronique

Projet de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme
D'Ingénieur d'Etat en Electronique



*SIMULATION D'UN SYSTEME
DS-CDMA PAR LE SIMULINK
MATLAB IS-95A*

Réalisé par :

Boulares Billel

Chekireb AbdelKader

Proposé et Dirigé par :

Z.Terra

Juin 2006



Remerciement

Au terme de ce travail :

*Nous tenons à remercier tout d'abord **Dieu** le tout puissant et maître de l'univers qui nous a donné la force nécessaire, la forte volonté et la patience afin d'accomplir ce travail.*

*Nous tenons à exprimer notre gratitude à nos enseignants de Département d'**ELECTRONIQUE** de l'école nationale polytechnique.*

*Nous remercions également par la même occasion, notre promoteur : Mr **TERRA** pour l'aide qu'il nous a apporté, pour sa disponibilité, ainsi pour ses précieux conseils. Nous exprimons nos remerciements à Mr : **BOUSBIA** pour l'honneur qu'il nous a fait, en présidant le jury de cette thèse. Nous exprimons, également nos remerciements à Mr : **TAGHI** l'examineur qui participera à l'examen de ce travail.*

*Nous remercions aussi Mr **LARBES** pour nous avoir accueilli au sein de son laboratoire.*

Enfin nous adressons nos reconnaissances à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin.

Dedicaces

Je dédie ce modeste travail à mes chers parents, qui m'ont encouragés, aidés et soutenus, pour qu'enfin je puisse aboutir ce thème de fin d'études. Comme je le dédie à :

Mes frères : Nabil, Abdelhak, Brahim.

Mes sœurs : Fadila, Wahiba ,Saïda , Hayet et bien sur ma petite sœur Zineb .

Toute la promotion de l'année 2006 de l'Ecole Nationale Polytechnique, et tous ceux qui connaissent ABDELKADER de près ou de loin.

Abdelkader

Je dédie ce modeste travail à mes chers parents, qui m'ont encouragés, aidés et soutenus, pour qu'enfin je puisse aboutir ce thème de fin d'études. Comme je le dédie à :

Mon frère : Soufienne

Mes sœurs et bien sur ma petite sœur Asmaa.

Toute la promotion de l'année 2006 de l'Ecole Nationale Polytechnique, et tous ceux qui connaissent Billel de près ou de loin.

Billel

Résumé

La bande de fréquence est une ressource rare qu'il faut utiliser à bon escient et partager entre tous les utilisateurs. On fait appel pour cela aux techniques de multiplexage CDMA qui montre une haute efficacité à l'exploitation du spectre. Le multiplexage par code (CDMA : Code Division Multiple Access) utilise la technique d'étalement de spectre à la différence près qu'on transmet plusieurs signaux simultanément. Pour cela on associe à chaque signal un code particulier par lequel il est multiplié. Dans ce contexte nous avons caractérisé le canal de propagation afin d'en obtenir une modélisation mathématique et rappelé les principes de base de l'étalement de spectre et ses applications dans le domaine de la communication mobil. Notre projet est d'implémenter par le SIMULINK une de ces applications « IS-95A » en sens montant, comme un accès multiple à quatre utilisateurs, qui repose sur le principe CDMA. Les résultats de simulation présentent la variation de BER (Bit Error Rate) en fonction des paramètres du canal radio tels que la fréquence de Doppler, le nombre d'utilisateurs, l'atténuation par trajet, le retard par trajet et le SNR. Ces résultats permettent d'évaluer les performances de notre système comme un accès multiple à plusieurs utilisateurs.

Mots clés : Canal radio, Evanouissement, CDMA, FDMA, TDMA, DS-CDMA, MC-CDMA, IS-95.

ملخص

إن حزمة التواتر هي مورد نادر ومن الضروري استعماله بروبه وقسمته بين جميع المستخدمين. لهذا فقد استعنا بتقنيات التشفير "CDMA" التي تظهر فعالية كبيرة في استغلال الطيف. التعدد بالشفرة ("CDMA") النفاذ المتعدد بتقسيم الشفرة) يستخدم تقنية إمداد الطيف بحيث يمكننا إرسال عدة إشارات في نفس الوقت. لذلك فإننا نرفق بكل إشارة شفرة خاصة تضرب بها. في هذه المذكرة قمنا بتمييز قناة النشر للحصول على نموذج رياضي وذكر المبادئ الأساسية لإمداد الطيف وتطبيقاته في مجال الاتصالات. مشروعنا هو تجسيد باستعمال "SIMULINK" احد هذه التطبيقات "IS-95A" في الاتجاه الصاعد كمنفذ متعدد ذو أربع مستخدمين الذي يعتمد على مبدأ "CDMA".

نتائج التظاهر "simulation" تبين تغيرات "BER" بدلالة معايير القناة مثل تواتر Doppler، عدد المستخدمين، التخفيف في المسلك، التأخر في المسلك وال SNR. هذه النتائج تسمح بتقييم فعاليات نظامنا كمنفذ متعدد للكثير من المستخدمين.

كلمات المفاتيح: قناة راديوية، تلاشي الأمواج، CDMA، FDMA، TDMA، DS-CDMA، MC-CDMA، IS-95.

Abstract

The frequency band is a rare resource that it is necessary to use advisedly and divide between all the users. We used for that a technique of multiplexing CDMA which shows a high effectiveness in the spectrum exploitation. Multiplexing by code (CDMA: Code Division Multiple Access) uses the spreading spectrum technique when several signals are simultaneously transmitted. For that, we associate each signal with a particular code by which it is multiplied. In this context we characterized the channel of propagation in order to obtain a mathematical modeling from it and pointed out the guiding principles of the spectrum spreading and its applications in the communication mobil field. Our project is to implement by the SIMULINK one of these applications "IS-95A" in the reverse link, like a multiple access of four users, who rests on CDMA principle. The results of simulation present the variation of BER (Bit Error Rate) according to the radio channel parameters such as the maximum Doppler shift, the users' number, the path attenuation, the path delay and the SNR. These results make it possible to evaluate the performances of our system like a multiple access to several users.

Key words: Radio Channel, Fading, CDMA, FDMA, TDMA, DS-CDMA, MC-CDMA, IS-95.

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE 1 : CARACTERISATION DU CANAL RADIO	
1.1 INTRODUCTION.....	2
1.2 LE CANAL RADIO	2
1.2.1 Définition	2
1.2.2 Caractéristiques du canal radio	2
1.2.2.1 Les pertes dues à la distance (Path Loss)	3
1.2.2.2 Les effets de masque (Shadowing)	3
1.2.2.3 Les interférences	3
1.2.2.4 Le bruit ambiant	3
1.2.2.5 Propagation multitrajets	4
1.2.2.6 L'effet Doppler	4
1.2.2.7 Les évanouissements (Fadings)	5
1.2.2.7.1 Fading à long terme	5
1.2.2.7.2 Fading à court terme	6
1.2.2.7.3 Durée des évanouissements	10
1.3 LES SOLUTIONS POUR AMELIORER LE SIGNAL	10
1.3.1 La propagation de l'onde	10
1.3.2 L'égalisation	11
1.4 MODELISATION DU CANAL RADIO	11
1.4.1 Statistiques d'un canal d'évanouissement	13
1.4.2 Interférence intersymbole (ISI) et Intercanal (ICI)	13
1.4.3 La diversité	14
CONCLUSION	16
CHAPITRE 2 : L'ACCES MULTIPLE PAR REPARTITION DE CODE « CDMA »	
2.1 INTRODUCTION	17
2.2 LES TECHNIQUES D'ACCES MULTIPLES	17
2.2.1 Le FDMA	18
2.2.2 Le TDMA	20
2.2.3 Le CDMA	21
2.3 L'ETALEMENT DE SPECTRE	21
2.3.1 Historique	21
2.3.2 Le principe d'étalement de spectre	22
2.3.2.1 FH-CDMA (Frequency Hop)	23
2.3.2.2 DS-CDMA (Direct Sequence)	23
2.3.2.2.1 Emission	25
2.3.2.2.2 Le code d'étalement	26
2.3.2.2.3 Le signal transmit	27
2.3.2.2.4 Le signal reçu	27
2.3.2.2.5 Réception	29

2.3.3 La synchronisation	30
2.3.3.1 Caractérisation des synchroniseurs	31
2.3.3.2 Modèle du système	31
2.3.4 Les avantages et les désavantages de CDMA	32
2.4 LA TECHNIQUE HYBRIDE MC-CDMA	34
2.4.1 Le système MC-CDMA	35
2.4.1.1 L'émetteur	35
2.4.1.2 Le récepteur	37
2.5 LES APPLICATIONS DE CDMA	38
2.5.1 IS-95	38
2.5.1.1 Caractéristiques de IS-95	39
2.5.1.2 Sens montant	39
2.5.1.3 Sens descendant	40
2.5.1.4 Les canaux logiques	41
2.5.2 UMTS	42
CONCLUSION	43

CHAPITRE 3 : SIMULATION D'UN SYSTEME CDMA « IS95 A »

3.1 INTRODUCTION	44
3.2 EMETTEUR	44
3.2.1 Bloc du traitement de données	45
3.2.1.1 Codage convolutif	45
3.2.1.2 Répétition	46
3.2.1.3 Entrelacement	46
3.2.2 Bloc d'étalement	47
3.2.2.1 Code Wash-Hadamard	47
3.2.2.2 Long Code	48
3.2.3 Bloc de modulation et d'émission	49
3.2.3.1 Shorts Code	49
3.2.3.2 Modulation QPSK	50
3.3 CANAL RADIO	50
3.3.1 Bruit additif AWGN	50
3.3.2 Canal multitrajets de Rayleigh	50
3.4 RECEPTEUR	51
3.4.1 Démodulation	51
3.4.2 Désétalement	52
3.4.2.1 Désétalement dans le sens descendant « forward »	52
3.4.2.2 Désétalement dans le sens montant « reverse »	53
3.4.2 Bloc du traitement d'information	54
3.4.2.1 Dé-entrelacement	54
3.4.2.2 Dé-répétition	54
3.4.2.3 Décodage : algorithme de Viterbi	54
3.5 SIMULATION D'UN SYSTEME IS-95A « en sens mantant » PAR LE SIMULINK... ..	54
3.5.1 Le générateur d'information	55
3.5.2 La partie d'émission	56
3.5.3 Le canal radio	57
3.5.4 La partie de réception	57
3.5.5 Résultats et interprétations.....	59

3.5.5.1	Partie de visualisation.....	60
3.5.5.1.1	La visualisation temporelle.....	60
3.5.5.1.2	La visualisation fréquentielle	63
3.5.5.2	Partie d'évaluation des performances du système.....	64
3.5.5.2.1	Variations de BER en fonction de la fréquence maximale de Doppler.....	64
3.5.5.2.2	Variations de BER en fonction de nombre d'utilisateurs.....	64
3.5.5.2.3	Variations de BER en fonction du retard par trajet.....	65
3.5.5.2.4	Variations de BER en fonction de l'atténuation par trajet.....	65
3.5.5.2.5	Variations de BER en fonction du SNR	65
	Conclusion	66
	CONCLUSION GENERALE	67
	BIBLIOGRAPHIES	68
	ANNEXE 1	69
	ANNEXE 2	74

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Schéma représentatif de la propagation multitrajets.	4
Figure 1.2	Schéma représentatif de l'effet Doppler.	5
Figure 1.3	Les catégories de fading.	5
Figure 1.4	Comparaison de densités de probabilité Rice, Rayleigh et gaussienne	7
Figure 1.5	Schéma représentatif de Rice Fading	7
Figure 1.6	Schéma représentatif de Rayleigh Fading	8
Figure 1.7	Fading sélectif en fréquence	9
Figure 1.8	Flat Fading	9
Figure 1.9	Réponse impulsionnelle et fonction de transfert d'un canal radio	12
Figure 1.10	Les retards de la densité spectrale de puissance (μs)	12
Figure 2.1	Un système d'accès multiple	18
Figure 2.2	La répartition FDMA sans bande de garde	19
Figure 2.3	La répartition FDMA avec bande de garde	19
Figure 2.4	Non-optimisation des capacités du réseau	20
Figure 2.5	Cas d'un Multiplexage temporel de huit utilisateurs	20
Figure 2.6	Comparaison entre les différents accès multiples : FDMA-TDMA-	21
Figure 2.7	Illustration du FH-CDMA	23
Figure 2.8	Principe de DS-CDMA	24
Figure 2.9	Densité spectrale de puissance avant et après l'étalement	24
Figure 2.10	montre un schéma d'un émetteur qui utilise le DS-CDMA.	25
Figure 2.11	schéma bloc d'un récepteur Rake dans le système DS-CDMA	29
Figure 2.12	Effets du décalage de fréquence ($2\pi v$ est la vitesse angulaire), et de phase,	30
Figure 2.13	L'effet de l'opération d'étalement sur les brouilleurs	33
Figure 2.14	Modulateur MC-CDMA du $j^{\text{ième}}$ utilisateur avec $L_c=N_p$	37
Figure 2.15	spectre des sous-porteuses du signal MC-CDMA pour $j^{\text{ième}}$ utilisateur	37
Figure 2.16	Récepteur MC-CDMA du $j^{\text{ième}}$ utilisateur	38
Figure 2.17	Schéma bloc d'un sens montant	40
Figure 2.18	Schéma bloc d'un sens descendant	41
Figure 2.19	procédure de transmission IS-95	42
Figure 2.20	Schéma bloc du système UMTS dans le sens descendant	43
Figure 3.1	Modèle simplifié du système IS95 A	44
Figure 3.2	Bloc de l'émetteur	45
Figure 3.3	Bloc du traitement d'information	45
Figure 3.4	Principe du codage convolutif	46
Figure 3.5	Bloc d'étalement dans le sens descendant « forward »	47
Figure 3.6	Bloc d'étalement dans le sens montant « reverse »	47
Figure 3.7	Bloc de modulation dans le sens descendant « forward »	49
Figure 3.8	Bloc de modulation dans le sens montant « reverse »	49
Figure 3.9	Canal radio multitrajet à bruit additif	50
Figure 3.10	Bloc du récepteur	51
Figure 3.11	Bloc de démodulation	51
Figure 3.12	Désétalement par les doigts « fingers » d'un Rake dans le sens descendant	52
Figure 3.13	Dé-brouillage par le long code dans le sens descendant « forward »	52
Figure 3.14	Désétalement par les doigts « fingers » d'un Rake dans le sens montant	53

Figure 3.15	corrélation avec le code Walsh dans le sens montant « reverse »	53
Figure 3.16	Bloc du traitement d'information en réception	54
Figure 3.17	Schéma de base d'un système IS-95 A dans le sens montant « reverse »	55
Figure 3.18	Schéma bloc d'un générateur d'information aléatoire	56
Figure 3.19	bloc de traitement d'information	56
Figure 3.20	Bloc d'étalement du spectre	56
Figure 3.21	Bloc de modulation	57
Figure 3.22	Canal radio	57
Figure 3.23	Bloc de démodulation	58
Figure 3.24	Bloc de désétalement	58
Figure 3.25	Bloc de traitement de données reçues	58
Figure 3.26	Les signaux de quatre utilisateurs	60
Figure 3.27	l'opération d'étalement	61
Figure 3.28	Le multiplexage des signaux	62
Figure 3.29	Spectre fréquentiel du signal multiplexé avant le filtrage	63
Figure 3.30	Spectre fréquentiel du signal multiplexé après le filtrage et avant le canal	63
Figure 3.31	Spectre fréquentiel du signal multiplexé après le canal	63

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1	variation de BER en fonction de la fréquence maximale de Doppler	64
Tableau 3.2	BER en fonction de nombre d'utilisateurs multiplexés	64
Tableau 3.3	BER en fonction de retard par trajet de 4 utilisateurs multiplexés	65
Tableau 3.4	BER en fonction de l'atténuation par trajet de 4 utilisateurs multiplexés	65
Tableau 3.5	BER en fonction de l'atténuation par trajet de 4 utilisateurs multiplexés	65

INTRODUCTION GENERALE

L'aventure des télécommunications a commencé avec l'invention du télégraphe. Le réseau téléphonique a fait ensuite son apparition. De même, la révolution industrielle correspond à l'avènement de l'informatique fait apparaître du réseau Internet. Ces deux réseaux ont évolué et convergent actuellement de manière à fournir de nouveaux services à composantes mobile et multimédia [1]. Avec la technologie du numérique transporter de la voix, de l'image ou des données informatiques relève du même procédé. Dès lors qu'il existe un canal de communication entre deux utilisateurs, ils peuvent échanger les données qu'ils désirent. Généralement, il n'est pas possible d'attribuer à chaque utilisateur son propre canal, d'autant plus que le nombre de personnes interconnectées ne cesse de croître. Il est donc absolument indispensable d'avoir recours à la nouvelle méthode du multiplexage à travers d'un canal radio. Donc, les performances des systèmes de radiocommunications sont fortement liées aux choix des techniques qui permettent à des utilisateurs multiples (multi user) d'accéder à un canal de transmission.

En réponse à ces besoins, le travail présenté dans ce document a pour objectif d'implémenter une nouvelle technique de transmission permettant de satisfaire toujours aux mieux les contraintes d'efficacité spectrale liées à la pénurie du spectre et au nombre croissant d'utilisateurs. C'est la technique d'accès multiples au canal radio par répartition de code (CDMA), cette méthode d'accès est issue des transmissions étalées utilisées dans le contexte des transmissions militaires depuis de nombreuses années.

Le présent manuscrit est structuré autour de trois chapitres. Le premier de ces chapitres détaille les caractéristiques du canal radio provoquant des perturbations de l'information. Le second chapitre concerne l'étude théorique de la technologie CDMA. Le troisième chapitre est dédié à la simulation de système IS-95A en sens montant à quatre utilisateurs par le SIMULINK. Finalement, une conclusion générale et quelques perspectives à ce travail seront présentées.

CHAPITRE 1

CARACTERISATION DU CANAL RADIO

1.1 INTRODUCTION

L'étude d'un système de télécommunications est basée principalement sur les caractéristiques du canal qui véhicule les informations, ainsi en radio ce canal est caractérisé à travers plusieurs facteurs perturbateurs de ces informations.

Dans ce chapitre, on essaiera de décrire les principales catégories de pertes qui agissent directement ou indirectement sur la transmission radio, de plus, on donnera un modèle approché du canal radio pour simplifier l'étude de ce dernier.

1.2 LE CANAL RADIO

1.2.1 Définition

Pour être mobiles les terminaux d'un système de communication doivent pouvoir ne pas être physiquement reliés au réseau. Le canal radio permet de réaliser des transmissions entre émetteurs et récepteurs grâce à la propriété du champ électromagnétique qui se propage sous forme d'ondes, d'une manière efficace et sûre quelles que soient les conditions de propagation [2].

1.2.2 Caractéristiques du canal radio

Les pertes qui apparaissent entre l'émetteur et le récepteur sont dues à plusieurs phénomènes : certaines s'appliquant à toutes les liaisons et d'autres propres au portable notamment à cause de sa mobilité [3]. Les différents phénomènes créant les pertes sont divisibles en plusieurs catégories :

- Les pertes dues à la distance (Path Loss)
- Les effets de masque (Shadowing)

- Les interférences
- Les bruits ambiants
- Propagation multitrajets (Multipath)
- L'effet Doppler
- Les évanouissements (fadings)

1.2.2.1 Les pertes dues à la distance (Path Loss)

Les pertes dues à la distance dépendent de plusieurs facteurs comme la fréquence et la hauteur de l'émetteur. En effet, pour les basses fréquences, les pertes sont plus faibles. Ainsi comme la puissance du mobile est plus faible que celle de la base, le mobile émettra sur une fréquence plus basse appelée canaux montants en opposition aux canaux descendants.

Les pertes sont plus faibles quand altitude de l'émetteur est plus haute. De plus à partir d'une certaine distance apparaît un point de rupture (break-point), au-delà duquel l'atténuation est plus élevée avec la distance.

1.2.2.2 Les effets de masque (Shadowing)

Les effets de masque sont créés lorsque l'onde traverse des obstacles. Pour une réception à l'intérieur (indoor), les ondes doivent traverser les murs. L'atténuation due aux arbres se matérialise par une décroissance exponentielle de l'intensité du signal. L'atténuation due à la pluie est relativement très faible mais n'est pas négligeable lorsque l'onde parcourt de longues distances (satellites). Les effets de masque peuvent, soit atténuer la puissance du signal, soit modifier les caractéristiques de l'onde.

1.2.2.3 Les interférences

Les interférences sont le fait qu'un autre signal utilise la même fréquence et il se passe donc des interférences co-canal. Les fréquences très proches produisent des interférences appelées interférences sur canal adjacent. Le phénomène d'intermodulation produit aussi des interférences. Ces phénomènes sont dus à deux signaux de différentes fréquences ($f1$ et $f2$) qui interagissent ensemble, produisant un signal avec une nouvelle fréquence de la forme $f = n f1 + m f2$. Ce phénomène est gênant pour les premières valeurs entières de n et m , [3].

1.2.2.4 Le bruit ambiant

Le bruit ambiant peut provenir du bruit extérieur au message ou des composants eux-mêmes.

1.2.2.5 Propagation multitrajets

La propagation multitrajets se produit par suite de réflexion, dispersion, et de diffraction de l'onde électromagnétique transmise à travers différents obstacles. Ainsi, à la réception beaucoup de signaux arrivent de différentes directions avec de retard, des atténuations, et des phases diverses, la superposition de ces derniers donne des variations d'amplitude et de phase de signal reçu, qui rend difficile la récupération du signal informationnel d'origine [3].

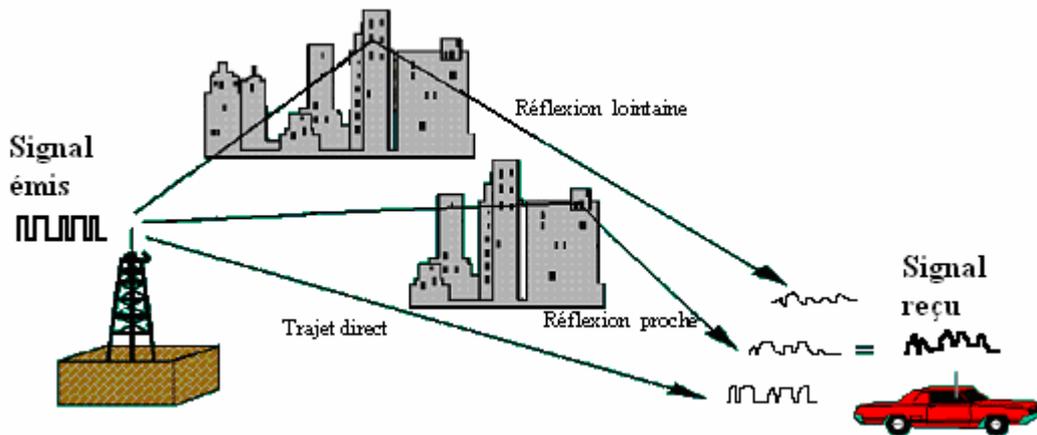


Figure 1.1 Schéma représentatif de la propagation multitrajets.

1.2.2.6 L'effet Doppler

L'effet Doppler est provoqué par le déplacement des objets dans le canal radio. En effet, le temps mis par l'onde pour arriver au récepteur est variable. Ce temps dépend de la vitesse de déplacement et de l'angle entre la direction de déplacement avec celle de propagation de l'onde transmise. Ce décalage de fréquence peut être positif ou négatif. Si F est la fréquence de l'onde transmise, l'effet Doppler "Doppler Shift" déplace cette fréquence, à la réception d'une quantité [4]:

$$f_{dp} = F \frac{v}{c} \cos \alpha_i \quad (1.1)$$

v : La vitesse de déplacement.

c : La vitesse de propagation de l'onde électromagnétique dans l'air, $c = 3 \cdot 10^8$ m/s.

α_i : L'angle entre \vec{V} et \vec{E} .

Doppler Spread est le maximum de Doppler Shift :

$$f_m = F \frac{v}{c} \quad (1.2)$$

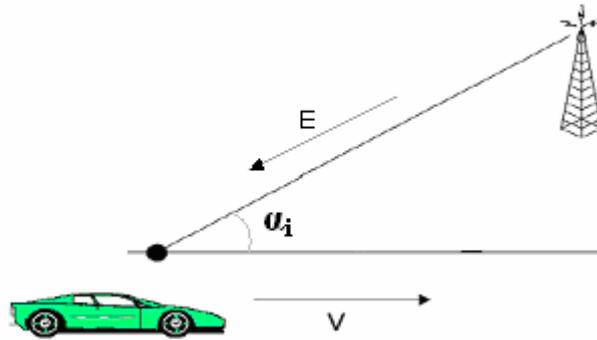


Figure 1.2 Schéma représentatif de l'effet Doppler.

1.2.2.7 Les évanouissements (Fadings)

L'amplitude du champ électromagnétique reçu peut être enregistrée et présentée en fonction du temps. Physiquement, le mobile se déplace dans la géométrie des ondes d'amplitude variée, diffractées ou réfléchies à partir de l'onde émise par toute une série d'obstacles. La distance entre nœuds de l'amplitude du champs reçu est ainsi de $\lambda/2$ pour une onde monochromatique de longueur d'onde λ .

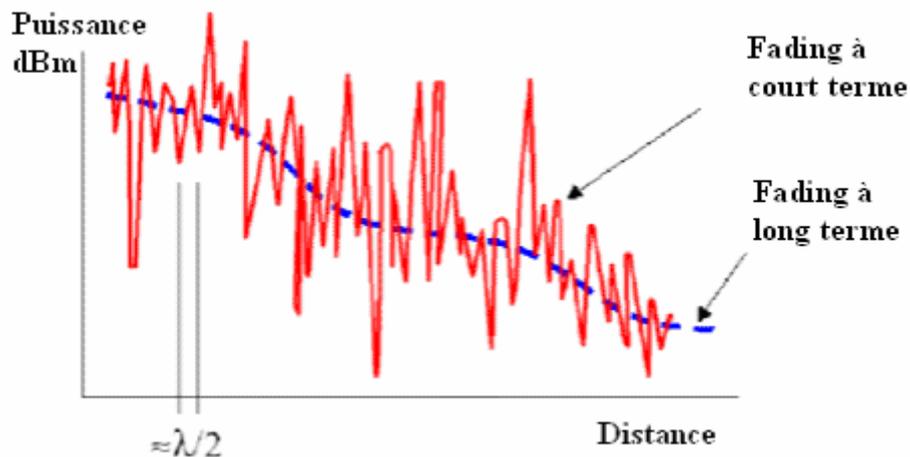


Figure 1.3 Les catégories de fading.

Le mobile parcourt cette distance à la vitesse v , l'espace temporel entre deux évanouissements est donc de l'ordre de $\lambda/2v$; la profondeur de l'évanouissement correspond au résultat de l'addition d'onde d'amplitudes différentes, le signal reçu est donc rarement nul. Il peut même n'y avoir qu'une baisse imperceptible de l'amplitude. La fréquence d'apparition des évanouissements se situe au voisinage de $2v/\lambda = 2Fv/c = 2fd$, c'est à dire deux fois la fréquence Doppler correspondant à la vitesse de déplacement du véhicule [4].

1.2.2.7.1 Fading à long terme

C'est les pertes par trajet qui est dépend généralement à la distance entre l'émetteur et le récepteur, il est appelé aussi "Log-Normal fading" ou bien "Shadowing"[5]. Il est dû principalement à l'effet de masque par des obstacles (collines, forêts, immeubles, ...etc.) [2]. Les statistiques du fading à long terme sont [6]:

- perte moyenne de trajet avec une loi en puissance
- variations log-normales autour de la moyenne

Modèle d'Okamura-Hata

- Perte moyenne de trajet (Mean Path Loss) [6]:

$$\bar{L}_p(d)_{dB} = L_s(d_0)_{dB} + 10 n \text{Log}_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (1.3)$$

d_0 : Distance de référence (1km pour les grandes cellules, 1m pour les communications indoor)

n : Coefficient en fonction de la fréquence, de la hauteur de l'antenne et de l'environnement de propagation (1.5 – 6).

$L_s(d_0)$: perte de trajet de référence dans des conditions d'espace libre.

$$L_s(d_0) = \left(\frac{4\pi d_0}{\lambda} \right)^2 \quad (1.4)$$

- Fluctuations log-normales autour de la valeur moyenne:

$$L_p(d)_{dB} = L_s(d_0)_{dB} + 10 n \text{Log}_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + (X_\sigma)_{dB} \quad (1.5)$$

$L_p(d)$: Variable aléatoire log-normale autour de la valeur moyenne.

X_σ : Variable aléatoire normale $N(0, \sigma^2)$: dépend de la distance émetteur-récepteur.

Remarque : n augmente quand la hauteur de l'antenne diminue (intérêt de mettre les antennes en hauteur).

1.2.2.7.2 Fading à court terme

Changements brusques de l'amplitude et de la phase, il est causé par le multitrajet, l'effet Doppler et la bande passante du signal émis. Il est appelé aussi "Multipath fading", "Rayleigh Fading" ou bien tout simplement "Fading".

Le fading à court terme a trois caractérisations:

- Loi de probabilité du fading (Rayleigh, Rice).
- Fading dû au multitrajet.

- Fading du à l'effet Doppler.

1.2.2.7.2.1 Loi de probabilité du fading (Rayleigh, Rice)

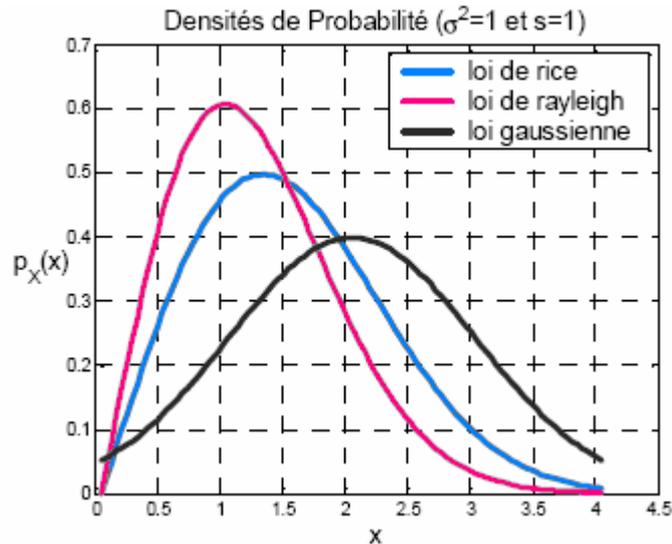


Figure 1.4 Comparaison de densités de probabilité Rice, Rayleigh et gaussienne.

➤ Rice Fading

Signal reçu contient plusieurs trajets et une composante LOS (Line Of Sight) qui est le trajet dominant. Ce fading est décrit par la loi de Rice. (ANNEXE 1)

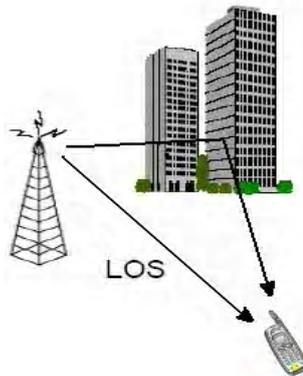


Figure 1.5 Schéma représentatif de Rice Fading

➤ Rayleigh Fading

Le canal Rayleigh est, par définition, un canal multitrajets, comportant une infinité de trajets non discernable. C'est un cas particulier de Rice fading où il n'y pas de trajet dominant (LOS). Ce fading est décrit par la loi de Rayleigh. (ANNEXE 1).

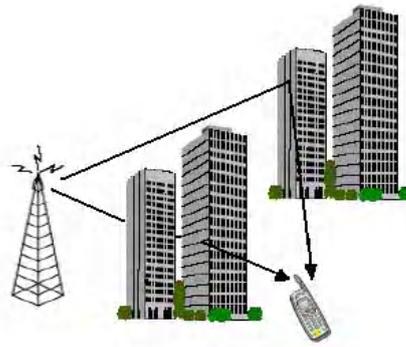


Figure 1.6 Schéma représentatif de Rayleigh Fading

1.2.2.7.2.2 Fading dû au multitrajet

Avant de citer les différents types de fading dus au multitrajet, il est indispensable de connaître la bande de cohérence.

- **La bande de cohérence**

La bande de cohérence $(\Delta f)_c$ d'un canal étant définie comme la largeur de bande minimale pour laquelle deux atténuations du canal sont indépendantes [7]. Elle est approximée par [8]:

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{\tau_{max}} \quad (1.6)$$

τ_{max} : Le retard maximal entre la première et la dernière composante reçue (voir § 1.4) .

➤ **Fading sélectif en fréquence**

Le fading sélectif en fréquence apparaît lorsque la bande de signal B est plus large que la bande de cohérence $(\Delta f)_c$, dans ce cas il peut produire des interférences intersymbole (ISI). En dehors de $(\Delta f)_c$, les composantes spectrales sont affectées différemment et indépendamment de celles situées dans $(\Delta f)_c$ [6].

➤ **Flat fading**

Si la bande du signal reçu B est inférieure à $(\Delta f)_c$, c'est-à-dire les trajets multiples arrivent tous durant la durée d'un symbole, la combinaison des trajets peut être destructive (opposition de phase) qui s'appelle Flat Fading (fading non sélectif en fréquence). Toutes les composantes spectrales sont affectées de la même façon. Dans ce cas il n'y a pas d'interférence intersymboles, mais une chute du SNR (signal sur bruit) est possible [6].

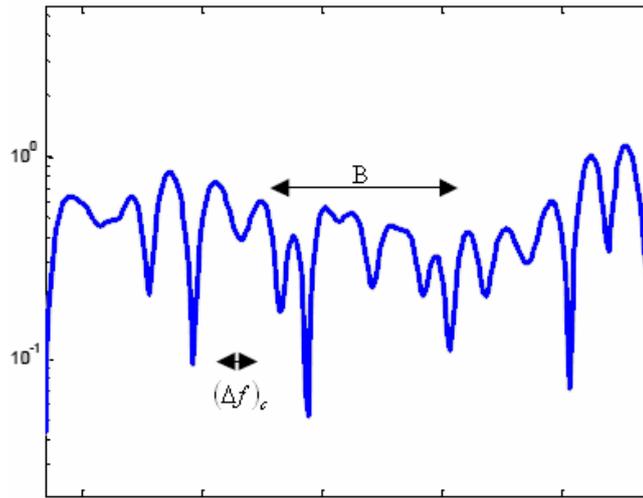


Figure 1.7 Fading sélectif en fréquence

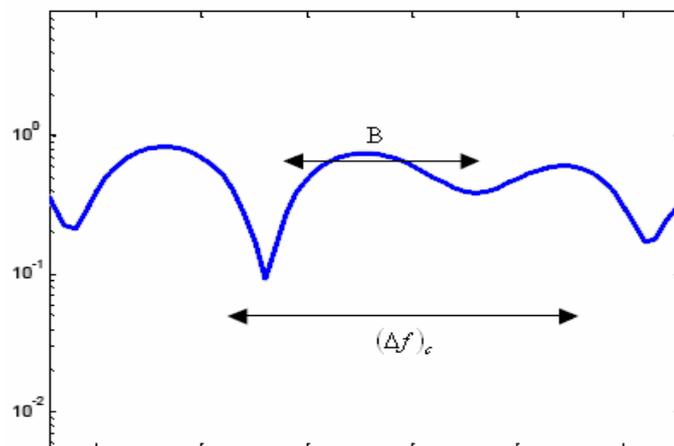


Figure 1.8 Flat Fading

1.2.2.7.2.3 Fading dû à l'effet Doppler

La rapidité du fading est liée à la mobilité des terminaux ; avant de citer les différents types de fading dus à l'effet Doppler, il est indispensable de connaître le temps de cohérence.

- **Le temps de cohérence**

Le temps de cohérence $(\Delta t)_c$ est le temps pendant lequel la réponse impulsionnelle est invariante [6]. Il est approximé par [7]:

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{2f_{Dmax}} \quad (1.7)$$

f_{Dmax} : La fréquence maximale de Doppler. (Voir la relation (1.2)).

➤ **Fast Fading**

On appelle fast fading quand la durée T d'un symbole est plus longue au temps de cohérence $(\Delta t)_c$. Le fast fading est caractérisé par :

- Une forte distorsion de l'enveloppe du signal.
- Une baisse de SNR et d'augmentation de la probabilité d'erreur.
- Un problème de synchronisation (échec des PLL) et de filtre adapté.

➤ Slow Fading

On appelle slow fading quand la durée T d'un symbole est inférieure au temps de cohérence $(\Delta t)_c$. Le Slow fading est caractérisé par :

- Temps de changement du canal supérieur au temps d'un symbole.
- Pas de distorsion mais une chute de SNR est possible.

1.2.2.7.3 Durée des évanouissements

Le nombre et la durée des évanouissements constituent un élément important de la qualité de transmission. Un évanouissement est observé quand le signal reçu est inférieur à une valeur minimale R .

Si le message transmis est un message numérique codé, les évanouissements vont introduire des erreurs. Il importe de connaître la durée des évanouissements afin de concevoir le code détecteur et correcteur d'erreur le mieux approprié. Rice a effectué le calcul du nombre de fois où l'enveloppe franchit une valeur R dans le sens croissant. Ce calcul se simplifie dans le modèle du fading de Rayleigh. La durée moyenne des évanouissements est [4]:

$$\bar{t} = \frac{e^{k^2} - 1}{k f_{Dmax} \sqrt{2\pi}} \quad (1.8)$$

k : Le rapport de la valeur minimale R sur l'écart type du signal émis.

f_{Dmax} : La fréquence maximale de Doppler.

1.3 LES SOLUTIONS POUR AMÉLIORER LE SIGNAL

1.3.1 La propagation de l'onde

Il est nécessaire de connaître la façon dont l'onde se propage pour pouvoir combler les pertes dans certain endroit. On utilise plusieurs techniques [3] :

- Les équations de Maxwell mais qui sont souvent trop compliquées
- Le Lancer de rayon qui assimile l'onde à une onde lumineuse.
- La méthode statistique grâce à des mesures sur le terrain

- La méthode empirique.

1.3.2 L'égalisation

Il y'a de nombreux phénomènes agissent sur le signal produisant une perte d'intensité, c'est pour quoi le récepteur doit filtrer le signal obtenu .Ainsi par exemple ; le phénomène de pertes à causes de multitrajets peut être réduit en prenant le signal ayant la puissance la plus élevée .Aussi, plusieurs méthodes sont utilisés pour pouvoir retrouver le signal d'origine comme le codage des canaux et l'entrelacement [3].

1.4 MODÉLISATION DU CANAL RADIO

Le canal radio peut se caractérisé par la réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$, ou la fonction de transfert $H(f, t)$ qui est la transformée de Fourier de $h(\tau, t)$. La réponse impulsionnelle du canal représente la réponse du canal dans l'instant $(t - \tau)$. Dans le cas général, la propagation prend plusieurs trajets. La réponse impulsionnelle du canal se compose de plusieurs impulsions dispersées à travers N trajets différents [7].

$$h(\tau, t) = \sum_{p=0}^{Np-1} a_p e^{j(2\pi f_{Dp}t + \varphi_p)} \delta(\tau - \tau_p) \quad (1.9)$$

$$\delta(\tau - \tau_p) = \begin{cases} 1 & \text{si } \tau = \tau_p. \\ 0 & \text{ailleurs.} \end{cases}$$

a_p : Amplitude du signal dans le trajet p.

f_{Dp} : Fréquence de Doppler.

φ_p : Phase du signal dans le trajet p.

τ_p : Retard de propagation.

p : Nombre associe aux trajets : $p = 0, 1, \dots, N-1$

La transformée de Fourier de la fonction de transfert est:

$$H(f, t) = \sum_{p=0}^{Np-1} a_p e^{j(2\pi (f_{Dp}t - f\tau_p) + \varphi_p)} \quad (1.10)$$

Les retards sont mesurés par rapport au premier signal détecté à la réception. La fréquence de Doppler est s'exprimée par la relation (1.1). La **Figure 1.9** est représentée la réponse impulsionnelle et la fonction de transfert d'un canal.

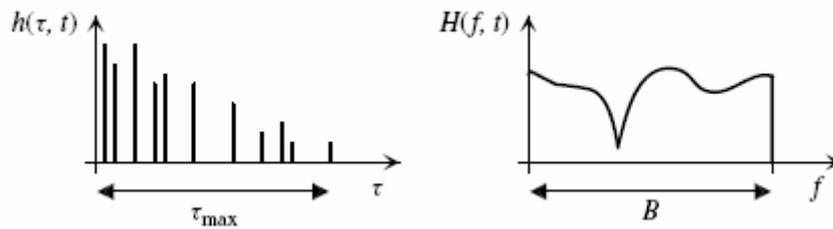


Figure 1.9 Réponse impulsionnelle et fonction de transfert d'un canal radio

Le retard de la densité spectrale de puissance $\rho(\tau)$, qui caractérise la sélectivité du canal donne la puissance moyenne de sortie en fonction de retard τ .

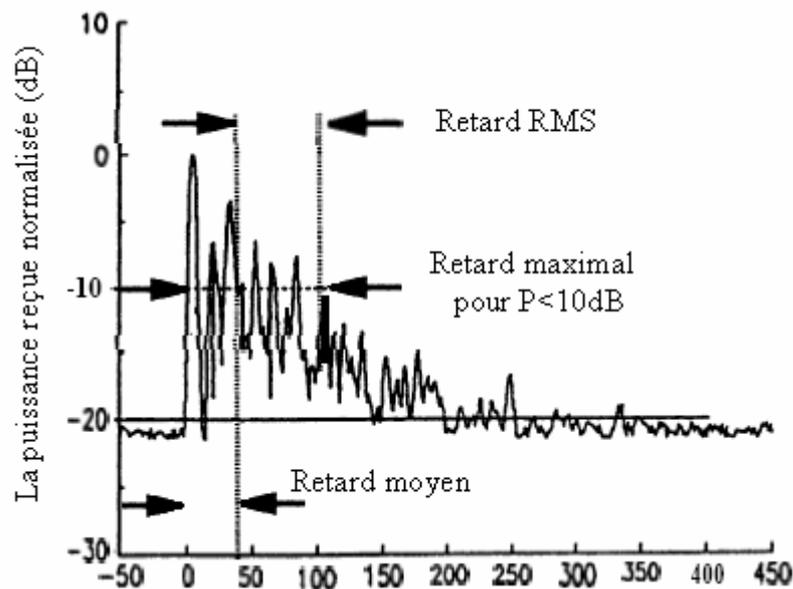


Figure 1.10 Les retards de la densité spectrale de puissance (μs)

$\bar{\tau}$, τ_{RMS} (Root Mean Square) et τ_{max} sont des paramètres qui caractérisent le retard de densité spectral de puissance tel que:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{p=0}^{N_p-1} \tau_p \Omega_p}{\sum_{p=0}^{N_p-1} \Omega_p} ; \quad \Omega_p = |a_p|^2 \quad (1.11)$$

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{p=0}^{N_p-1} \tau_p^2 \Omega_p}{\sum_{p=0}^{N_p-1} \Omega_p} - \bar{\tau}^2} \quad (1.12)$$

τ_{max} : Retard maximal entre la première et la dernière composantes reçues (maximum excess delay).

- En pratique : de 10 à 20 dB entre la première et la dernière composante.

La densité spectrale de puissance de Doppler $S(f_D)$ caractérise la variation temporelle du canal et donne la puissance moyenne de sortie en fonction de la fréquence f_D . La dispersion de fréquence est quantifiée par f_{Dmax} et $f_{Dspread}$. Doppler spread est la bande de spectre de la densité de puissance de Doppler.

$$f_{Dspread} \leq 2|f_{Dmax}| \quad (1.13)$$

1.4.1 Statistiques d'un canal d'évanouissement

Ce modèle de caractérisation est choisi quand il y a un grand nombre de diffuseurs dans le canal. En absence de LOS (line of sight), le processus est de moyenne nulle. Le module de la fonction de transfert de ce canal est [8] :

$$a = a(f,t) = |H(f,t)| \quad (1.14)$$

a : Variable aléatoire.

La distribution de Rayleigh donne:

$$p(a) = \frac{2a}{\Omega} e^{-a^2/\Omega} \quad (1.15)$$

Où:

$$\Omega = E\{a^2\} \quad (1.16)$$

Ω : La puissance moyenne.

La phase est uniformément distribuée sur l'intervalle $[0, 2\pi]$.

En présence de LOS, la distribution de Rice donne:

$$p(a) = \frac{2a}{\Omega} e^{-\frac{a^2}{\Omega} + K_{Rice}} I_0 \left(2a \sqrt{\frac{K_{Rice}}{\Omega}} \right) \quad (1.17)$$

K_{Rice} : Le rapport de la puissance de LOS sur la puissance des signaux dispersés.

I_0 : Fonction de Bessel de l'ordre 0.

1.4.2 Interférence intersymbole (ISI) et Intercanal (ICI)

Le retard de la diffusion peut causer l'interférence intersymbole (ISI) quand les symboles des données adjacents interfèrent entre eux avec une différence de retard de propagation multitrajets. Le nombre de symboles interférés dans un système modulé mono-porteuse (Single-Carrier) [8]:

$$N_{ISI,mono-porteuse} = \left\lceil \frac{\tau_{max}}{T_d} \right\rceil \quad (1.18)$$

Pour des applications de débit élevé et de durée de symbole très courte $T_d < \tau_{max}$, l'effet de ISI et la complexité de réception peuvent augmenter de manière significative. Cet effet soit contrecarré par différentes mesures telles que l'égalisation dans le domaine temporel ou fréquentiel.

Dans le système d'étalement du spectre, les récepteurs Rake (ANNEXE 2) avec plusieurs Doigts (arms, fingers) sont utilisés pour réduire l'effet de ISI chacun de ces doigts est adapté à un trajet de propagation.

- Si $T_d \gg \tau_{max}$, l'effet de ISI est négligeable. Cet effet est exploité avec la transmission multiporteuses où la durée de symbole transmise augmente avec le nombre de sous-porteuses N_c , donc la quantité ISI va diminuer tel que:

$$N_{ISI, multi- porteuse} = \left\lceil \frac{\tau_{max}}{N_c T_d} \right\rceil \quad (1.19)$$

On peut éliminer l'ISI résiduel par l'utilisation d'un intervalle de garde. Dans les applications radio qui utilisent la modulation mono-porteuse le maximum d'étalement de l'effet Doppler et très inférieure à la distance entre les canaux adjacents, donc on peut le négliger avec cette modulation. Pour les systèmes multi-porteuses la distance entre les sous-canaux F_s (Spacing Frequency) devient très petite de telle façon que les effets Doppler peuvent causer de ICI (interférence inter-canal) significatif. Si toutes les sous-porteuses sont affectées par un effet Doppler commun f_{Dp} , cet effet peut être compensé dans le récepteur et le ICI peut être évité. Cependant, il faut vérifier la condition :

$$F_s \gg f_{Dmax} \quad (1.20)$$

Quand cette condition n'est pas vérifiée, on choisie un récepteur Rake.

1.4.3 La diversité

Pour remédier aux inconvénients créés par l'évanouissement, les faisceaux hertziens de service fixe sont dotés très souvent de dispositifs de transmission en diversité. Étant donné un canal de transmission affecté par des évanouissements, la diversité par définition, la transmission du même message d'information via plusieurs trajets distincts dont les statistiques d'évanouissements sont indépendantes (décorrélées) [4]. Si un signal d'un trajet subit un fort fading, les autres signaux sont vraisemblablement moins atténués.

Il y a trois techniques de diversité pour améliorer les performances des communications radio mobile qui ne nécessitent pas de séquences d'apprentissage et qui exploitent uniquement la nature aléatoire du canal de propagation [9].

➤ **La diversité fréquentielle** : c'est l'envoi sur n fréquences différentes du même signal. Les fréquences sont séparées d'au moins la bande de cohérence $(\Delta f)_c$ du canal. La diversité de fréquence D_f est donnée par le rapport entre la bande B du signal et la bande de cohérence $(\Delta f)_c$:

$$D_f = \frac{B}{(\Delta f)_c} \quad (1.21)$$

La diversité fréquentielle est utilisée dans les systèmes OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

➤ **La diversité temporelle** : c'est l'envoi en n instants différents, du même signal. Les instants sont séparés d'au moins le temps de cohérence $(\Delta t)_c$ du canal afin d'assurer une bonne décorrélation des signaux. La diversité temporelle D_t est donnée par le rapport entre le temps de trame et le temps de cohérence $(\Delta t)_c$:

$$D_t = \frac{t_{fr}}{(\Delta t)_c} \quad (1.22)$$

Ce type de diversité est intéressant pour les canaux ergodiques.

Dans les systèmes qui exploitent les deux diversités précédentes, la diversité totale D_0 de ces systèmes est défini par:

$$D_0 = D_f D_t \quad (1.23)$$

➤ **La diversité d'espace en émission** : c'est l'envoi du même signal sur n antennes différentes séparées d'au moins dix fois la longueur d'onde. A la réception, cette diversité est perçue comme une diversité temporelle.

Ces trois types de diversités sont coûteux en terme d'efficacité spectrale puisqu'elles nécessitent la répétition du même signal. L'association d'un codage correcteur d'erreurs avec l'un de ces types de diversité permet d'augmenter l'efficacité spectrale, et ainsi d'éviter un gaspillage des ressources spectrales.

➤ **La diversité d'espace en réception** : c'est la réception du même signal sur n antennes différentes séparées d'au moins dix fois la longueur d'onde. L'ordre de diversité maximal possible est égal à n .

➤ **la diversité de trajets** : c'est la réception de n répliques du même signal issues de n multitrajets. Un récepteur Rake permet de décorréler les différents trajets. Cette technique est

utilisée dans les systèmes DS-CDMA (Direct séquence Code Division Multiples Access). La combinaison de plusieurs types de diversité permet d'obtenir des ordres de diversité élevés.

La diversité permet de combattre plus efficacement les effets des évanouissements et d'augmenter, éventuellement, l'efficacité spectrale. L'ordre de diversité total est le produit des ordres de diversités particuliers.

CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons défini les caractéristiques principales du canal radio telles que: Les interférences, les pertes multitrajets, l'effet Doppler, le fading...etc. Ainsi, nous avons donné quelques méthodes de correction de ces perturbations comme l'égalisation, à partir des modèles approchés de canal radio, enfin nous avons traité les problèmes d'intersymbole (ISI) et nous avons donné les techniques de diversité qui sont basées sur les notions de la bande et du temps de cohérence.

La compréhension de ces notions de base du canal radio permette d'entamer les méthodes d'accès multiple à travers ce canal.

CHAPITRE 2

L'ACCES MULTIPLE PAR REPARTITION DE CODE « CDMA »

2.1 INTRODUCTION

Les communications sans fil voient une évolution rapide avec une vitesse exponentielle mais, victimes à ses succès, elles arriveront à saturation d'ici quelques années à cause de la limitation du spectre radio. Jusqu'à présent, les techniques employées pour accroître la capacité du système étaient l'accès multiple en temps et en fréquence. Pour répondre à l'explosion des applications multimédia, la prochaine génération des réseaux de communication sans fil devra être en mesure de transmettre des signaux très haut débit [10] [11], avec différentes qualités de services, tout en permettant un déploiement rapide et une forte pénétration du marché, ce qui implique la nécessité d'améliorer les performances des systèmes et d'augmenter leurs capacités spectrales.

Ces nouveaux systèmes mettront en oeuvre une autre technique adaptative à l'amélioration nette de l'efficacité d'utilisation du spectre par une réutilisation des bandes de fréquences impliquées, grâce à l'apparition d'autres méthodes d'accès telles que le CDMA (Code Division Multiple Access), cette technique permettront d'augmenter la capacité des systèmes radio mobiles, en réduisant les interférences co-canal des cellules voisines et en autorisant même l'utilisation d'un même canal par plusieurs utilisateurs [12] .

2.2 LES TECHNIQUES D'ACCES MULTIPLES

Afin d'obtenir une utilisation efficace de canal radio, les utilisateurs des systèmes de communications, de plus en plus nombreux, sont amenés à cohabiter. Le problème posé par cette cohabitation, encore appelée "accès multiple", et notées par des sigles du type xDMA :

x Division Multiple Access qui consiste alors à examiner comment organiser l'accès d'un nombre important d'utilisateurs à un seul canal de communication commun[13].

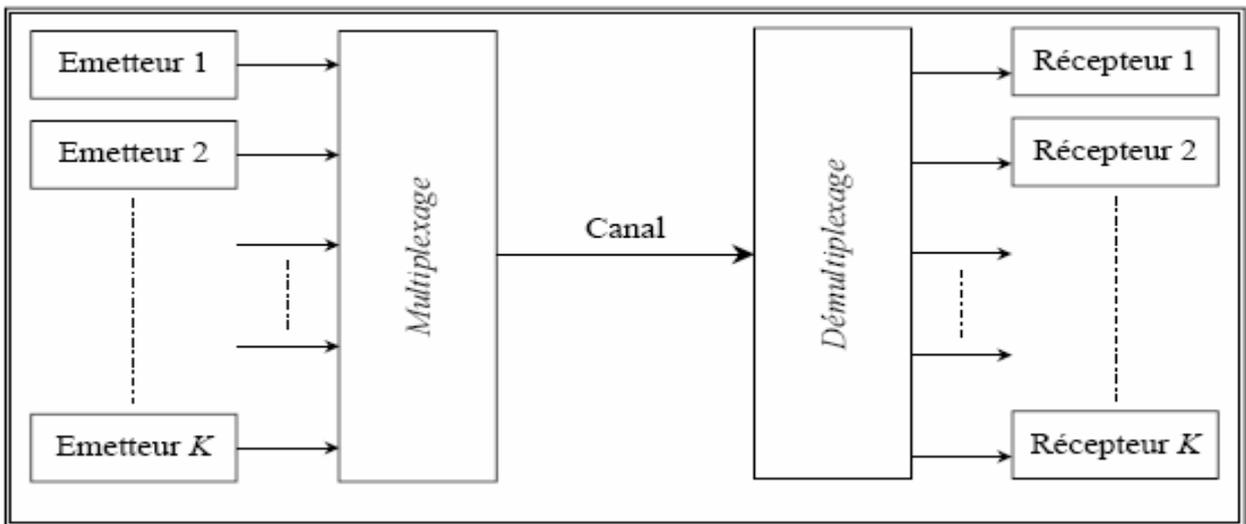


Figure 2.1 Un système d'accès multiple

Les techniques d'accès multiples dans le système de radio mobile sont basées sur l'isolation des différents signaux utilisés lors de diverses connections.

Pour cela, il existe principalement trois techniques d'accès multiple :

- Accès Multiple par Répartition en Fréquence (AMRF ou FDMA pour Frequency Division Multiple Access).
- Accès Multiple par Répartition en Temps (AMRT ou TDMA pour Time Division Multiple Access).
- Accès Multiple par Répartition de Codes (AMRC ou CDMA pour Code Division Multiple Access).

2.2.1 Le FDMA

Dans la technique FDMA, la répartition est faite en découpant le spectre en différents sous canaux (sous bande), de largeur suffisante, qui sont chacune placée sur une fréquence spécifique du canal (porteuse ou carrier). Chaque utilisateur se voit alors attribuer un seul porteuse c'est à dire une fréquence sur laquelle il peut émettre en continu c'est à dire sans contrainte temporelle [14]. Cette technique d'accès multiple présente l'avantage de pouvoir être facilement implémentée puisqu'en réception, la dissociation des utilisateurs se fait par des opérations de filtrage. En revanche, un inconvénient majeur de cette technique est le nombre maximal d'utilisateurs devant partager la bande totale B.

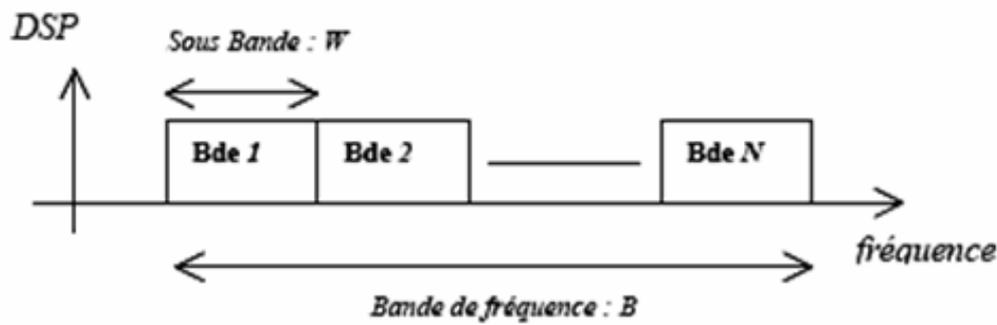


Figure 2.2 La répartition FDMA sans bande de garde

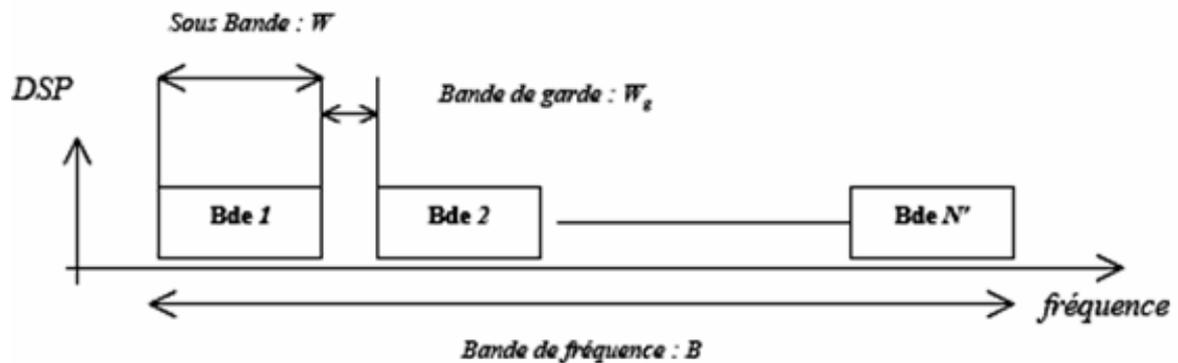


Figure 2.3 La répartition FDMA avec bande de garde

DSP : Densité spectrale de puissance.

En effet, la largeur de la bande allouée à chaque utilisateur, diminuant avec l'accroissement du nombre d'utilisateurs, ne doit pas être trop faible afin d'éviter qu'à un instant donné toutes les composantes spectrales d'un signal ne soient fortement atténuées. En plus, la difficulté de mise en oeuvre réside dans la séparation des différents sous bandes de fréquence. En pratique ces dernières ne peuvent pas être jointives et sont séparées par un intervalle de garde ou bande de garde de largeur spectrale ω_g , mais cette technique va introduire une forte diminution du nombre d'utilisateurs [15].

Donc, le nombre d'utilisateur se diminue de :

$$N = \frac{B}{\omega} \quad \text{À} \quad N = \frac{B + \omega_g}{\omega + \omega_g} \quad (2.1)$$

N : Le nombre d'utilisateurs.

B : La bande passante de canal radio.

ω : La largeur de Sous bande allouée à chaque utilisateur.

ω_g : La bande de garde.

2.2.2 Le TDMA

La technique TDMA (Time Division Multiple Access) ou multiplexage temporel utilise le fait que la fréquence d'envoi des bits d'information est plus faible que la capacité du réseau (**Figure 2.4**). On peut donc profiter des « temps morts » pour transmettre des autres communications [15].

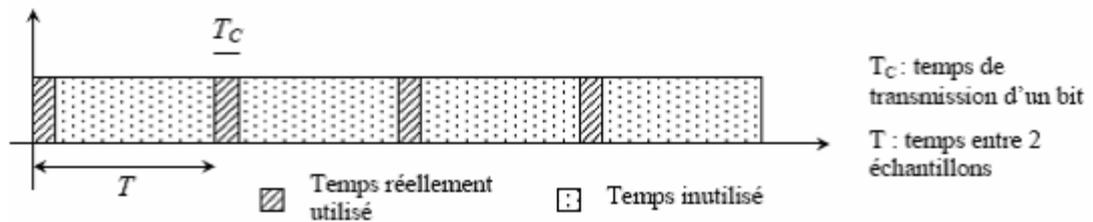


Figure 2.4 Non-optimisation des capacités du réseau

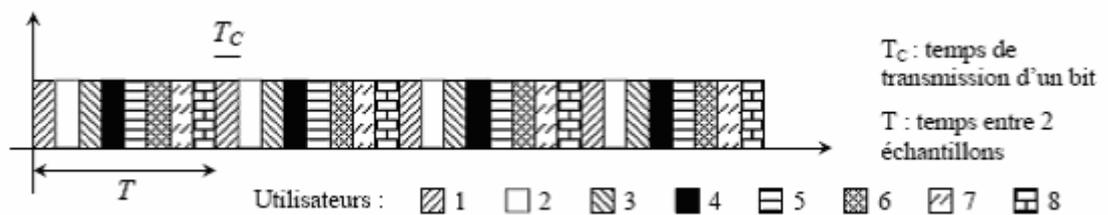


Figure 2.5 Cas d'un Multiplexage temporel de huit utilisateurs

C'est-à-dire, les utilisateurs se partagent le canal en temps. Le temps est découpé en intervalles de longueur fixe appelé IT (Intervalles de temps). Périodiquement, chaque utilisateur peut émettre une partie de son message. Pour émettre la suite de son message chaque utilisateur doit attendre une période afin que l'intervalle de temps qui lui a été attribué soit à nouveau disponible. Dans le cas du **Figure 2.5**, on peut transmettre jusqu'à 8 communications à la fois. A la réception, il suffit d'utiliser un commutateur qui passe d'un utilisateur au suivant tous les T_C . Dans les systèmes de radiocommunications avec les mobiles fonctionnant en TDMA, une des principales difficultés réside dans le fait qu'il faut synchroniser, sur la même horloge, l'ensemble des terminaux et qu'il faut éviter que les paquets de données (burst) émis par deux terminaux qui utilisent des temps de slots adjacents, ne se recouvrent, même partiellement, à l'arrivée à la station de base. Pour éviter ce type de problème, il faut prévoir un intervalle de garde, ce qui revient à avoir une durée du time slot supérieure à la durée du burst émis.

2.2.3 Le CDMA

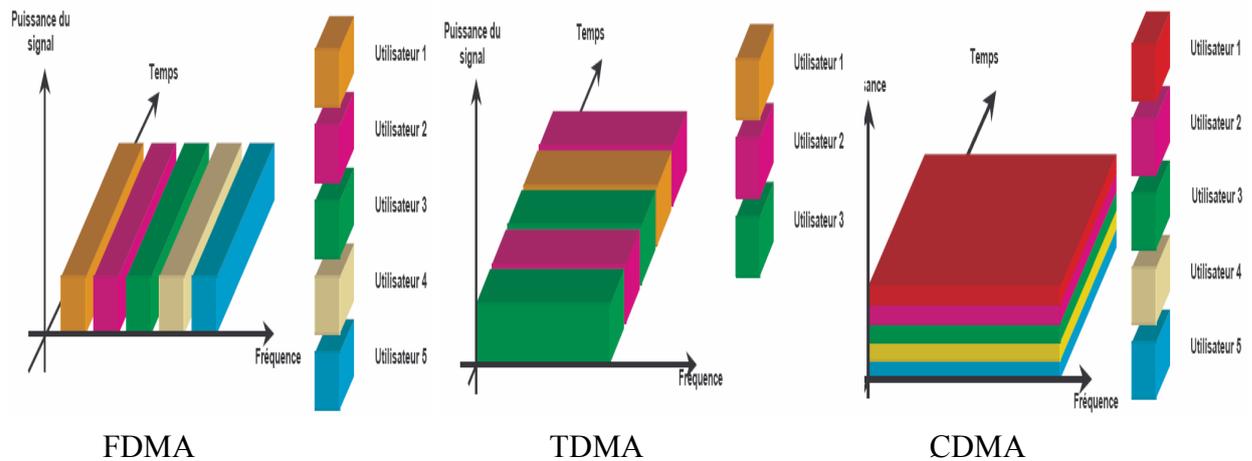


Figure 2.6 Comparaison entre les différents accès multiples : FDMA-TDMA-CDMA

Alors qu'en FDMA, un usager émet en permanence sur une petite partie de la bande B, qu'en TDMA, il émet pendant une petite partie du temps en utilisant toute la bande B, en CDMA, il émet en permanence dans toute la bande en utilisant une technique d'étalement de spectre. Pour que cela soit possible, il faut que les signaux émis par les divers usagers possèdent certaines propriétés permettant de les dissocier. Chaque usager se voit donc affecter, pour la durée de la communication, un code spécifique. Contrairement aux FDMA et TDMA où la capacité en nombre d'utilisateurs est limitée respectivement par les ressources fréquentielles et temporelles, en CDMA, le nombre d'utilisateurs est fixé par les propriétés des codes d'étalement utilisés [15] s. Le CDMA constitue donc une alternative aux FDMA et TDMA permettant d'augmenter la capacité des systèmes. Ces techniques peuvent être combinées entre elles pour former des techniques hybrides, comme c'est le cas pour le concept UTRA (UMTS Terrestrial Radio Access) développé par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) combinant d'une part, le W-Cdma (Wideband Cdma) en Frequency Division Duplex (FDD) pour les bandes UMTS appairées, et d'autre part, le mode Td/Cdma (Time Division/Cdma) en Time Division Duplex (Tdd) pour les bandes UMTS non appairées [8].

2.3 L'ÉTALEMENT DE SPECTRE

2.3.1 Historique

Au début des années 20, Goldsmith utilise la FM pour étaler le spectre d'une modulation AM afin de réduire l'effet du bruit et des trajets multiples sur une communication. Dès les années 1940, Wiener et Shannon ont développé des théories de traitement du signal dans le

but d'utiliser la technique d'étalement de spectre à des fins de cryptage dévolu aux transmissions militaires [1]. On ne parle pas encore de multiplexage par codage. Dans plusieurs pays, l'armée met au point différents types d'étalement de spectre pour la guerre électronique. Les techniques restent très confidentielles. Les systèmes de l'époque, à tube, sont trop encombrants, chères et complexes pour être utilisés en télécommunication civile. Avec l'essor des systèmes de radiocommunications mobiles, et plus particulièrement des systèmes de radio-positionnement tels que Gps et Navstar, les techniques d'étalement de spectre sont devenues d'un grand intérêt pour des applications grand public. Fin des années 90, l'étalement de spectre apparaît comme une solution de multiplexage d'avenir qui permet d'envisager les radiocommunications de masse. Aujourd'hui, l'étalement de spectre est retenu dans différents standards : IS95, UMTS, IEEE 802.11...

2.3.2 Le principe d'étalement de spectre

Le principe d'étalement de spectre peut être expliqué et justifié par la relation de Shannon qui exprime la capacité maximale C du canal perturbée par un bruit additif Gaussien [1] :

$$c = B \cdot \log \left(1 + \frac{P_s}{P_B} \right) \quad (2.2)$$

C : La capacité maximale du canal en bit/s

B : La bande occupée par le signal émis en Hertz (Hz)

PS : La puissance du signal émis en Watt (W)

PB : La puissance du bruit en W

Cette relation nous montre que pour transmettre sans erreur une quantité d'information C donnée, il est possible d'utiliser soit une bande B étroite et un fort rapport (PS/PB), soit une large bande B et un faible rapport (PS/PB). L'idée de l'étalement de spectre consiste donc à transformer, en émission, un signal en bande relativement étroite en un signal qui a l'apparence d'un bruit sur une bande très large. En réception, l'opération d'étalement exécutée au transmetteur est répétée pour dé-étaler le signal en bande de base (ou une fréquence intermédiaire) tandis que les autres signaux transmis (interférence) sont perçus par le récepteur comme étant du bruit. Ces systèmes sont souvent appelés « systèmes à spectre étalé » (Spread Spectrum Systems). Dans les systèmes d'étalement de spectre par code (CDMA), chaque utilisateur correspond une clé (ou code) à l'aide de laquelle son message est étalé et codé avant d'être émis.

Il existe deux façons différentes (Principales) de faire un étalement spectral CDMA :

2.3.2.1 FH-CDMA (Frequency Hop)

Dans le protocole CDMA par saut de fréquence, la fréquence porteuse du signal d'information modulé n'est pas constante et change périodiquement M fois chaque intervalle de temps T (**Figure 2.7**). Pendant des intervalles de temps T , la porteuse reste la même, mais après chaque intervalle de temps, la porteuse saute vers une autre (ou éventuellement la même) gardant la même largeur de bande telle que la manière de sauts est régit par le code.

Dans ce type de protocole, il y a deux manières d'étalement [8] [10] :

- L'étalement par Saut de fréquence Lent SFH (Slow frequency hopping) : plusieurs symboles sont transmises par saut.
- Etalement par Saut de fréquence rapide FFH (Fast Frequency Hopping) : plusieurs Sauts par symbole. C'est la manière la plus résistante aux interférences, mais elle est plus complexe pour la mettre en œuvre puisque des synthétiseurs de fréquence rapides sont exigés.

Pour la détection, le récepteur doit connaître à l'avance le protocole de saut, si non la détection du signal sera très difficile. C'est la fonction du code PN qui permette d'assurer que toutes les fréquences, dans toute la largeur de bande disponible, sont employées de façon optimale.

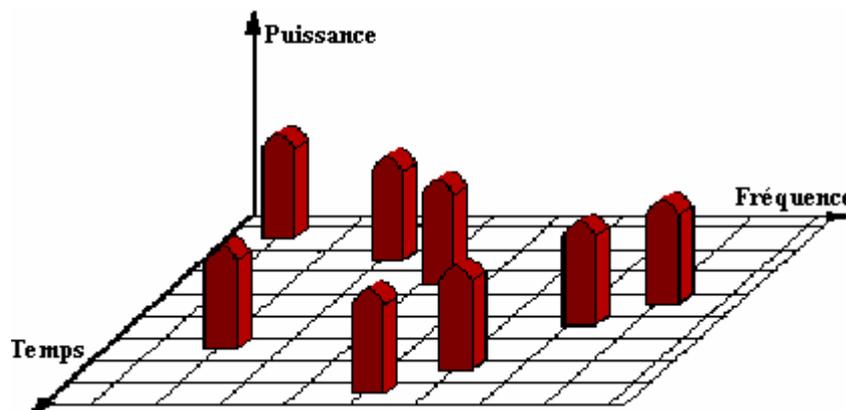


Figure 2.7 Illustration du FH-CDMA

2.3.2.2 DS-CDMA (Direct Sequence)

L'étalement de spectre par séquence directe (DS-CDMA ou DS-SS) est le type de CDMA qu'on fait généralement référence quand on parle de CDMA. Dans ce type d'étalement, une séquence d'étalement pseudo-aléatoire haut débit (code) module le signal transmis de telle façon que le signal résultant ait la même largeur de bande que le débit de la séquence d'étalement (**Figure 2.8**) [8][10] .

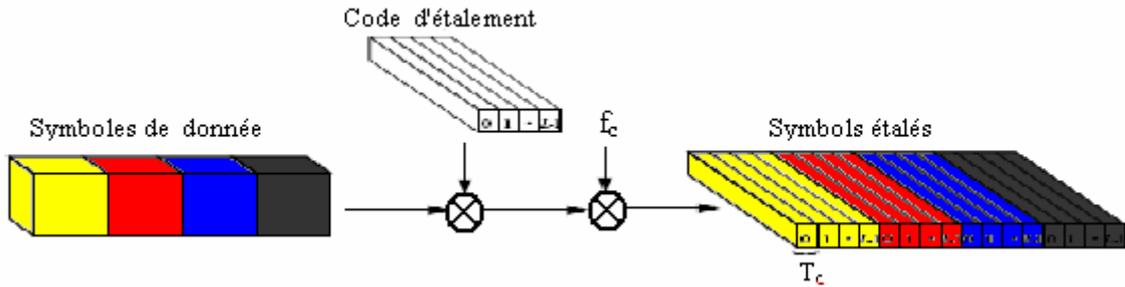


Figure 2.8 Principe de DS-SS

Les intercorrélations des signaux sont donc largement déterminées par les intercorrélations des séquences d'étalement elles-mêmes. Les signaux CDMA sont clairement superposés en temps et en fréquence, mais ils sont séparables par les formes de leur séquence d'étalement (code). Après multiplication du signal d'information par la séquence d'étalement, le code, un signal à spectre étalé est généré. L'étalement ne change pas la puissance du signal, mais la densité spectrale de puissance est réduite (Figure 2.9)

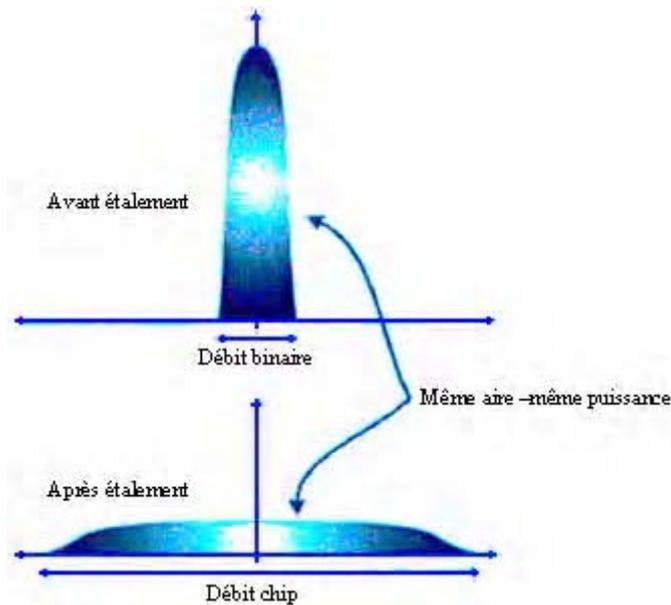


Figure 2.9 Densité spectrale de puissance avant et après l'étalement

Pour un système de communication à N utilisateurs, chaque utilisateur recevra un code différent. Deux codes de deux utilisateurs différents devront être orthogonaux (décorrélés) et chaque code de chaque utilisateur devra être normalisé, c'est-à-dire :

$$\int_0^T [c^i(t)]^2 dt = 1 \tag{2.3}$$

On peut définir aussi :

$$R_{c^i c^i}(\tau) = \int_0^T c^i(t) c^i(t + \tau) dt \tag{2.4}$$

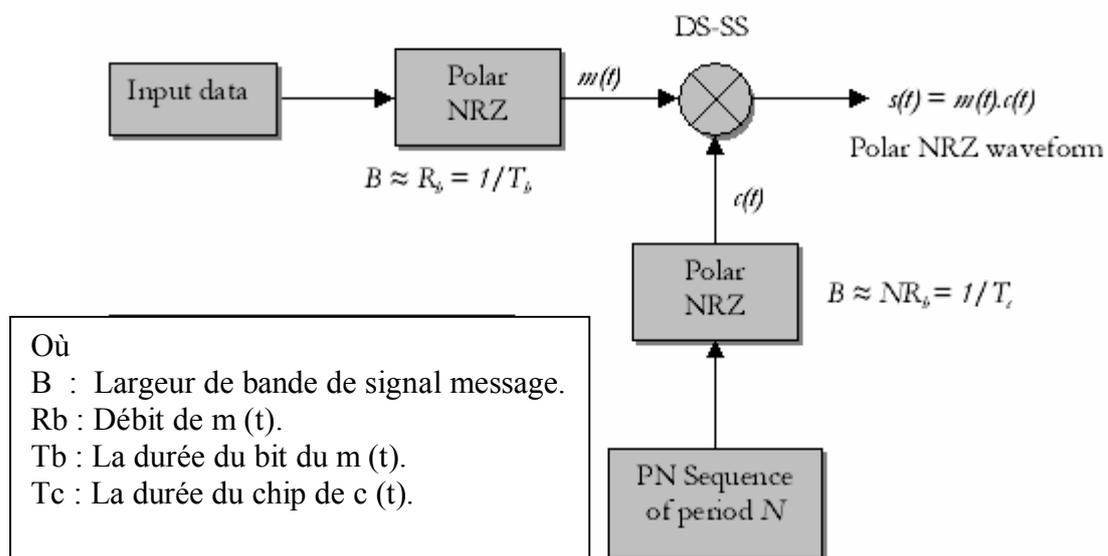
$$R_{c^i c^j}(\tau) = \int_0^T c^i(t) c^j(t + \tau) dt \tag{2.5}$$

$c^i(t), c^j(t)$: Les codes successives de $i^{\text{ième}}$ et $j^{\text{ième}}$ utilisateurs.

$R_{c^i c^i}(\tau)$: Représente la fonction d'autocorrélation, qu'elle doit être maximale.

$R_{c^i c^j}(\tau)$: Représente la fonction d'inter-corrélation entre $c^i(t)$ et $c^j(t)$, qu'elle doit être minimale.

2.3.2.2.1 Emission



La **Figure 2.10** montre un schéma d'un émetteur qui utilise le DS-SS.

Il se compose généralement d'un générateur des séquences PN, les blocs Polar NRZ pour moduler le signal en (1) ou (-1) pendant la période T, un multiplicateur permet d'étaler le signal message (Input data) par le code d'étalement (PN Séquence). (voir **CHAPITRE 3**)

Le codage de canal est exigé pour protéger les données transmises contre des erreurs de canal. Après les opérations de codage, les données sont étalés, par le code $c^k(t)$, sur une largeur de bande beaucoup plus large que celle de du signal de l'information. Puisque la puissance du signal résultant est distribuée au-dessus d'une grande largeur de bande, la densité de puissance du ce signale sera beaucoup plus basse que celle du signal d'entrée. Le taux de

chip influence directement la largeur de bande et avec cela le gain d'étalement, tel que le gain d'étalement G_e est défini par :

$$G_e = \frac{B}{B'} = \frac{T_s}{T_c} \quad (2.6)$$

G_e : Le gain d'étalement.

B : La largeur de bande du code d'étalement.

B' : La largeur de bande du signal émis.

T_s : La durée d'un symbole du message.

T_c : La durée d'un chip du code.

Plus la bande de signal est large, plus la résolution dans la détection par trajets multiples est meilleure. Comme la largeur de bande de transmission est limitée, il faut utiliser un filtre de forme d'impulsion (par exemple : un Filtre de Nyquist à racine) de sorte que le spectre de fréquence soit employé efficacement.

2.3.2.2.2 Le code d'étalement

Dans les systèmes CDMA, afin de restituer correctement les informations numériques relatives à chaque utilisateur, il est important que les signaux des différents usagers soient les plus décorrélés possible les uns des autres. Pour cela, un degré de liberté à notre disposition est de choisir judicieusement les codes d'étalement qui seront attribués aux différents utilisateurs en fonction des caractéristiques de la communication. Ainsi, en présence d'une communication synchrone sur un canal AWGN non sélectif, les performances optimales peuvent être obtenues par l'utilisation de codes orthogonaux, tels que les codes de Walsh-Hadamard ou encore les codes de type OVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor). En revanche, en présence d'un canal sélectif en fréquence ou en temps, l'utilisation d'autres familles de codes permet de se rapprocher des performances optimales. Parmi ces familles de codes, on peut notamment citer les codes de Gold, les codes de Kasami, les codes de Zadoff-Chu, ... etc.

De par son influence directe sur les performances, le choix des codes d'étalement est une étape très importante durant l'élaboration d'une chaîne de transmission CDMA et dépend principalement des propriétés de corrélation des codes utilisés. A ces propriétés de corrélations peuvent s'ajouter, par exemple pour les systèmes MC-CDMA, d'autres critères tels que le facteur de crête ou encore l'interférence d'accès multiple (MAI pour Multiple Access Interference).

2.3.2.2.3 Le signal transmit

Le principe de DS-CDMA est d'étaler le signal message par une séquence de code $c^{(k)}(t)$ de longueur L :

$$c^{(k)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l^{(k)} p_{T_c}(t - lT_c) \quad k = 0 \dots k-1 \quad (2.7)$$

k : Nombre d'utilisateurs actifs.

$$p_{T_c}(t - T_c) = \begin{cases} 1 & \text{Si } 0 \leq t < T_c \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (2.8)$$

$c_l^{(k)}$: Les chips du code d'étalement du $k^{\text{ième}}$ utilisateur spécifique.

Après l'étalement, le signal $x^{(k)}(t)$ du $k^{\text{ième}}$ utilisateur est donné par :

$$x^{(k)}(t) = d^{(k)} \sum_{l=0}^{L-1} c_l^{(k)} p_{T_c}(t - lT_c) \quad 0 \leq t < T_d \quad (2.9)$$

T_s : La durée d'un symbole du message, telle que : $T_d = LT_c$

$d^{(k)}$: Le symbole du message transmis de $k^{\text{ième}}$ utilisateur.

La multiplication de séquence de l'information par celle du code est synchronisée en bit et le signal global transmis $x(t)$ de K utilisateurs synchrones (cas d'un système cellulaire) sera :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{k-1} x^{(k)}(t) \quad (2.10)$$

Le choix approprié des codes est un problème crucial dans DS-CDMA, puisque l'interférence d'accès multiple dépend fortement de la fonction de corrélation croisée (CCF) des séquences utilisées. Pour réduire au minimum l'interférence d'accès multiple, les valeurs de CCF devraient être aussi petites que possible. Afin de garantir une interférence égale, durant toute la transmission, les propriétés de corrélation croisée entre différents codes d'étalement devraient être semblables. D'ailleurs, la fonction d'autocorrélation ACF (Autocorrelation Function) des codes doit avoir des amplitudes maximales basses (Low out-of-phase peak magnitudes) afin de réaliser une synchronisation fiable.

2.3.2.2.4 Le signal reçu

Le signal reçu $y(t)$, obtenu au sortie du canal radio à partir d'une réponse impulsionnelle $h(t)$ peut être exprimée par :

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) + n(t) = r(t) + n(t)$$

$$y(t) = \sum_{k=0}^{k-1} r^{(k)}(t) + n(t) \quad (2.11)$$

$r^{(k)}(t)$: Le signal reçu du $k^{\text{ième}}$ utilisateur, dont $r^{(k)}(t) = x^{(k)}(t) \otimes h(t)$

$n(t)$: Le bruit blanc gaussien additif (AWGN)

En réception, la réponse impulsionnelle du filtre adapté (MF) $h_{MF}^{(k)}(t)$ de $k^{\text{ième}}$ utilisateur est adaptée à :

- La forme d'onde transmise comprenant le code d'étalement $c^{(k)}(t)$.
- La réponse impulsionnelle du canal $h(t)$.

$$h_{MF}^{(k)}(t) = c^{(k)*}(-t) \otimes h^*(-t) \quad (2.12)$$

Le signal $z^{(k)}(t)$ après le filtre adapté au $k^{\text{ième}}$ utilisateur peut être écrit sous forme :

$$\begin{aligned} z^{(k)}(t) &= y(t) \otimes h_{MF}^{(k)}(t) \\ z^{(k)}(t) &= r^{(k)}(t) \otimes h_{MF}^{(k)}(t) + \sum_{\substack{g=0 \\ g \neq k}}^{k-1} r^{(g)}(t) \otimes h_{MF}^{(g)}(t) \\ &\quad + n(t) \otimes h_{MF}^{(k)}(t) \end{aligned} \quad (2.13)$$

Après l'échantillonnage à l'instant $t=0$, la décision variable $\rho^{(k)}$ de $k^{\text{ième}}$ utilisateur sera :

$$\begin{aligned} \rho^{(k)} &= z^{(k)}(0) \\ &= \int_0^{T_d + \tau_{\max}} r^{(k)}(\tau) h_{MF}(\tau) d\tau + \sum_{\substack{g=0 \\ g \neq k}}^{k-1} \int_0^{T_d + \tau_{\max}} r^{(g)}(\tau) h_{MF}^{(g)}(\tau) d\tau \\ &\quad + \int_0^{T_d + \tau_{\max}} n(\tau) h_{MF}^{(k)}(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (2.14)$$

τ_{\max} : Le retard maximal du canal radio.

A la fin de réception, une détection de seuil sur le $\rho^{(k)}$ est effectuée pour obtenir le symbole de l'information estimé $\hat{d}^{(k)}$. Le premier terme dans l'équation (2.17) est la partie désirée de signal de $k^{\text{ième}}$ utilisateur, tandis que le deuxième terme correspond à l'interférence

de l'accès multiple et le troisième représente le bruit additif. Il convient de noter qu'en raison de l'interférence de l'accès multiple l'évaluation du bit de l'information pourrait être erronée avec une certaine probabilité même dans le cas d'un haut SNR, menant au bien connaissance de l'erreur dans les courbes de Taux d'erreur en bit BER (Bit Error Rate) du systèmes DS-CDMA.

Dans le meilleur des cas, le récepteur du filtre adapté résout toute la propagation par trajets multiples dans le canal. Dans la pratique une bonne approximation d'un récepteur du filtre adapté est réalisée par l'utilisation d'un récepteur Râteau "Rake". Un récepteur Rake a D doigts pour résoudre D échos où D pourrait être limité par la complexité d'exécution. Dans chaque doigt d,

$d = 0, \dots, D-1$. Le signal reçu $y(t)$ est attardé et dé-étalé par le code $c^{(k)}(t)$ correspond au $k^{\text{ième}}$ utilisateur et chargé par les valeurs instantanées de h_d^* , $d = 0, \dots, D-1$, de l'atténuation complexe de canal de l'échos correspond .En suite, le récepteur Rake combine les résultats obtenus de chaque doigt et prend la décision finale.(ANNEXE 2)

2.3.2.2.5 Réception

La **Figure 2.11** est un récepteur DS-CDMA. Le signal reçu est d'abord filtré et ensuite converti à un signal numérique avec une fréquence d'échantillonnage $f = 1/T_c$ (Hz). Il est suivi d'un récepteur Rake. Le récepteur Rake est nécessaire pour combattre le trajet multiple c'est à dire, pour combiner la puissance d'écho reçu de chaque trajet. Les trajets d'échos sont détectés avec une résolution T_c . Par conséquent, chaque signal reçu de chaque trajet est retardé par une durée

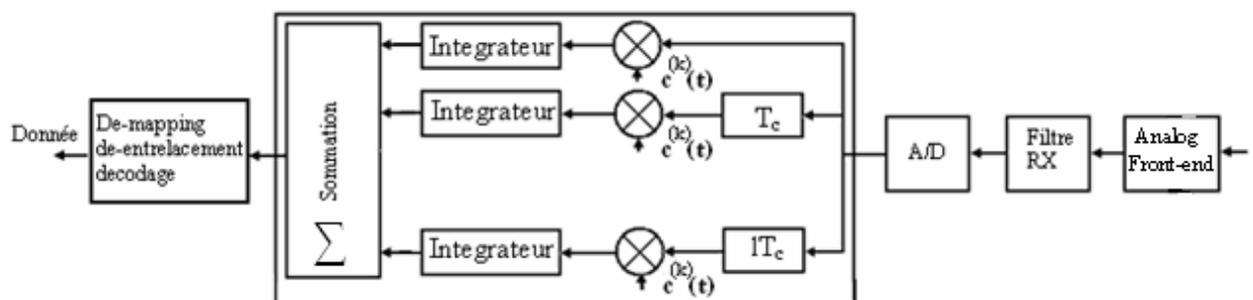


Figure 2.11 schéma bloc d'un récepteur Rake dans le système DS-CDMA

$T = lT_c$ et corrélé avec le code correspondant, Le nombre total de trajet de résolution dépend du gain de traitement. Habituellement on utilise pratiquement 3-4 doigts. Après la corrélation,

les puissances de tous les trajets détectés sont combinées. Finalement, la demapping et FEC decoding sont exécutées pour récupérer le signal message.

2.3.3 La synchronisation

L'objectif ultime du récepteur d'un système de communication numérique est de reproduire l'information émise, de la façon la plus fidèle possible. Un des problèmes qui se posent est l'estimation de certains paramètres comme la fréquence et la phase de la porteuse et la détermination de l'instant optimal d'échantillonnage. On donne le nom de synchronisation à l'estimation de ces paramètres [16].

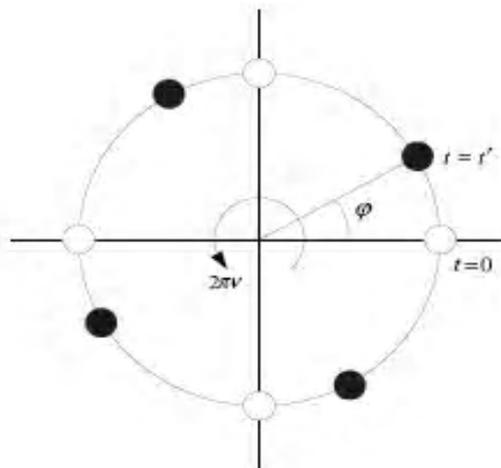


Figure 2.12 Effets du décalage de fréquence et de phase, représentée par φ ($2\pi\nu$ est la vitesse angulaire)

Dans le canal radio, le signal subit aux :

- Décalage de phase, due à la distance d parcourue telle que : $\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda}$ Où λ est la longueur d'onde, a pour effet : la réduction de l'amplitude du signal pour les modulations PAM (Pulse Amplitude Modulation) ou BPSK (Binary Phase Shift- Keying). Dans les modulations non-cohérentes, la synchronisation de phase est obligatoire, car l'information est codée dans la phase de chaque symbole émis.
- Décalage de fréquence : engendre une perte de performance pour n'importe quel type de modulation. Ce décalage fait que les symboles de la modulation tournent avec le temps.

Une illustration du décalage de fréquence et de phase est présentée à la **Figure 2.12**

- Décalage temporel : provoque de l'interférence entre symboles et chips, même si le canal ne distord pas le signal, avec réduction de la performance du système.

2.3.3.1 Caractérisation des synchroniseurs

On peut séparer les synchroniseurs en deux catégories :

- Avec rebouclage (error-tracking) : qui utilise un détecteur d'erreur de synchronisation dont la sortie indique l'amplitude et le signe de l'erreur. La sortie du détecteur est filtrée et ce signal est utilisé pour ajuster le paramètre de synchronisation. C'est le principe de la PLL (Phase-Locked Loop).
- Direct, ou en boucle ouverte (feedforward) : il emploie un estimateur de synchronisation qui utilise le signal avant la correction pour estimer le paramètre de synchronisation. Généralement, ces estimations sont bruitées et un moyennage est nécessaire. Ce type de technique est utilisé pour une acquisition rapide des paramètres, généralement en transmission par paquets.

2.3.3.2 Modèle du système

Pour cette partie, on suppose que le canal n'introduit pas de distorsion et que l'on est dans le cas d'un système DS-CDMA dans la voie descendante. Le signal reçu $r_m(t)$ est ramené en bande de base et on le désigne par $r(t)$, tel que :

$$r(t) = e^{j(2\pi f_m t + \varphi)} \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} a \left(\left[\frac{k}{N} \right] \right) c(k) h(t - kT_c - \tau) + b(t) \quad (2.15)$$

$\left(\left[\frac{k}{N} \right] \right)$: Le symbole émis.

N : Le facteur d'étalement.

$c(k)$: Le code d'étalement.

$h(t) = g(t) * g(-t)$. Où $g(t)$ présente les filtres de transmission et de réception.

$b(t)$: Un bruit blanc gaussien additif.

On suppose que :

- La fréquence de la porteuse dans le récepteur est égale à \hat{f}_m . Le décalage de fréquence entre l'émetteur et le récepteur est donc égal à : $\nu = f_m - \hat{f}_m$.
- La phase de la porteuse à la réception est $\hat{\theta}$ et, en définissant la phase de la porteuse à l'émission comme θ , le décalage de phase s'écrit : $\varphi = \theta - \hat{\theta}$.

- Le décalage temporel τ introduit par le canal, la distance parcourue et la différence de phase entre les horloges de l'émetteur et le récepteur.

Pour la synchronisation temporelle, il faut trouver le retard τ' qui minimise la probabilité d'erreur à la sortie du filtre adapté.

Dans le cas d'un système CDMA, le processus de synchronisation temporelle peut être divisé en deux parties :

- La première, synchronisation du symbole, consiste à trouver où se commence et se termine le symbole étalé avec une erreur proche d'un demi période du chip ($1/2 T_c$).
- Une fois que la synchronisation de symbole est acquise, on passe à la synchronisation temporelle au niveau chip ou récupération du rythme d'échantillonnage, qui est nécessaire pour suivre les éventuels changements du retard ou affiner la valeur du retard trouvée dans l'étape précédente.

Pour la synchronisation de fréquence et de phase, il existe plusieurs algorithmes classés en deux types:

- Dans le premier type : on suppose que l'on connaît le retard de propagation τ . C'est le cas quand le décalage de fréquence est considérablement inférieur à la fréquence de chip, ce qui permet de retrouver le retard τ avant ou en même temps que ν et φ .
- Dans le deuxième type, on récupère d'abord la fréquence de la porteuse, généralement, en cherchant à maximiser l'énergie à la sortie du filtre adapté, ou encore par une approche directe avec boucles. Une fois la porteuse récupérée, les techniques classiques peuvent être utilisées pour retrouver la phase et le retard.

2.3.4 Les avantages et les désavantages de CDMA

➤ Les avantages

L'étalement de spectre est une technique possédant de nombreux avantages.

Parmi ceux-ci, on peut notamment citer :

- * Une faible DSP du signal émis vis-à-vis de celle du bruit permettant ainsi à d'autres systèmes de communications d'utiliser les mêmes bandes de fréquences sans aucune gêne. Par ailleurs, le spectre du signal étalé se confond avec le spectre d'un bruit. Ce " bruit" est d'autant plus blanc que la séquence pseudo-aléatoire a un débit élevé. C'est pour cette raison que l'on parle de code d'étalement Pseudo-Noise (Pn).

- * La confidentialité (faible probabilité d'interception) : Parce qu'il est noyé dans le bruit, seuls les utilisateurs possédant une réplique synchrone du code d'étalement, utilisé en émission, peuvent intercepter la communication. En effet, la corrélation entre le signal émis et un code différent ne permet pas de ramener la puissance du message d'information dans la bande d'origine B_0 . Par conséquent, le signal étalé présente un certain degré de protection sécurisant la communication. C'est cette propriété qui a conduit les militaires à utiliser des systèmes de communications à étalement de spectre durant la fin de la seconde guerre mondiale.
- * Une robustesse vis-à-vis de brouilleurs (résistance aux interférences) à bande étroite. L'opération de dé-étalement étant identique à celle de l'étalement, tout signal interférant à faible bande est étalé au niveau du récepteur comme le montre la **Figure 2.13**.

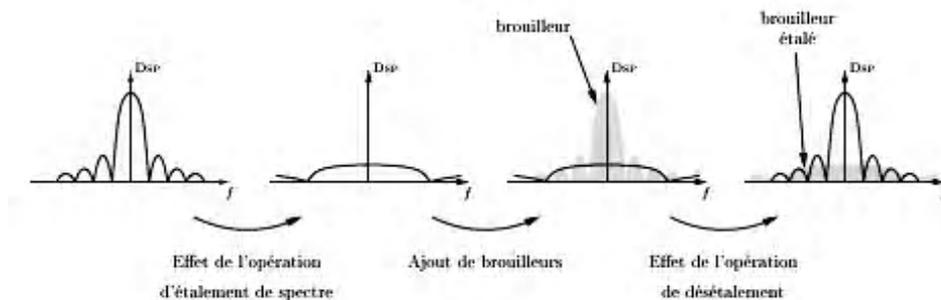


Figure 2.13 L'effet de l'opération d'étalement sur les brouilleurs

- * La possibilité de mettre en œuvre des techniques d'accès multiple par répartition de codes permettant à plusieurs utilisateurs, disposant chacun d'un code spécifique, d'émettre simultanément dans les mêmes bandes de fréquences.
- * Une faible consommation : Le CDMA nécessite moins de puissance que les technologies concurrentes. Ce gain est présent en conversation ou non. Ceci permet l'augmentation de l'autonomie des téléphones portables ou bien la diminution de la taille des batteries donc des combinés
- * La possibilité de mettre en œuvre des techniques d'accès multiple par répartition de codes permettant l'augmentation de nombre d'utilisateurs qui sera dépend seulement au nombre de codes utilisés et pas à la capacité de canal Radio qui reste limite et rare.

➤ Les désavantages

Malgré ces nombreux avantages, l'étalement de spectre présente aussi deux inconvénients majeurs :

- *Du fait de l'étalement, la bande passante utilisée à l'émission est largement supérieure à celle du message à transmettre.
- *Pour effectuer les opérations d'étalement et de dé étalement, un accroissement de la complexité de l'émetteur et du récepteur, dû entre autres à l'ajout de générateurs de séquences pseudo-aléatoires et à la mise en œuvre de techniques spécifiques de synchronisation, est inévitable.

2.4 LA TECHNIQUE HYBRIDE MC-CDMA

Le succès des techniques d'étalement de spectre dans la radio mobile de seconde génération, et L'OFDM dans la radiodiffusion numérique et les LANs sans fil ont motivé beaucoup de chercheurs à améliorer les performances des systèmes CDMA en tirant parti des avantages de chacune de ces deux approches[8] [1] [16], tel que:

- La confidentialité des informations transmises, la faible densité spectrale de puissance du signal émis et sa capacité d'accès multiple par répartition de codes, de la technique d'étalement de spectre.
- Une excellente efficacité spectrale et grande aptitude à lutter contre l'ISI, de la technique de modulation à porteuses multiples.

En 1993, différentes équipes de chercheurs ont proposé quasiment au même moment de combiner l'étalement de spectre et les modulations à porteuses multiples, plusieurs méthodes résultent :

- **MC-DS-CDMA** : en principe consiste à étaler les données dans le domaine temporel avec un code attribué à chaque utilisateur, puis à transmettre ces données étalées sur plusieurs sous-porteuses orthogonales. On obtient ainsi un système qui est robuste face aux trajets multiples et qui permet de supprimer les interférences à bande étroite.
- **MT-CDMA** : Comme dans le cas des systèmes MC-DS-CDMA, l'opération d'étalement de spectre est ici réalisée dans le domaine temporel. Cependant, dans le modulateur MT-CDMA, la multiplication par le code d'étalement est mise en œuvre après la modulation à porteuses multiples. L'intérêt principal de cette approche est, pour un gain de traitement donné, d'utiliser des codes d'étalement plus longs que ceux employés pour un système DS-CDMA, ce qui permet de réduire plus efficacement les interférences entre utilisateurs.

- **MC-CDMA** : c'est l'occupation de la totalité de la bande de transmission, pour n'importe quel symbole, à n'importe quel instant.

Après avoir présenté brièvement ces trois systèmes hybrides, nous nous intéresserons, dans notre étude, au système hybride MC-CDMA

2.4.1 Les systèmes MC-CDMA

Parmi les trois techniques combinant les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre, le système MC-CDMA est de loin le plus étudié. Depuis son apparition en 1993, le MC-CDMA a tout d'abord fait l'objet de nombreuses comparaisons avec des systèmes utilisant la technique DS-CDMA. Ces comparaisons ont largement démontré la supériorité des systèmes MC-CDMA vis-à-vis des systèmes DS-CDMA.

2.4.1.1 L'émetteur

La technique MC-CDMA est basée sur la concaténation de l'étalement de spectre et de la modulation à porteuses multiples. Contrairement aux deux techniques précédentes, le modulateur MC-CDMA étale les données de chaque utilisateur dans le domaine fréquentiel.

Plus précisément, le symbole complexe d_j propre à chaque utilisateur j est tout d'abord multiplié par chacun des chips $C_{j,k}$ du code d'étalement SC_j , puis appliqué à l'entrée du modulateur à porteuses multiples. Chaque sous-porteuse transmet un élément d'information multiplié par un chip du code propre à cette sous-porteuse. La **Figure 2.14** représente le modulateur MC-CDMA dans le cas où la longueur L_c du code d'étalement est égale au nombre N_p de sous-porteuses mais ceci n'est absolument pas obligatoire. Afin de garantir l'orthogonalité entre les sous-porteuses après la fonction d'étalement, l'espacement Δf entre deux sous-porteuses adjacentes est proportionnel à l'inverse de la durée T_c d'un chip du code d'étalement. Lorsque L_c est égal à N_p , la durée TS d'un symbole MC-CDMA sur chaque sous-porteuses est alors égale à $T_s = T_d = T_c$. D'où un espacement entre sous-porteuses :

$$\Delta f = \frac{1}{T_c} = \frac{1}{T_d} = \frac{1}{T_s} \quad (2.16)$$

Dans ce cas où L_c est égal à N_p , le signal $S_j(t)$, de l'utilisateur j , émis sur $[0, T_s[$ et transmettant un symbole complexe d_j s'écrit :

$$s_j(t) = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{k=0}^{N_p-1} \Re \left\{ d_j c_{j,k} \prod(t) e^{2\pi i f_k t} \right\} \quad (2.17)$$

$$\text{Avec } f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}$$

Le spectre des sous-porteuses de ce signal est représenté sur la **Figure 2.15**. Les conditions d'orthogonalité sont vérifiées en sortie du modulateur MC-CDMA. La bande de fréquence B occupée par les lobes principaux des sous-porteuses est égale à :

$$B = \frac{(N_p + 1)}{T_s} = \frac{(N_p + 1)}{T_d} \quad (2.18)$$

L'enveloppe complexe X_j du signal Mc-cdma $s_j(t)$ échantillonnée au rythme $T_s=N_p$ est égale à :

$$X_j = \left(\frac{nT_s}{N_p} \right) = (-1)^n d_j \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} \frac{c_{j,k}}{\sqrt{N_p}} e^{2i\pi nk/N_p}}_{T=D^{-1}} \quad (2.19)$$

De cette dernière équation, il apparaît clairement que le signal Mc-cdma peut être généré à l'aide d'une transformée de Fourier inverse effectuée sur les chips du code d'étalement. Cela nous permet de remarquer l'influence déterminante des codes d'étalement sur les variations de l'enveloppe complexe du signal MC-CDMA. Ainsi, afin de limiter ces variations à l'entrée de l'amplificateur Rf, il est nécessaire de choisir judicieusement les codes d'étalement utilisés. Comme pour le signal OFDM, l'insertion d'un intervalle de garde de durée supérieure à l'étalement-max de la réponse impulsionnelle du canal garantit l'absence d'interférence entre symboles. L'intérêt majeur de cette technique est qu'elle permet un accès multiple à répartition de codes avec un signal émis présentant toutes les caractéristiques et les avantages d'un signal OFDM. En outre, la diversité fréquentielle du canal est pleinement exploitée, chaque symbole complexe d_j étant transmis par l'ensemble des sous-porteuses.

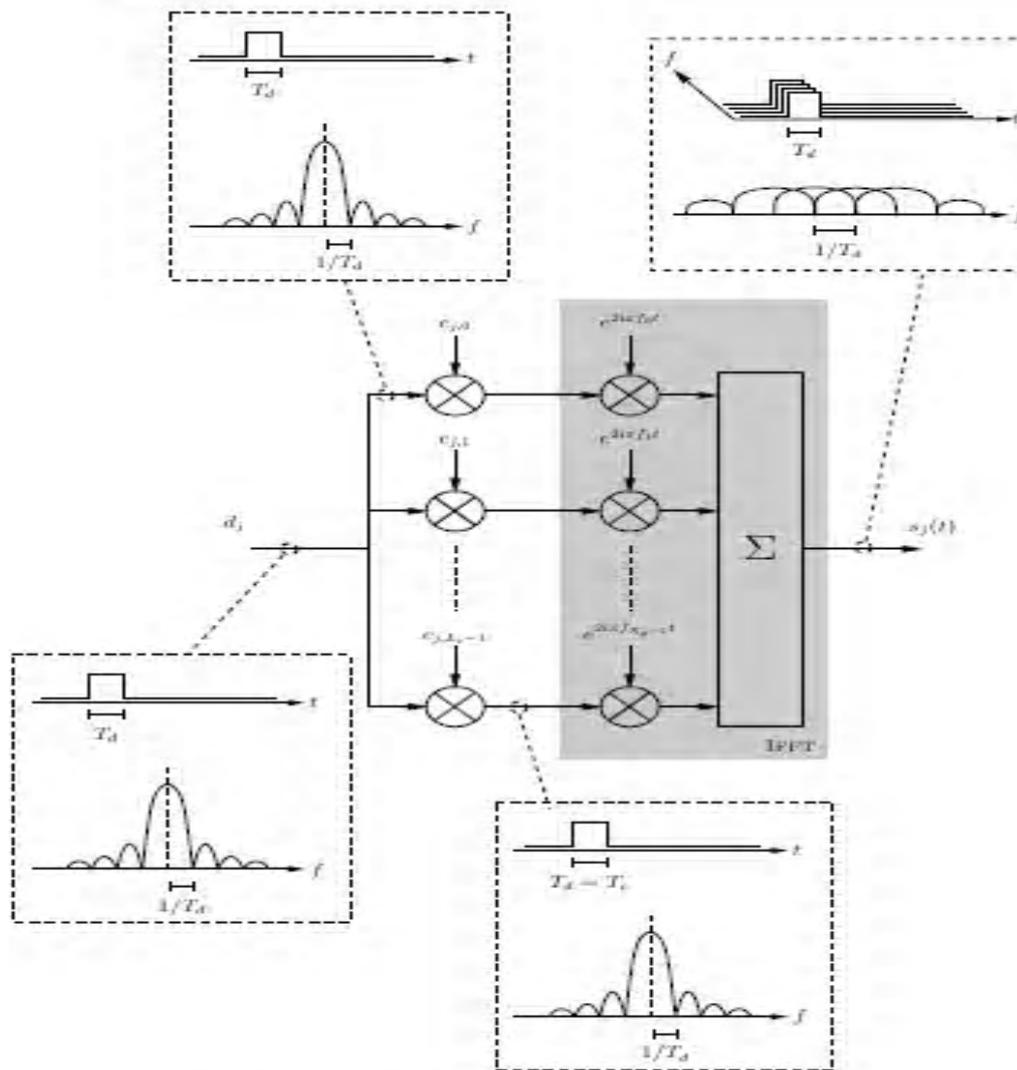


Figure 2.14 Modulateur MC-CDMA du $j^{\text{ème}}$ utilisateur avec $L_c=N_p$

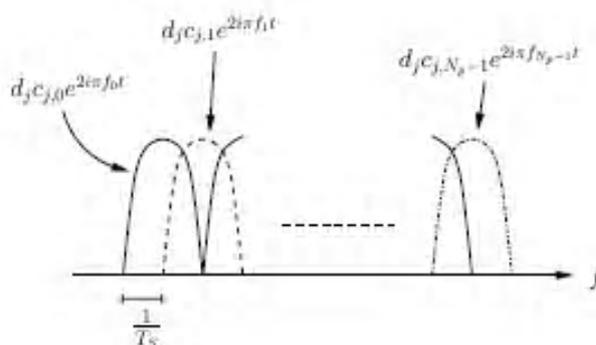


Figure 2.15 Spectre des sous-porteuses du signal MC-CDMA pour $j^{\text{ème}}$ utilisateur

2.4.1.2 Le récepteur

La Figure 2.16 représente le récepteur MC-CDMA du $j^{\text{ème}}$ utilisateur. Sur ce schéma, où le traitement de l'accès multiple est dissocié du traitement de la diversité et de l'égalisation de

canal, la séparation des utilisateurs se fait dans le domaine fréquentiel puisque le code d'étalement et d'accès multiple est appliqué dans ce domaine.

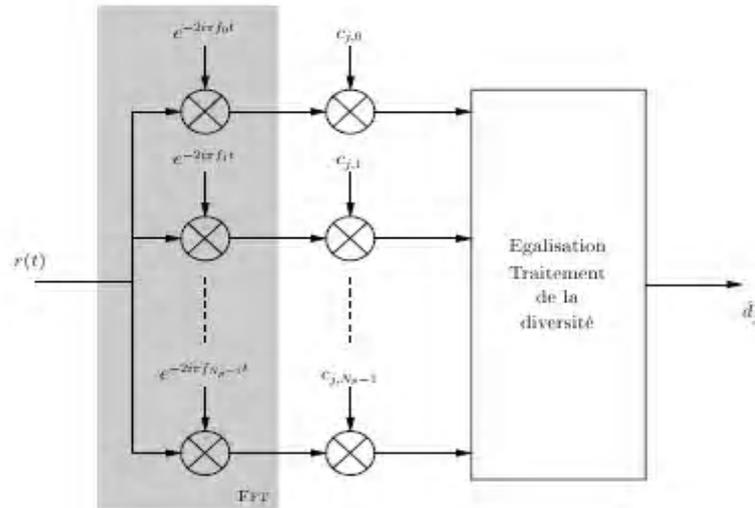


Figure 2.16 Récepteur MC-CDMA du j^{ème} utilisateur

Le signal MC-CDMA reçu en voie descendante à l'entrée du récepteur est noté $r(t)$ et s'écrit :

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{j=0}^{N_c-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} \Re \left\{ B_p(t) e^{i\theta_p(t)} d_j c_{j,k} \prod (t - \tau_p) e^{2i\pi(f_0 + k/T_s)(t - \tau_p)} \right\} + n(t) \quad (2.20)$$

Des techniques d'égalisation plus ou moins complexes associées au traitement de la diversité doivent être mises en œuvre au niveau du récepteur afin d'obtenir une estimation \hat{d}_j correcte.

2.5 LES APPLICATIONS DE CDMA

Pour illustrer l'importance d'étalement de spectre CDMA dans les communications sans fil, nous présenterons brièvement deux systèmes exploitant la technique du CDMA et qui sont déjà appliqués dans les systèmes de communications mobile. Nous décrivons les caractéristiques principales de la norme IS-95 et le standard UMTS de la troisième génération.

2.5.1 IS-95

Le premier système mobile cellulaire de communication radio basé sur l'étalement de spectre est la norme IS-95. Cette norme a été développée aux Etats-Unis juste après l'apparition du GSM en Europe. IS-95 (cdmaOne) est basé sur la division de fréquence duplex (FDD). La largeur de bande disponible est divisée en canaux de 1,25 MHz [2] .

2.5.1.1 Caractéristiques de IS-95

- Étalement avec des codes WH (Walsh–Hadamard) à 1,2288 Mchip/s (64 codes), facteur d'étalement de 64.
- Orthogonalité maintenue avec des codes de scrambling à base de séquences à longueur maximale.
- Modulations BPSK et QPSK (les parties en phase et en quadrature portent la même information).
- Codage canal : codage convolutif.
- Diversité temporelle : entrelacement matriciel sur des trames de 20 ms.
- Récepteur RAKE.

2.5.1.2 Sens montant

Dans le sens montant, le circuit du canal physique se compose de deux parties principales: le code de canal et l'information véhiculée par ce canal. Pour chaque canal physique, l'IS95 génère une séquence aléatoire (code PN), appelée long mask, qui permet de moduler l'information utile. C'est cette modulation, ou étalement, qui multiplexe les utilisateurs selon la méthode CDMA. Le générateur de séquences est constitué d'un registre à décalage de 42 cases et fonctionné avec un débit de 1,2288 Mchip/s. Dans le traitement de l'information, l'IS95 rend accessibles quatre sortes de débits: 1200, 2400, 4800 et 9600 bit/s. Ces débits bruts doivent être protégés lors de leur transmission dans l'air. Cette protection est assurée par un code convolutif de taux $1/3$ et de longueur 9. Ces multiples débits reçoivent un traitement identique, qui les calibre à 9600 bit/s. Le système est alors amené à réguler le trafic selon une valeur unique pour le remplissage des trames de l'interface radio. Ces trames sont maintenues à une valeur de 20 ms. Pour les débits faibles, la couche physique procède à une répétition de l'information. Ainsi, l'information à 1200 bit/s est répétée huit fois, tandis que celle à 2400 et 4800 bit/s sont respectivement à quatre et deux fois.

Un entrelacement intervient sur chaque trame pour répartir les erreurs sur plusieurs blocs d'information. Cette opération permet de réduire l'effet d'évanouissement du signal lors de sa traversée de l'interface radio.

Du fait de la répétition des symboles, rarement tous les débits à 9600 bit/s, et du codage convolutif, multipliant cette valeur par 3, on obtient un défilement de l'information à une vitesse de 28,8 Kbit/s (9600×3). Une opération supplémentaire s'exerce sur la voie montante, découlant l'intervention d'une matrice Walsh-Hadamard de dimension 64. Cette matrice permet de renforcer la protection de l'information contre les erreurs. Elle est équivalente à

l'application d'un code correcteur C (64, 6). L'information est regroupée en bloc de 6 bits, chaque bloc étant codé sur 64 bits, ce qui s'amplifie le débit sortant. Ce dernier atteint la valeur de 307,2 Kbit/s. L'étalement survient en tant que phase ultime de la modulation binaire. Chaque bit est étalé par 4 chips grâce aux séquences aléatoires de la voie montante. Un flux de 1,2288 Mchip/s est envoyé vers le modulateur de phase QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) pour une transmission vers la station de base à travers de l'interface radio.

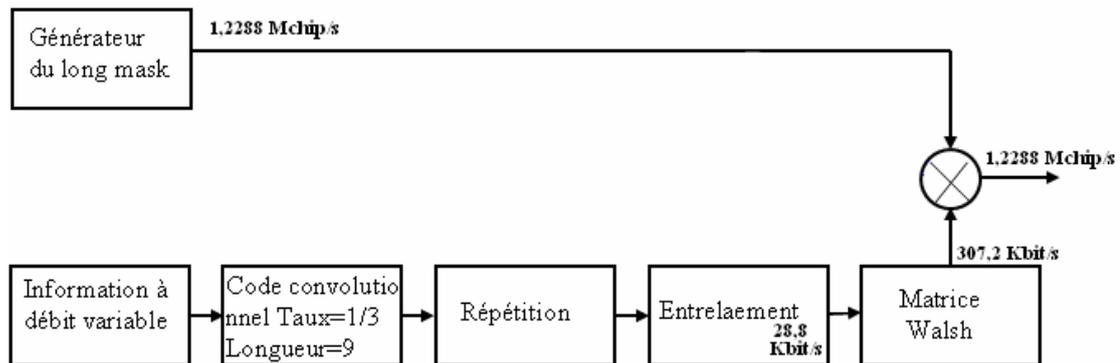


Figure 2.17 Schéma bloc d'un sens montant

2.5.1.3 Sens descendant

La technique de transmission sur la voie descendante est différente de la précédente. Tout d'abord, une orthogonalité est introduite sur la transmission entre la station de base et le terminal. La matrice WH de dimension 64 sert à étaler l'information binaire. A la sortie du multiplexeur de données, une des lignes de matrice W_j module les blocs d'information. Le choix de la ligne dépend du type d'information ou du canal logique utilisé, trafic ou contrôle. Dans le sens descendant, la protection contre les erreurs est moins performante, en raison du fait que la transmission est accomplie par un seul émetteur (la station de base). Par conséquent, la puissance des signaux bénéficie d'un meilleur contrôle que sur la voie montante, et une synchronisation parfaite règne du fait que tous les signaux proviennent en simultané d'une même antenne. Une étape inédite concerne le contrôle de puissance. La station de base gère la puissance des signaux des utilisateurs. Elle doit transmettre un élément binaire, qui ordonne à chaque utilisateur de diminuer ou d'augmenter sa puissance d'un décibel. Cela fait partie de la procédure dite de la "Boucle Fermé", et le débit de cette opération est égal à 800 bit/s. Le circuit de la voie descendante se scinde en deux parties ; le générateur de séquence aléatoire, ou le long mask, et le traitement de l'information de l'utilisateur. La génération des séquences se fait comme sur la voie montante. Une séquence de $2^{42} - 1$ chips est produite lors de la transmission. Elle permet de masquer l'information, et

ainsi de la protéger. De même, quatre débits sont proposés : 1200, 2400, 4800, 9600 bit/s. Ces débits sont d'abord traités par un codage convolutionnel de taux $\frac{1}{2}$ et répétés respectivement 8, 4, 2 et 1 fois pour obtenir un débit final de 19.2 Kbit/s (9600×2). Pour que s'additionnent la séquence de l'information, il faut que leur débit devienne comparable. C'est alors qu'intervient un décimateur de type 64 :1, chargé de ce nivellement. Un second décimateur, 24 :1, participe à l'insertion des bits assurant le contrôle de puissance d'un débit de 800 bit/s. Rappelons qu'un décimateur $n : m$ remplace n bits par m autres bits. Une fois le multiplexage réalisé, l'information est étalée par un code orthogonal et envoyée au circuit QPSK.

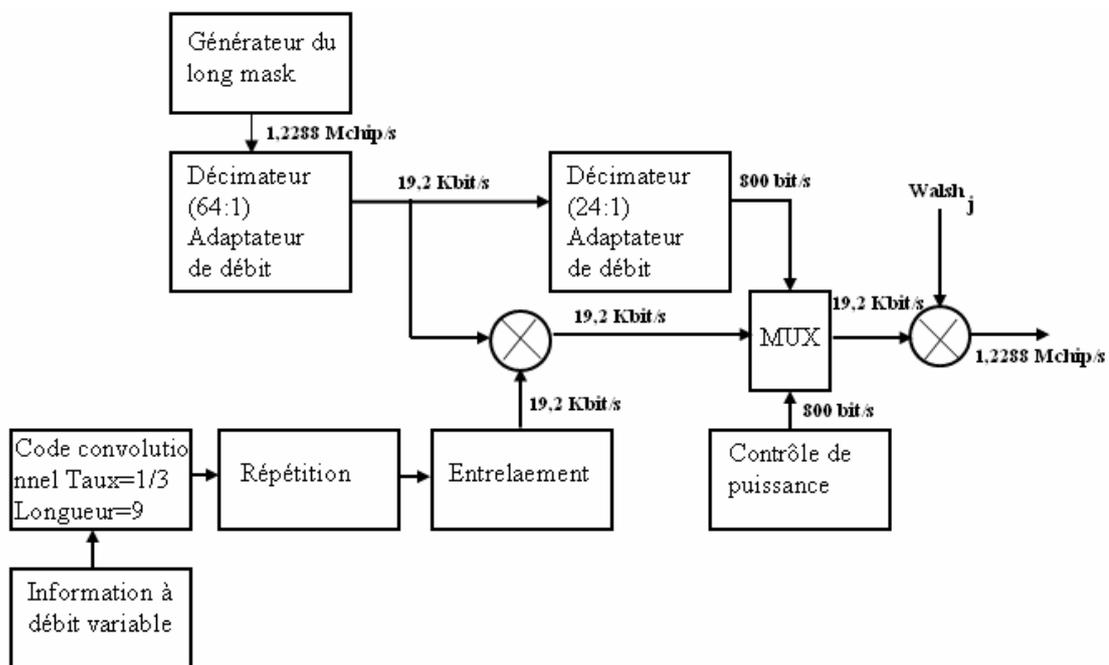


Figure 2.18 Schéma bloc d'un sens descendant

2.5.1.4 Les canaux logiques

Entité de transport, le canal physique est défini par une porteuse et un code. Il ignore la teneur des informations qu'il achemine, d'où la nécessité d'instaurer un niveau supérieur pour gérer les canaux physiques: c'est le canal logique. Différents canaux logiques ont été établis pour accomplir les fonctions de l'IS95. On distingue, par exemple, le trafic et l'information de contrôle, appelée également signalisation. Cette signalisation peut être commune pour tous les utilisateurs d'une cellule ou dédiée à un utilisateur particulier. Dans l'IS95, une station de base peut détenir une ou plusieurs porteuses. Quand le nombre de porteuses excède 1, la station de base peut limiter le nombre des canaux de signalisation sur une porteuse et réserver les autres plutôt au trafic. Le terminal doit pour cela exécuter la procédure suivante: il choisit d'abord un point d'accès au système, à savoir une station de base, puis mesure tous les signaux des

stations de base et en sélectionne le plus fort, sélection rendue possible par le canal logique pilote. A l'aide du canal de synchronisation, le terminal se synchronise ensuite avec une station de base choisie puis scrute le canal de Paging pour obtenir toutes les informations et les identificateurs qui lui sont nécessaires pour accéder au système. Une fois passé cette étape, il se réfugie dans un état d'attente (Idle), où il est enregistré mais demeure inactif. Selon qu'un utilisateur envoie ou réceptionne un appel, il sollicite le canal Access pour en commander un autre de Trafic. Le canal de Trafic véhicule l'information utile ainsi que la signalisation nécessaire au maintien du lien. La réponse en provenance de la station de base emprunte le canal Paging, qui lui indique l'assignation d'une ressource.

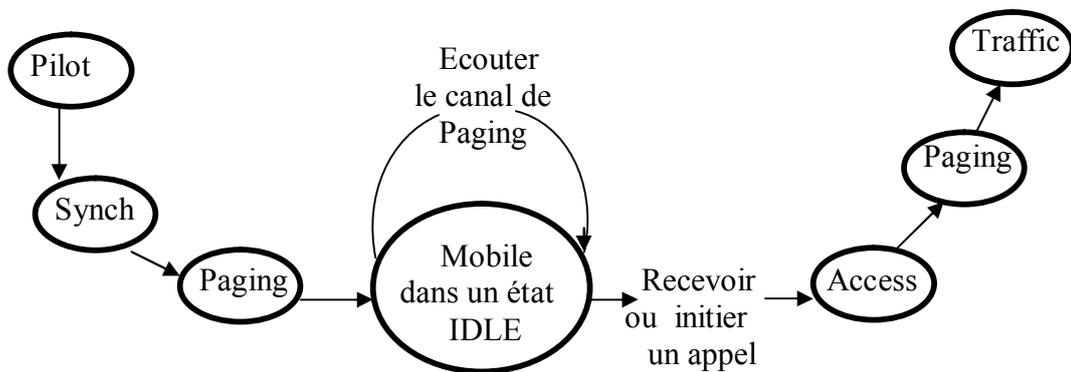


Figure 2.19 procédure de transmission IS-95

2.5.2 UMTS

La troisième génération (3G) de système cellulaire a adopté l'étalement de spectre comme solution pour la transmission des données dans la couche physique. Contrairement aux systèmes IS-95 ou CDMAOne (systèmes à étalement de spectre de la génération précédente), la nouvelle norme, appelée Universal Mobile Telecommunications System (UMTS), utilise des codes longs dans la voie descendante. Le système est conçu pour la communication vocale et pour la transmission des données. En particulier, la voie descendante est très importante, en raison de la demande asymétrique des données, c'est-à-dire, plus de téléchargement vers les mobiles que vers la station de base. En outre, l'UMTS utilise pour la voie descendante un étalement orthogonal avec un facteur d'étalement variable (OVSF pour Orthogonal Variable Spreading Factor). Cette caractéristique permet d'augmenter le débit de données d'un ou plusieurs utilisateurs en réduisant leur facteur d'étalement sans changer le facteur d'étalement d'autres utilisateurs.

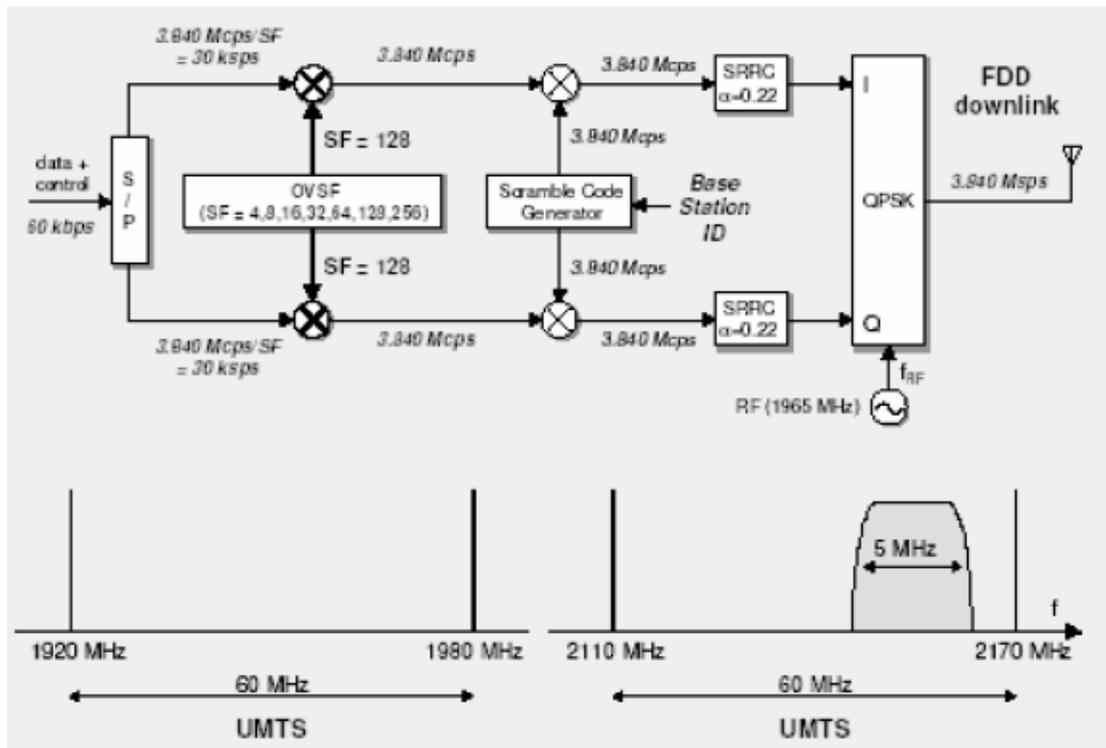


Figure 2.20 Schéma bloc du système UMTS dans le sens descendant

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons montré que la technique d'accès multiple CDMA se distingue aux autres techniques (FDMA et TDMA) par sa robustesse aux brouillages et sa capacité d'un nombre important d'utilisateurs. Cette technique se divise en deux types FH-CDMA et DS-CDMA, ce dernier type est le plus utilisé dans le domaine de la communication mobile, c'est pour quoi nous avons bien détaillé ses différentes parties de transmission. Ensuite nous avons parlé sur la technique hybride MC-CDMA qui permet d'améliorer les performances de DS-CDMA. En fin, pour entamer le chapitre de simulation, nous avons présenté brièvement deux applications de DS-CDMA : IS-95 et UMTS.

CHAPITRE 3

SIMULATION ET RESULTATS

3.1 INTRODUCTION

Notre modèle de simulation est basée sur le système américain IS-95A qui a été considéré comme étant l'unique système opérationnel fonctionnant en CDMA [2], il est important de s'y arrêter pour en examiner la technologie, puisque la méthode CDMA est celle qui a été adoptée comme méthode d'accès pour l'ensemble des réseaux de troisième génération.

3.2 CHAINE DE TRANSMISSION DANS LE SYSTEME IS-95A

Comme on a déjà vu dans le chapitre 2, l'IS-95A fonctionne en séquence directe et occupe une largeur de bande de 1,25 MHz par porteuse et par sens de communication (duplex) : station de base vers terminal (forward) et terminal vers station de base (reverse).

Le modèle simplifié de notre système se compose (**Figure 3.1**):

- Emetteur
- Canal radio
- Récepteur

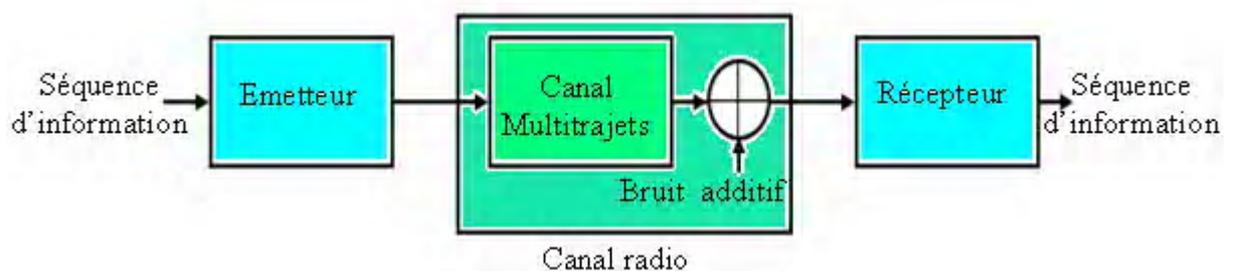


Figure 3.1 Modèle simplifié du système IS95 A

3.2.1 EMETTEUR

Le bloc de l'émetteur est divisé en trois sous blocs (**Figure 3.2**):

- Le bloc du traitement d'information.

- Le bloc d'étalement.
- Le bloc de modulation et d'émission.

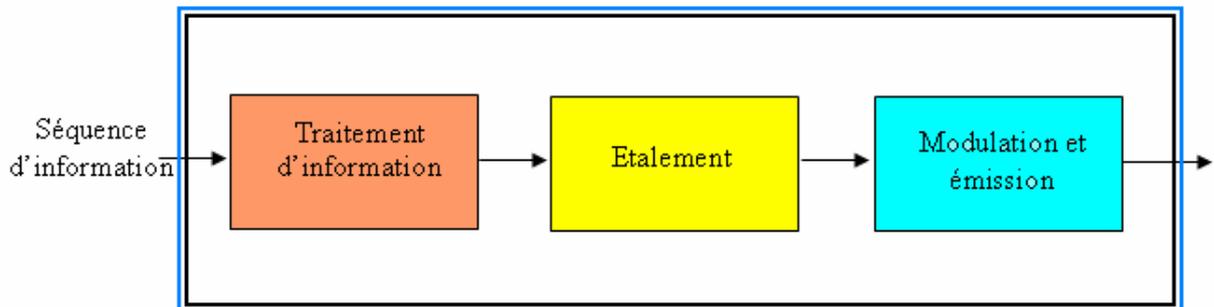


Figure 3.2 Bloc de l'émetteur

3.2.1.1 Bloc de traitement d'information

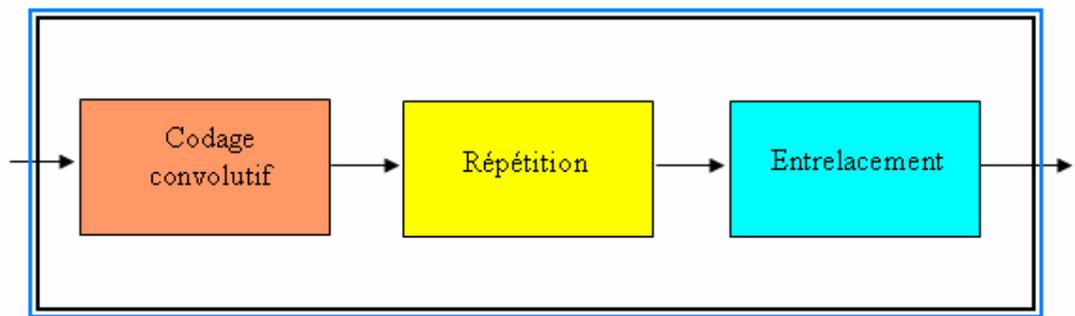


Figure 3.3 Bloc du traitement d'information

3.2.1.1.1 Codage convolutif

Lorsque l'on affronte des milieux très bruités comme dans le cas des liaisons satellites ou terrestres, il convient de renforcer encore les mesures de protection des données à transmettre. Nous allons mettre en oeuvre maintenant un code convolutif. Si l'on regarde bit à bit le signal, aucun lien ne les relie. Chaque bit est rigoureusement indépendant.

L'idée du code convolutif est de lier un bit à un ou plusieurs bits précédents et d'ajouter des bits redondants de sorte à pouvoir détecter et corriger des bits erronés[17].

La **Figure 3.4** représente un codeur convolutif de taux $1/2$ et de longueur mémoire 7. On voit que chaque bit incident va générer deux bits sortants et qu'il sera lié aux 6 bits précédents. Le bit 1 de sortie est un "OU exclusif" entre les bits 1, 2, 3, 4 et 7 tandis que le bit 2 de sortie est un "OU exclusif" des bits 1, 3, 4, 6 et 7.

En IS95 A et dans la voie montante (reverse) le taux de l'encodeur est de $1/3$, tandis que dans la voie descendante (forward) est de $1/2$. Ainsi, sa longueur mémoire est la même ($L=9$) dans les deux sens.

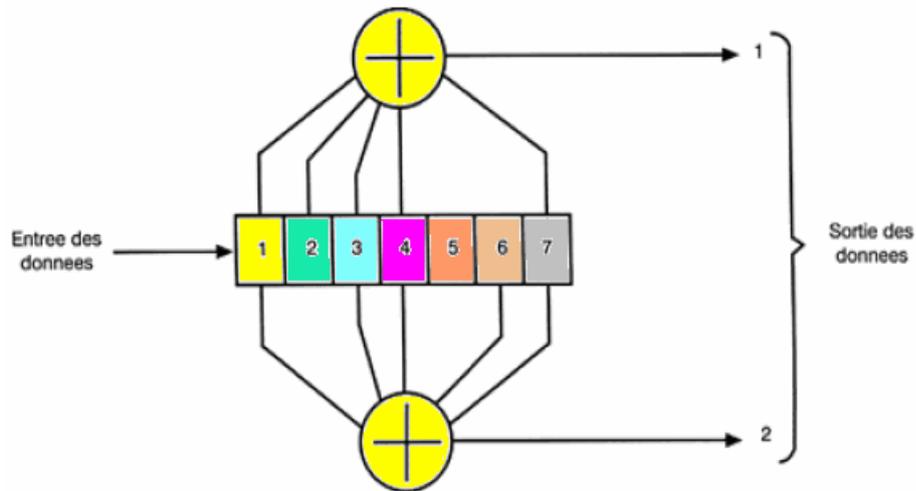


Figure 3.4 Principe du codage convolutif

Avantage : ce code dit "en treillis" va permettre de retrouver la valeur la plus probable d'un bit en observant les bits précédemment reçus. Ce n'est pas très évident à expliquer mais c'est très efficace dans la réalité [6].

Inconvénient : on vient de doubler le débit de la trame TS. Quand on connaît le prix du bit transmis, on utilise le poinçonnement pour augmenter le débit.

L'opération de décodage est réalisée en réception par le décodeur de Viterbi [6].

3.2.1.1.2 Répétition

Ce bloc consiste à répéter les symboles de trames du codage convolutif quand ils ont un débit inférieur que le débit total « full rate », chaque symbole est répété de 1,3 et 7 fois quand le rapport du débit d'entrée dans ce bloc sur le débit total est d'un taux de : 1, 1/4 et 1/8 respectivement [2].

3.2.1.1.3 Entrelacement

L'entrelacement est un élément fondamental de nombreux systèmes de communications numériques qui demandent un codage de correction aval des erreurs. L'entrelacement des symboles codés offre une forme de diversité dans le temps pour prévenir la corruption localisée et les paquets d'erreurs. Par le passé, la stratégie d'entrelacement était faiblement liée, en général, à la méthode choisie de correction aval des erreurs. Les méthodes concaténées de correction aval des erreurs, telles que les codes concaténés qui comprennent les codes convolutifs et Reed-Solomon, sont des exceptions [17]. Dans le cas présent, les paramètres d'entrelacement sont sélectionnés avec soin pour qu'ils puissent s'adapter aux capacités de correction des erreurs des codes utilisés.

3.2.1.2 Bloc d'étalement

- Le bloc d'étalement dans le sens descendant « forward »

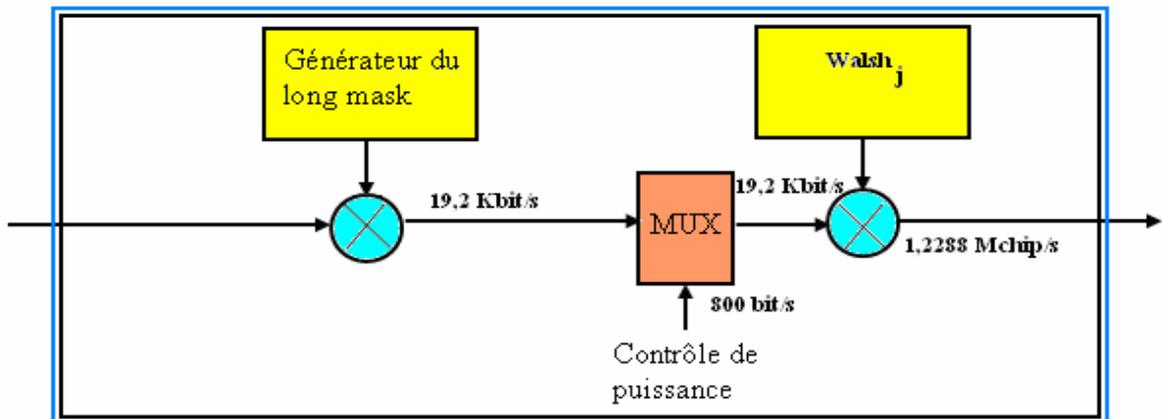


Figure 3.5 Bloc d'étalement dans le sens descendant « forward »

- Le bloc d'étalement dans le sens montant « reverse »

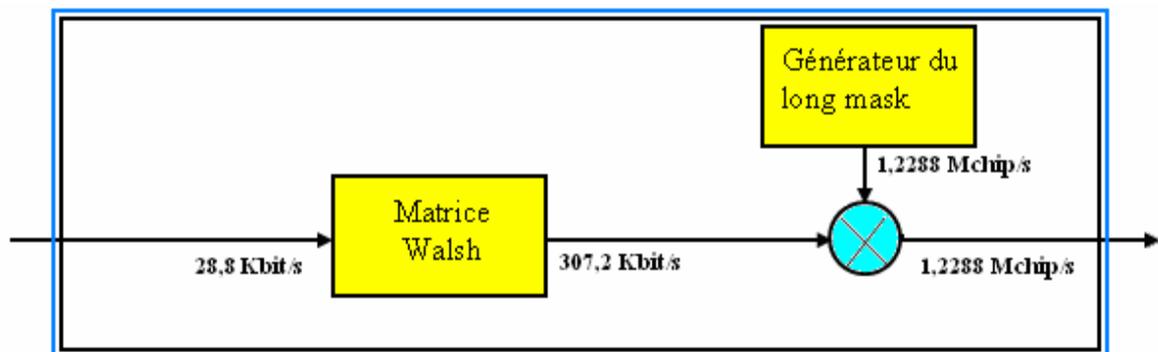


Figure 3.6 Bloc d'étalement dans le sens montant « reverse »

3.2.1.2.1 Code Wash-Hadamard

Commençons d'abord par un des codes le plus utilisé dans les systèmes DS-CDMA : Les sequences wash-Hadamard (WH). Ces séquences fournissent un ensemble de codes orthogonaux qui permettent, dans un système multi utilisateur synchrone, de minimiser l'interférence entre utilisateurs. De plus, comme il s'agit de séquences réelles avec enveloppe constante, l'étalement et le désétalement temporels peuvent être faits de façon très simple, en utilisant seulement des sommations et soustractions. De plus, s'il faut étaler ou désétaler plusieurs codes simultanément, on peut utiliser la transformée de Hadamard rapide [2]. Partant d'un motif $W_1 = [0]$, on ne considère que des matrices carrées d'une dimension L multiple de 2. La matrice W_L devient :

$$W_L = \begin{pmatrix} W_{L/2} & W_{L/2} \\ W_{L/2} & \overline{W_{L/2}} \end{pmatrix}$$

$\overline{W_{L/2}}$ correspond au complément de $W_{L/2}$ par rapport à 1.

$$W_1 = (0) \quad W_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad W_4 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \end{pmatrix}$$

Les lignes des matrices Walsh sont orthogonales entre elles. On constate aux lignes 3 et 4 de la matrice W_4 que le produit scalaire est égal à :

$$-1 \times -1 + 1 \times -1 + -1 \times 1 + 1 \times 1 = 0$$

En matière de signal le 0 n'existe pas et est généralement remplacé par un niveau correspondant à l'inverse du signal traduisant le 1. Cette matrice joue également un rôle de code correcteur. En effet, les lignes constituent un code dont la distance minimale est égale à $L/2$. Pour une matrice de 64 lignes, on peut protéger l'information par bloc de six bits. À l'arrivée de chacun des blocs, on envoie une ligne de 64bits ($2^6 = 64$), ce qui forme un code correcteur $C(64, 6)$.

Conclusion sur l'utilisation des codes WH

- Bonnes propriétés d'orthogonalité dans le cas des utilisateurs synchrones et absence de multi-trajets, cas impossible en réalité.
- Solution : code WH utilisés en combinaison avec d'autres codes (IS-95/UMTS).

3.2.1.2.2 Long Code

Dans le sens montant, une solution possible pour les problèmes d'étalement des séquences WH est l'utilisation de longues séquences d'embrouillage (ou scrambling). L'embrouillage est fait en multipliant le code d'étalement WH par un morceau de la séquence d'embrouillage.

Dans le sens descendant, le long code est utilisé comme un code d'étalement et d'embrouillage du signal d'information. Cette séquence est obtenue à partir d'une séquence pseudo-aléatoire très longue ($2^{42}-1$) au moyen d'un registre à décalage de 42 cases.

Le polynôme du long code est:

$$p(x) = x^{42} + x^{35} + x^{33} + x^{31} + x^{27} + x^{26} + x^{25} + x^{22} + x^{21} + x^{19} + x^{18} + x^{17} + x^{16} + x^{10} + x^7 + x^6 + x^5 + x^3 + x^2 + x + 1$$

L'état initial du registre à décalage dépend de ce fait du temps de système.

L'idée consiste à faire que les séquences deviennent plus blanches et, donc, que le signal soit plus étalé. En outre, un des problèmes posés par le code long est de savoir comment faire pour que l'utilisateur sache quel est le morceau utilisé pour le symbole actuel.

Une solution possible est de faire une recherche exhaustive, afin de retrouver quel est le bon morceau. Cependant, cette recherche augmente le temps d'acquisition de la synchronisation. Une autre solution consiste à allouer plus de ressources pour faire la recherche en parallèle[.

3.2.1.3 Bloc de modulation et d'émission

- Le bloc modulation dans le sens descendant « forward »

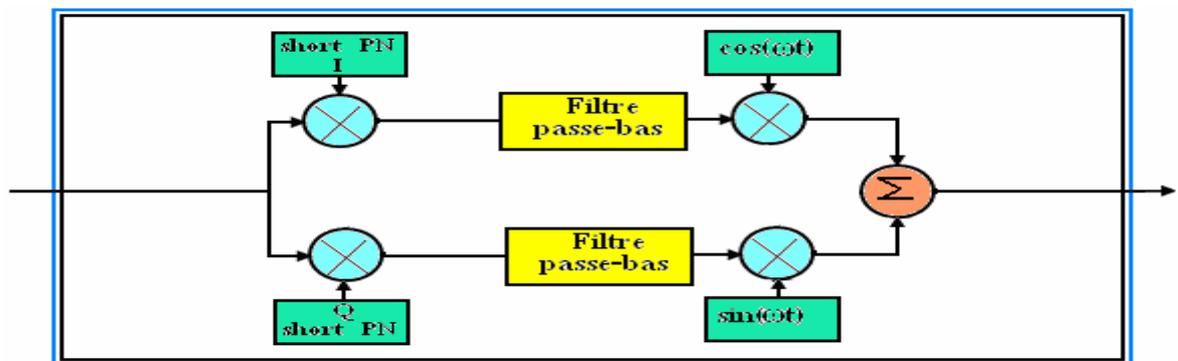


Figure 3.7 Bloc de modulation dans le sens descendant « forward »

- Le bloc modulation dans le sens montant « reverse »

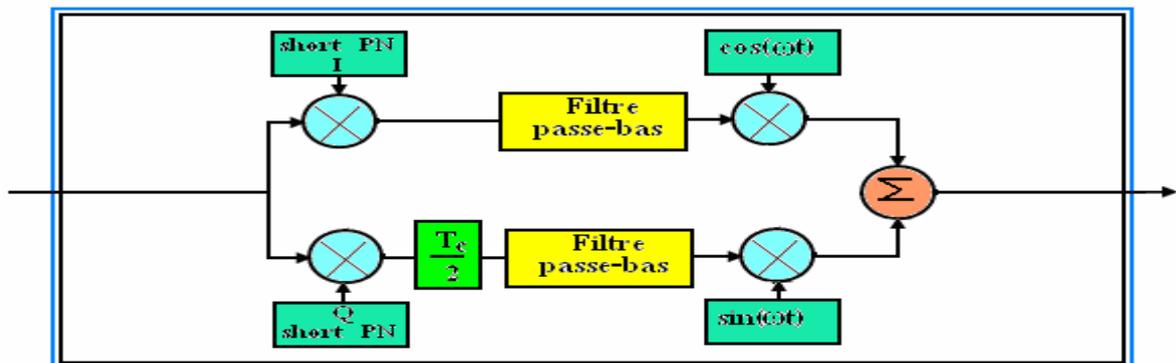


Figure 3.8 Bloc de modulation dans le sens montant « reverse »

3.2.1.3.1 Shorts Code

Dans les deux sens de transmission, le short code est composé de deux séquences « I » et « Q », générés par un registre à décalage de 15 cases, le code se répète après chaque $2^{15}-1$ séquences. Le short code est utilisé pour étaler et moduler en quadrature le signal de sortie.

Dans le sens montant « reverse » la partie imaginaire Q doit retarder une demi période d'un chip par rapport à I avant la modulation QPSK.

3.2.1.3.2 Modulation QPSK

Modulation QPSK (Quaternary Phase Shift Keying ou modulation à déplacement de phase à 4 états). C'est en fait une combinaison de deux modulations d'amplitude à porteuse supprimée. Les deux porteuses, appelé I et Q, sont, bien sûr, déphasées de 90°.

On peut résumer cela de la manière suivante :

x valant +X pour un bit à 0 et -X pour un bit à 1 et y valant +Y pour un bit à 0 et -Y pour un bit à 1. Un symbole transmis contient deux bits d'informations. On a également, sur un diagramme des constellations, que même si les points deviennent des tâches, à cause du bruit, ce n'est pas très grave. Il suffit de savoir dans quel quadrant se situe le point pour retrouver l'information.

3.2.2 CANAL RADIO

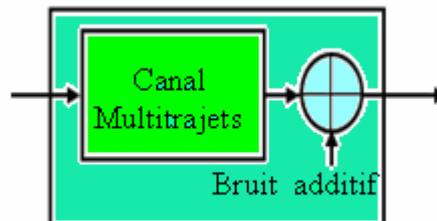


Figure 3.9 Canal radio multitrajets à bruit additif

3.2.2.3.1 Bruit additif AWGN

Le canal AWGN permet de représenter fidèlement la majorité des liaisons radio en vue directe, lorsque le bruit de la liaison n'est dû qu'au bruit thermique du récepteur.

Le bruit est modélisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle et de variance σ^2 , dont la densité de probabilité est donnée par la formule [2] :

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.1)$$

3.2.2.3.2 Canal multitrajets de Rayleigh

Le canal d'un système de communication mobile ne se limite pas à la simple addition de bruit thermique. En effet, il n'y a généralement pas de vue directe entre l'émetteur et le récepteur, et différentes copies d'un même signal peuvent lui parvenir décalées de quelques instants après réflexion sur des obstacles. Ce phénomène de trajets multiples crée des

évanouissements du signal reçu. De plus, compte tenu de la mobilité de l'utilisateur et de la variabilité de son environnement, le canal est variable dans le temps. Enfin la vitesse de déplacement de l'émetteur relativement au récepteur provoque un glissement de la fréquence du signal. C'est l'effet Doppler bien connu. Le canal de Rayleigh est, par définition, un canal multitrajets, comportant une infinité de trajets non discernable. Pour lutter contre les évanouissements créés par ces canaux, les systèmes de communication numériques mettent en œuvre des moyens de protection, tels que le codage et le décodage de canal [2].

3.2.3 RECEPTEUR

De même que l'émetteur, on peut diviser le bloc du récepteur en trois sous bloc qui sont :

- Le bloc de démodulation
- Le bloc de désétalement
- Le bloc de traitement d'information

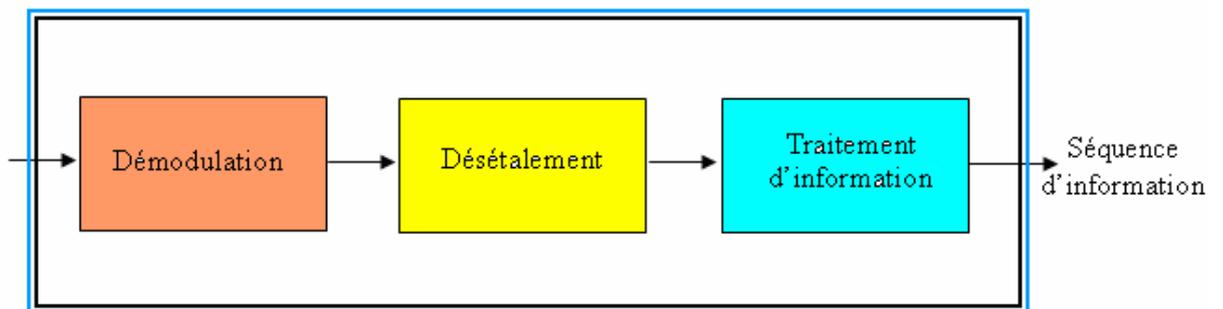


Figure 3.10 Bloc du récepteur

3.2.3.1 Démodulation

La démodulation est l'opération inverse de la modulation qui consiste à multiplier le signal d'entrée après un filtre passe-bande par les mêmes composantes de la modulation, mais qui sont générés par des générateurs locaux dans le récepteur. Dans ce cas la notion de synchronisation est très importante soit pour la démodulation RF, soit pour le short code PN.

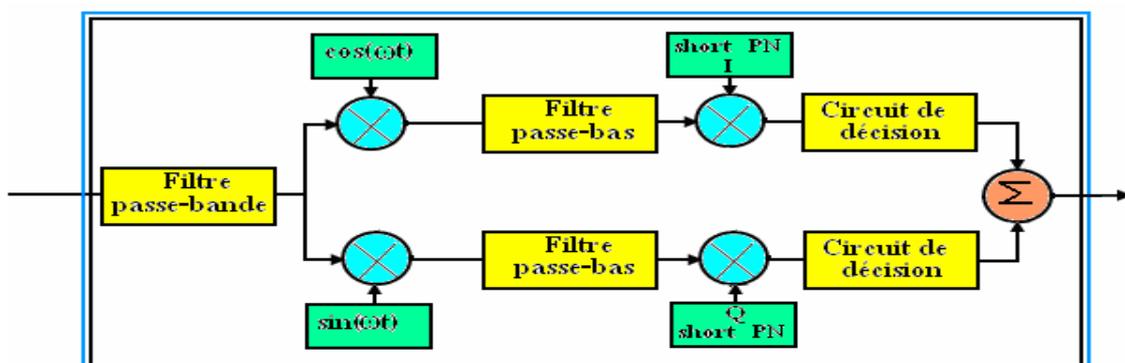


Figure 3.11 Bloc de démodulation

3.2.3.2 Désétalement

Le désétalement est dépend du sens de transmission « forward » ou « reverse ».

Dans les deus cas, on a besoin d'un bloc Rake ; cohérent pour le terminal, et non-cohérent pour la station de base, son rôle est de restituer nos séquences de données à travers le canal multi-trajets. Après le désétalement le signal dé-brouillé « descrambling » par le long code.

3.2.3.2.1 Désétalement dans le sens descendant « forward »

Le récepteur Rake, dans se cas, corrèle le signal reçu pendant chaque intervalle de code WH avec les séquences de WH et du short code pour estimer le canal et les données du signal reçu

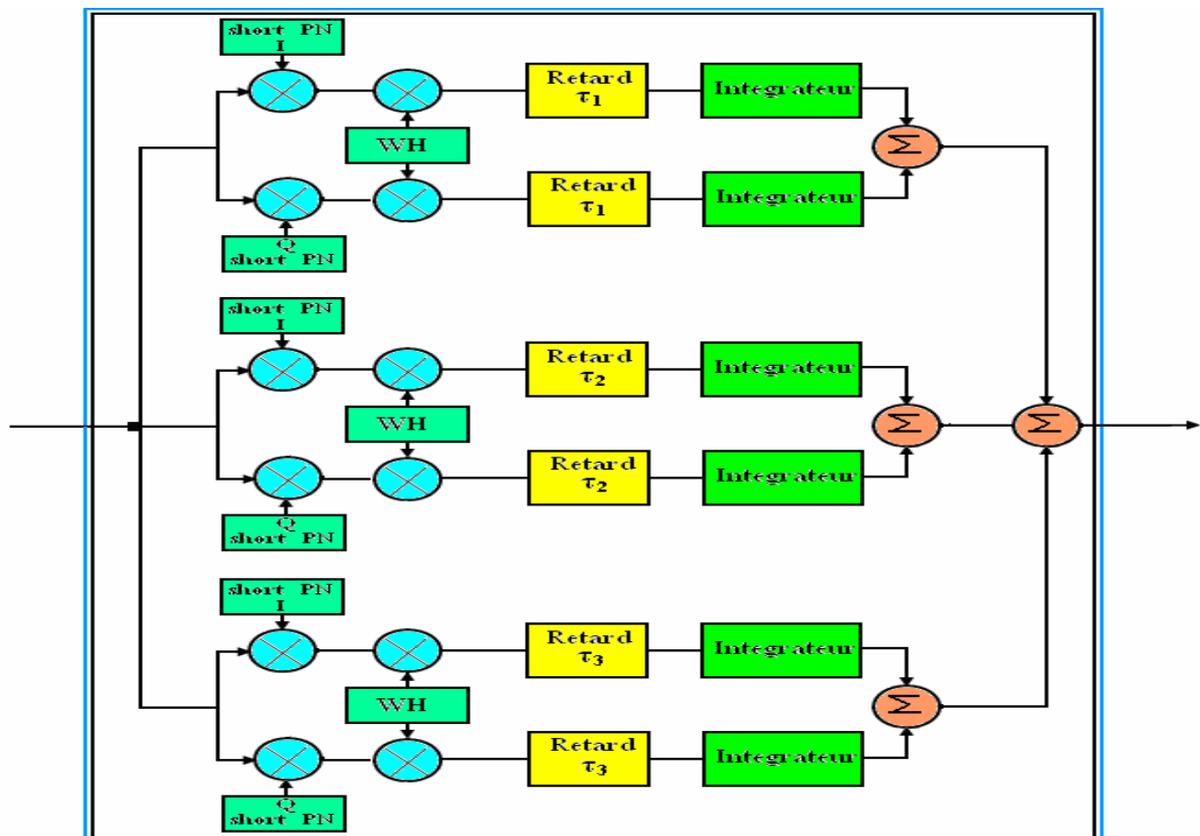


Figure 3.12 Désétalement par les doigts « fingers » d'un Rake dans le sens descendant « forward »

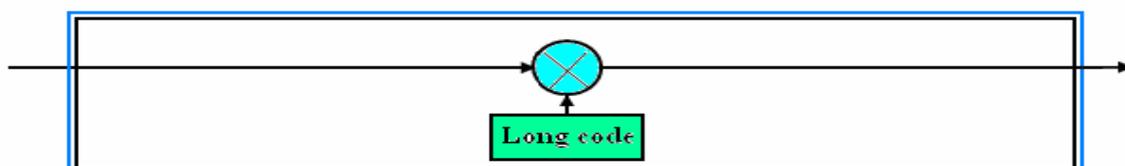


Figure 3.13 Dé-brouillage par le long code dans le sens descendant « forward »

3.2.3.2.2 Désétalement dans le sens montant « reverse »

Dans le sens montant « reverse », le Rake désétaile le signal reçu avec le short et le long code pour reconstituer les séquences de données.

Le désétalement se fait avec le short code pendant un intervalle du temps égal 1/4 de code WH, puis avec le long code pendant un intervalle du symbole, le signal résultant est intégré pendant quatre intervalles de chip pour construire un symbole de WH. Le signal désétailé est corrélé avec tous les 64 codes de WH et généré le résultat de corrélation sur la sortie du bloc.

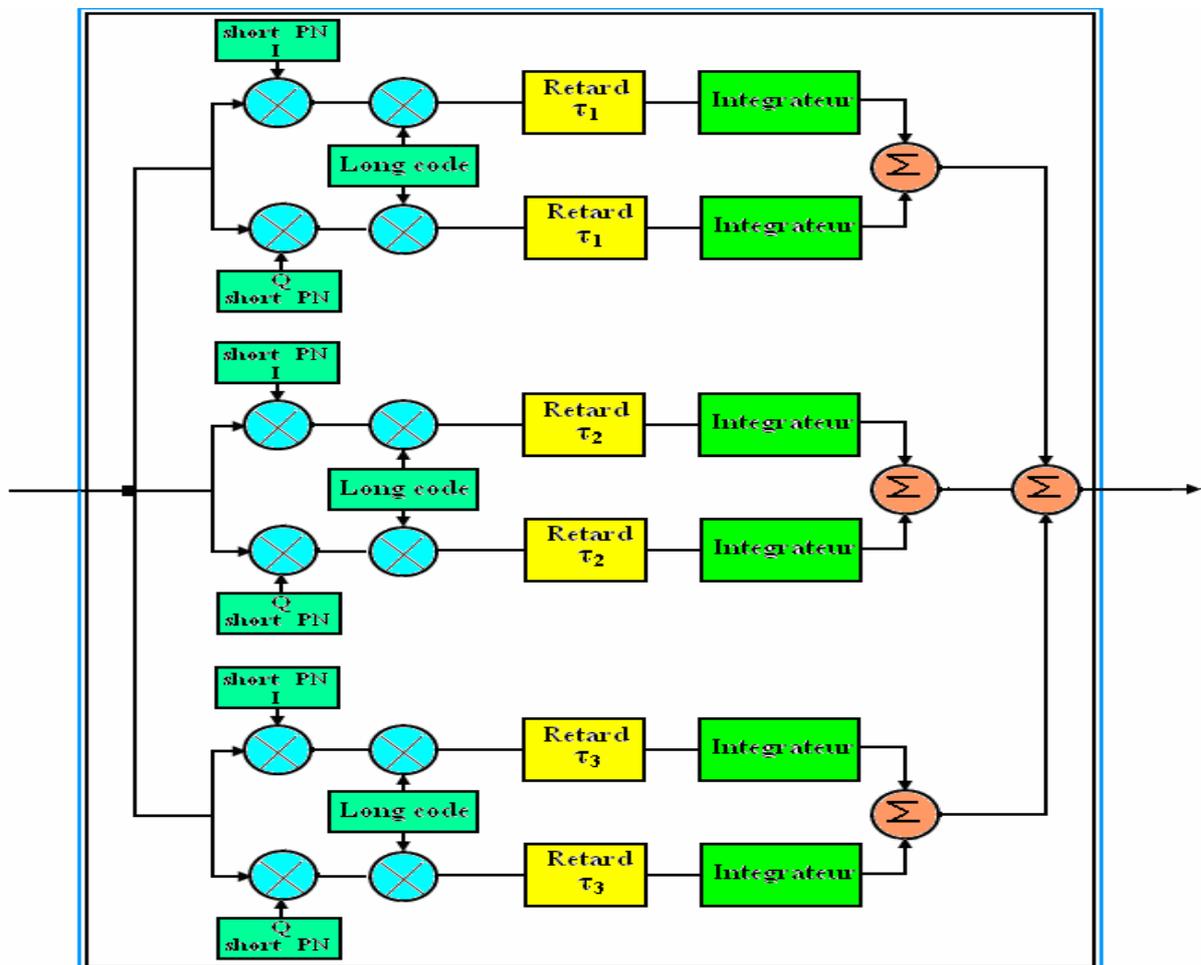


Figure 3.14 Désétalement par les doigts « fingers » d'un Rake dans le sens montant « reverse »

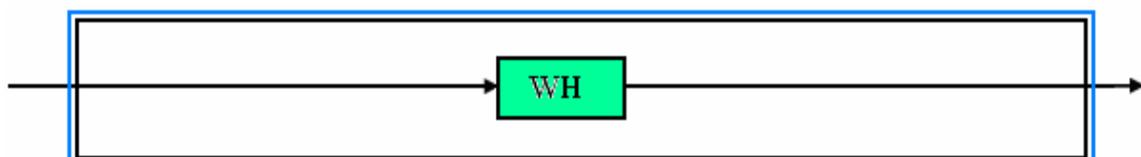


Figure 3.15 corrélation avec le code Walsh dans le sens montant « reverse »

3.2.3.2 Bloc du traitement d'information

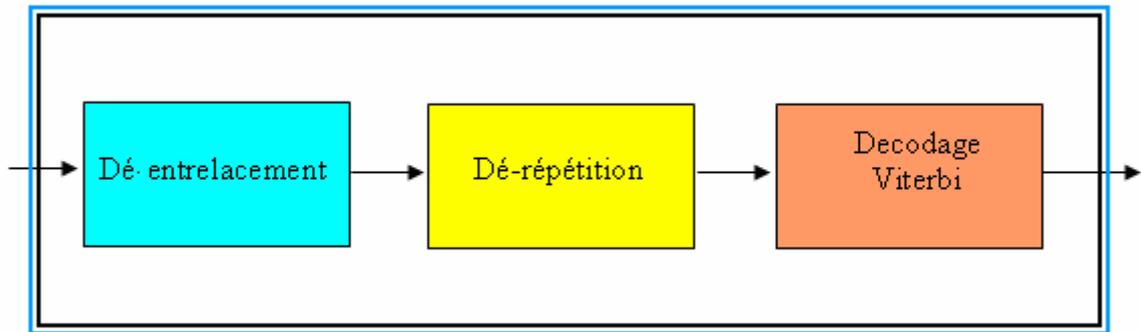


Figure 3.16 Bloc du traitement d'information en réception

3.2.3.2.1 Dé-entrelacement

C'est une opération qui consiste à remettre les symboles en ordre à la réception et corriger les erreurs effectués lors de la transmission.

3.2.3.2.2 Dé-répétition

Ce bloc consiste à rendre l'état initial de débit aux symboles de trames du codage convolutif.

3.2.3.2.3 Décodage : algorithme de Viterbi

Le décodage le plus courant est basé sur l'algorithme de Viterbi. Il consiste à rechercher dans l'arbre le chemin qui correspond à la séquence la plus probable, c'est-à-dire celle qui est à la distance minimale de la séquence reçue ou encore la séquence la plus probable.

3.2 SIMULATION D'UN SYSTEME IS-95A « en sens montant » PAR LE SIMULINK

Notre objectif est de montrer l'efficacité de la méthode CDMA comme un accès multiple de plusieurs utilisateurs. C'est pourquoi nous choisissons de simuler le système IS-95A qui est basée complètement sur cette méthode. Notre projet explique mieux l'objectif par l'utilisation d'un multiplexage de quatre utilisateurs (**Figure 3.17**), chacun possède dans le sens montant son propre code d'étalement « long code ».

Nous avons implémenté notre modèle par l'utilisation du SIMULINK qui est défini comme un programme additionnel à MATLAB pour la simulation de systèmes dynamiques. Le contrôle et la modélisation de systèmes deviennent plus aisés ; les fonctions de transfert sont écrites sous forme des blocs et les liaisons sont réalisées par des arcs orientés. Les

différents types de signaux peuvent être générés et visualisés à l'aide d'instruments virtuels. Un modèle construit à l'aide d'un assemblage de blocs élémentaires peut être encapsulé. Il peut alors enrichir la bibliothèque disponible sous SIMULINK. A chaque simulation d'un système, SIMULINK crée un fichier fonction, dit fonction S. cette fonction peut être appelée sous MATLAB. En outre, il contient un Blockset muni des blocs CDMA permettent de faciliter la simulation [18].

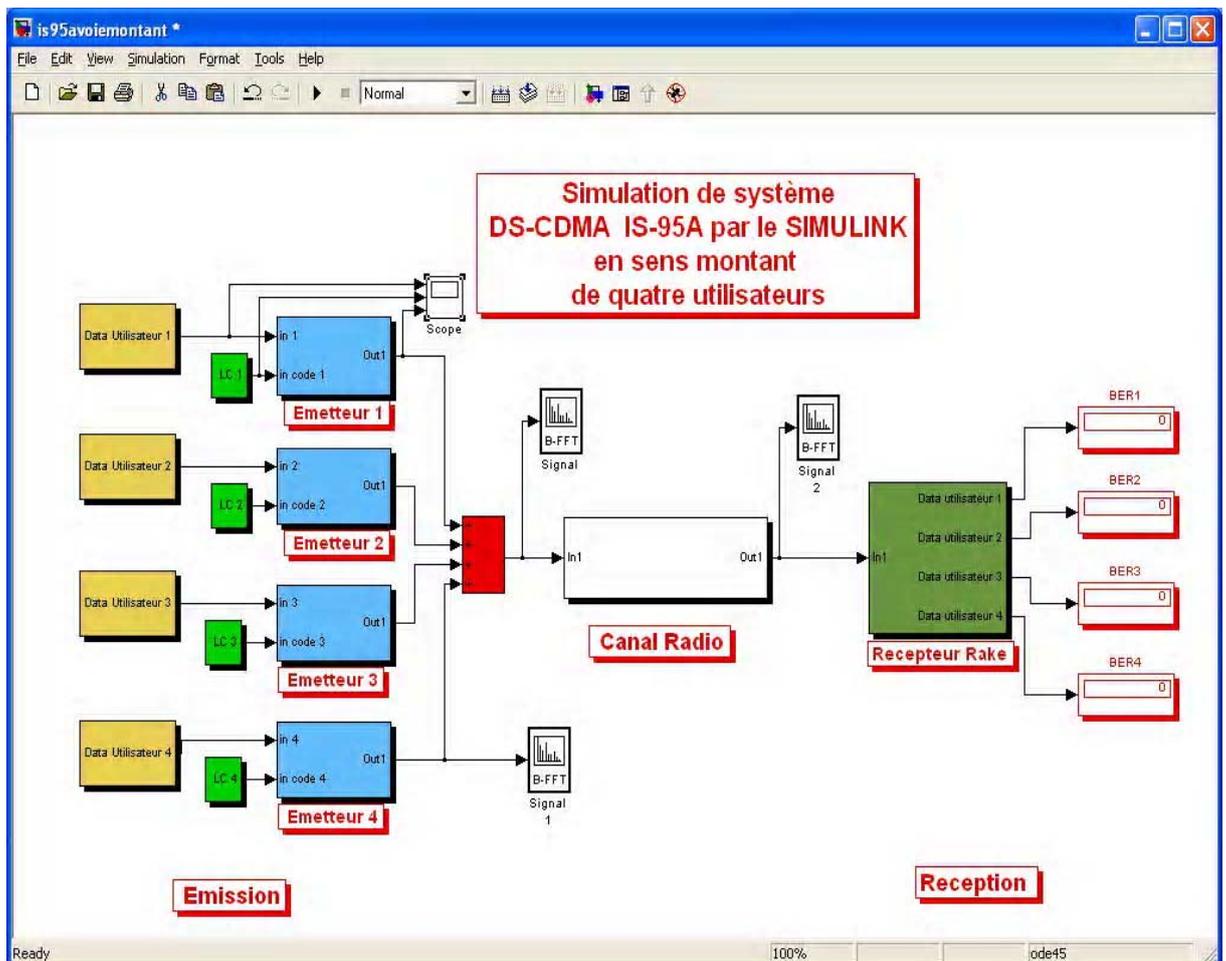


Figure 3.17 Schéma de base d'un système IS-95 A dans le sens montant « reverse »

Dans ce projet nous avons utilisé les blocs du SIMULINK suivants :

- Le générateur d'information
- La partie d'émission
- Le canal radio
- La partie de réception

3.5.1 Le générateur d'information

Le générateur d'information permet de générer un signal aléatoire pour chaque utilisateur (Figure 3.18).

3.5.2 La partie d'émission

La partie d'émission comporte trois blocs :

- bloc de traitement d'information représenté par la **Figure 3.19**.
- bloc d'étalement de spectre (**Figure 3.20**)
- bloc de modulation (**Figure 3.21**).

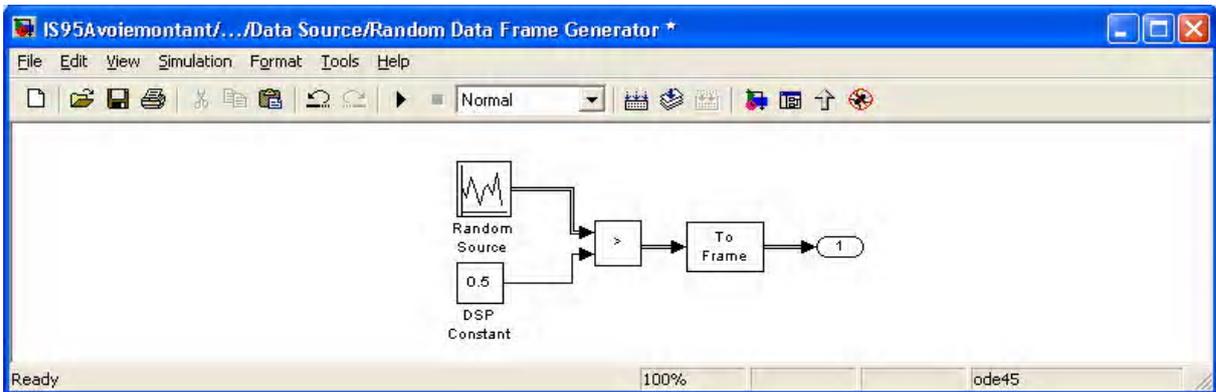


Figure 3.18 Schéma bloc d'un générateur d'information aléatoire

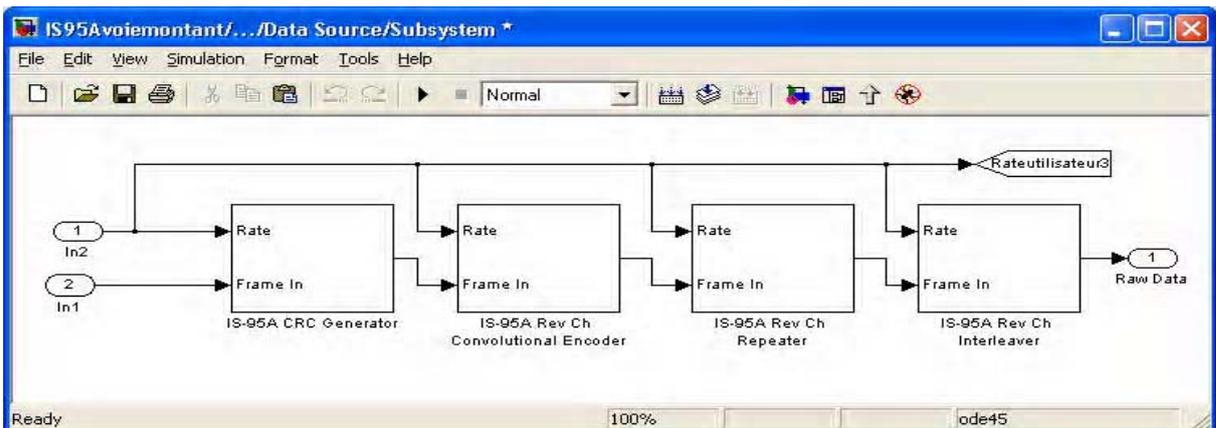


Figure 3.19 bloc de traitement d'information

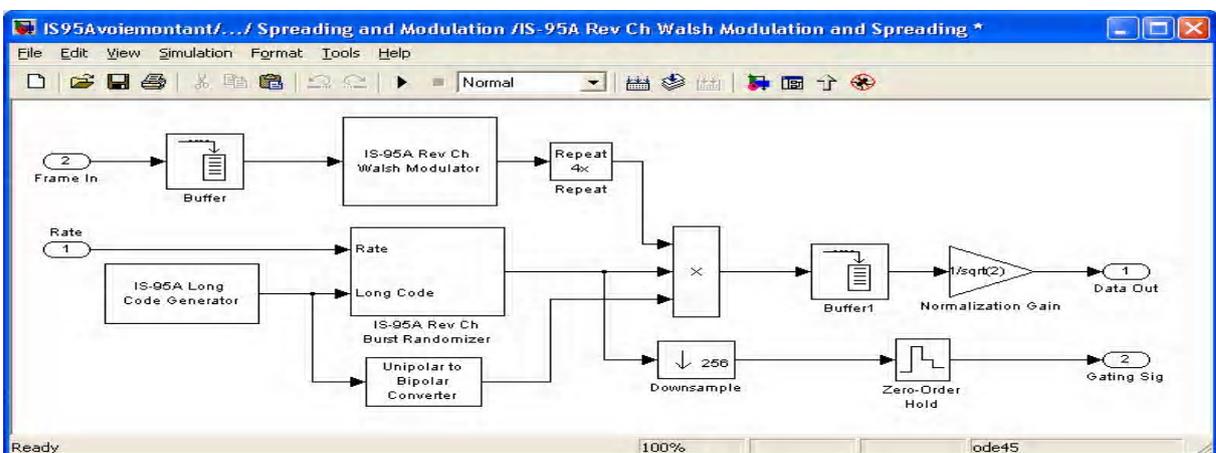


Figure 3.20 bloc d'étalement du spectre

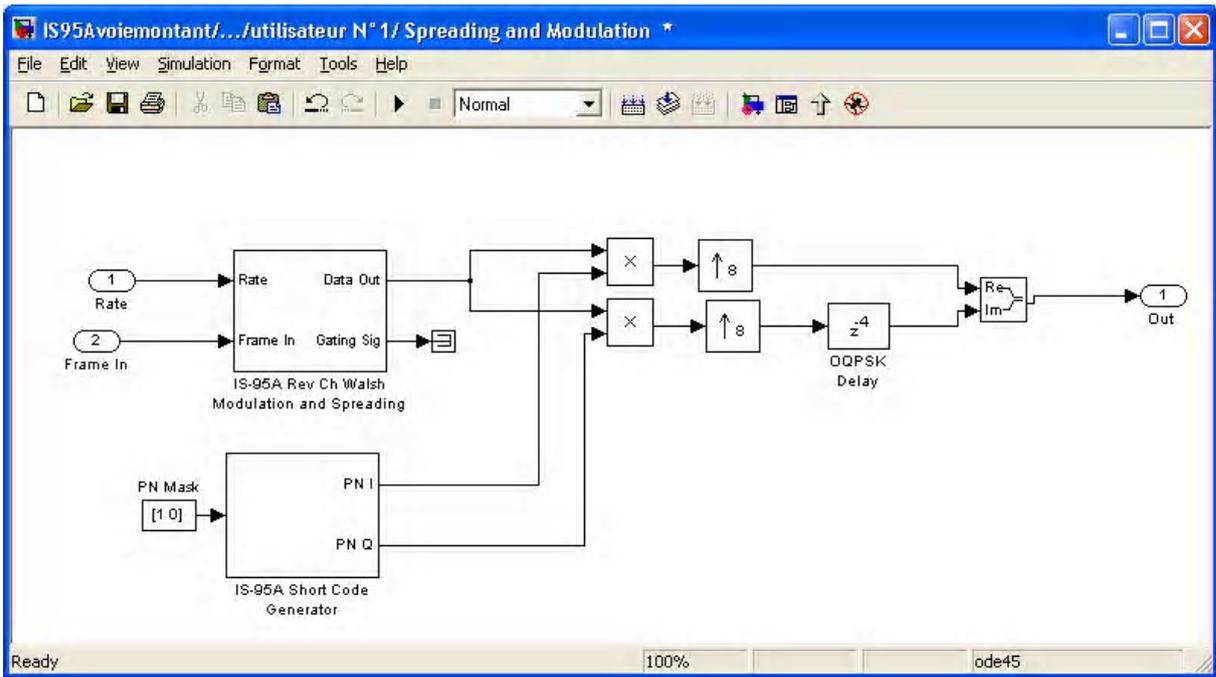


Figure 3.21 bloc de modulation

3.5.3 Le canal radio

- Canal Rayleigh.
- Canal AWGN.

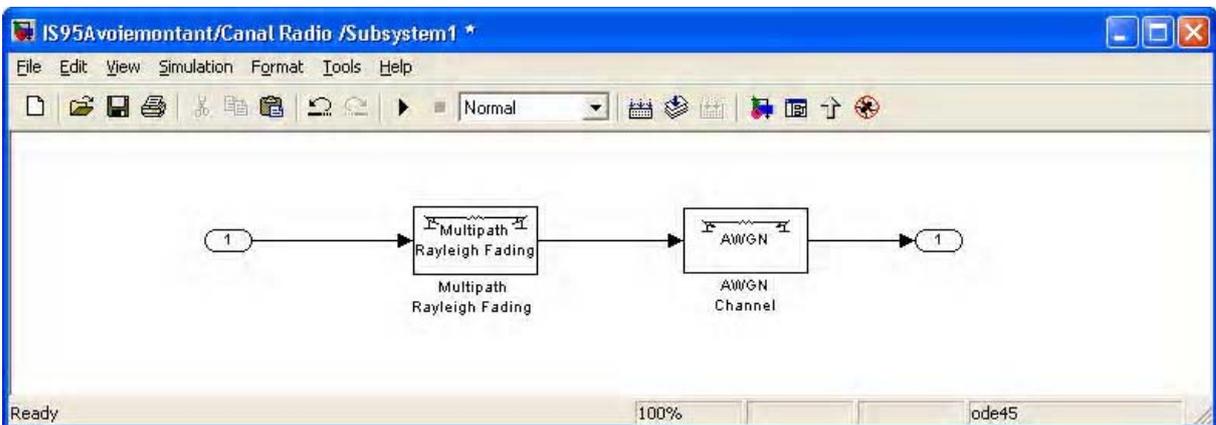


Figure 3.22 Canal radio

3.5.4 La partie de réception

- bloc de démodulation
- bloc de désétalement
- bloc de traitement de données reçues

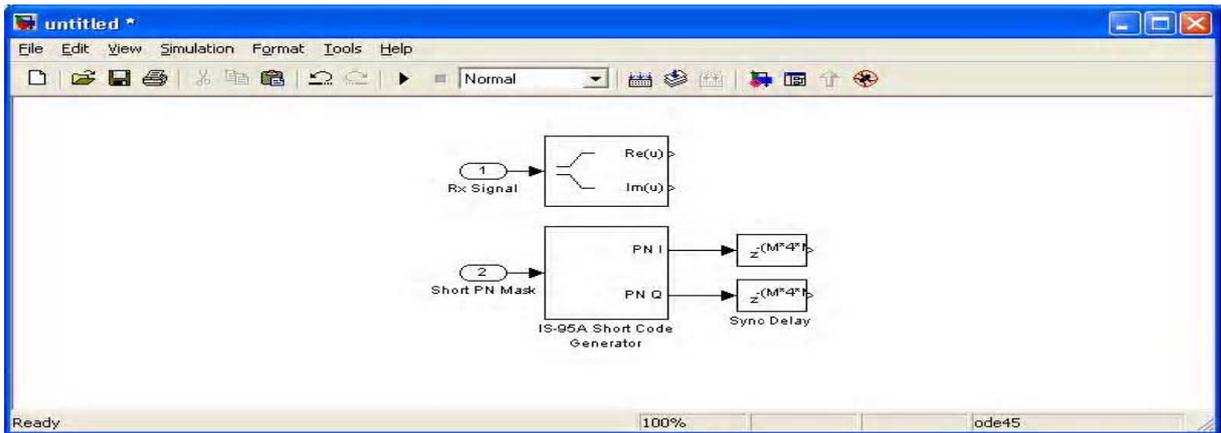


Figure 3.23 bloc de démodulation

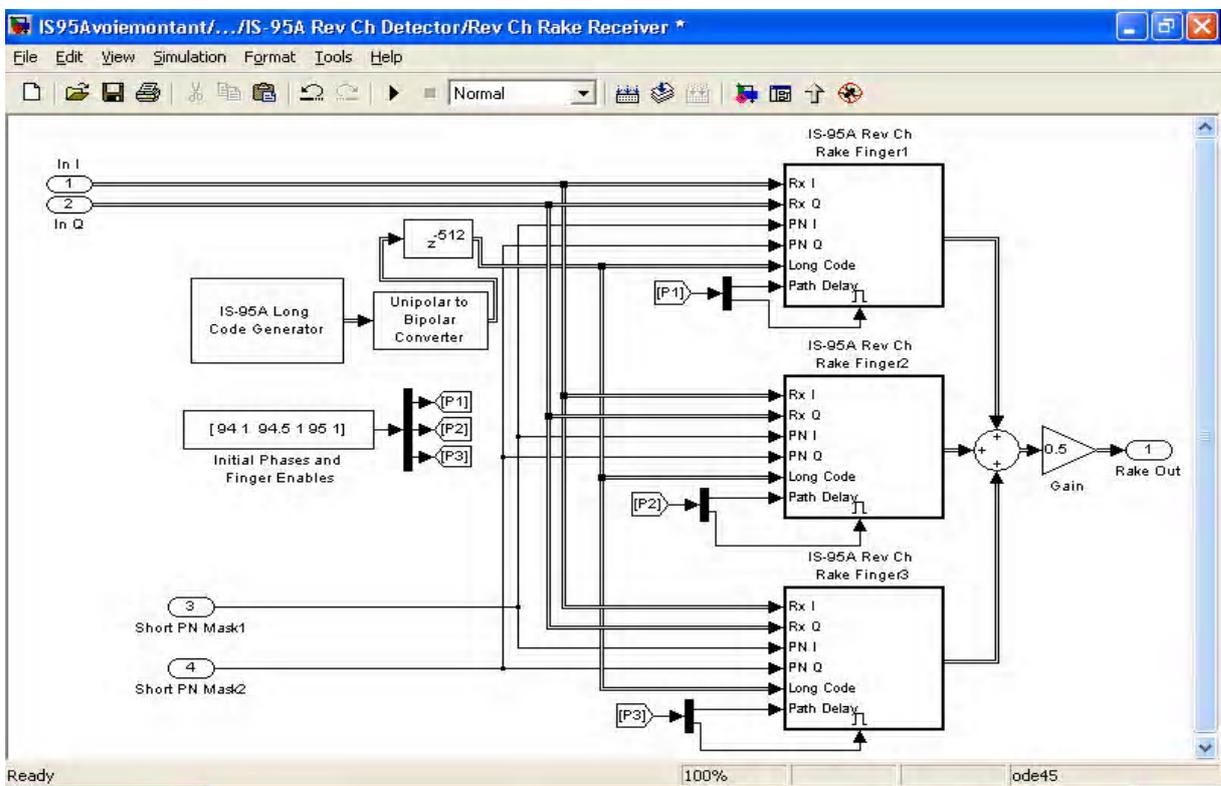


Figure 3.24 bloc de désétalement

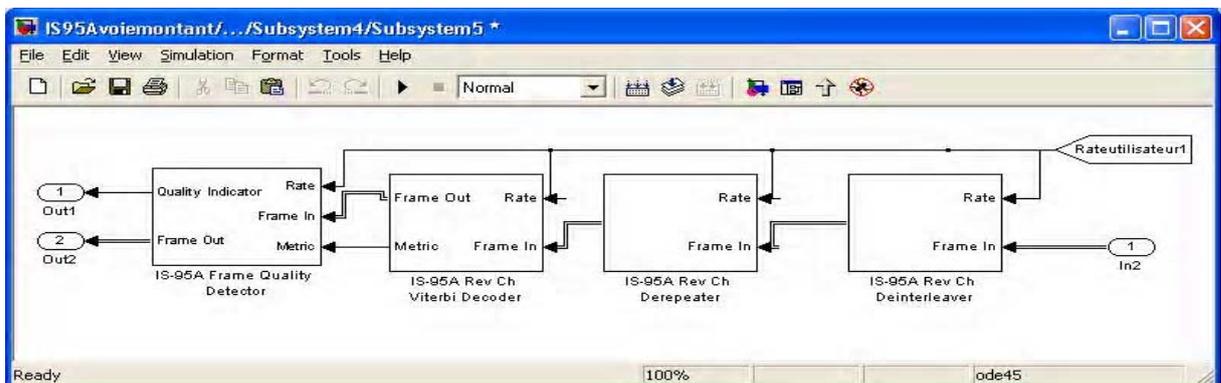


Figure 3.25 Bloc de traitement de données reçues

3.5.5 Résultats et interprétations

Les résultats obtenus sont organisés de la manière suivante :

i) Partie de visualisation

Dans la partie de visualisation, nous avons utilisé des scopes temporels et fréquentiels existent déjà dans la bibliothèque du SIMULINK pour suivre le processus des signaux dans différents points de système. Cette partie contient :

- La visualisation temporelle
 - Visualisation temporelle de signaux d'utilisateurs avant l'étalement
 - Visualisation temporelle de signal multiplexé avant le filtrage
- La visualisation fréquentielle
 - Visualisation du spectre de signal multiplexé avant le filtrage
 - Visualisation du spectre de signal multiplexé après le filtrage
 - Visualisation du spectre de signal multiplexé après le canal

ii) Partie d'évaluation les performances du système

Dans cette partie nous avons évalué les performances du système en utilisant le compteur d'erreur BER (bit error rate) qui compare les données de réception à celles d'émission et affiche le taux d'erreur entre les deux signaux. Les essais font pour les cas suivants :

- Variation de BER en fonction de l'effet Doppler
- Variation de BER en fonction du nombre d'utilisateur
- Variation de BER en fonction du retard par trajet
- Variation de BER en fonction d'atténuation par trajet
- Variation de BER en fonction du SNR

3.5.5.1 Partie de visualisation

3.5.5.1.1 La visualisation temporelle

- Visualisation temporelle de signaux d'utilisateurs

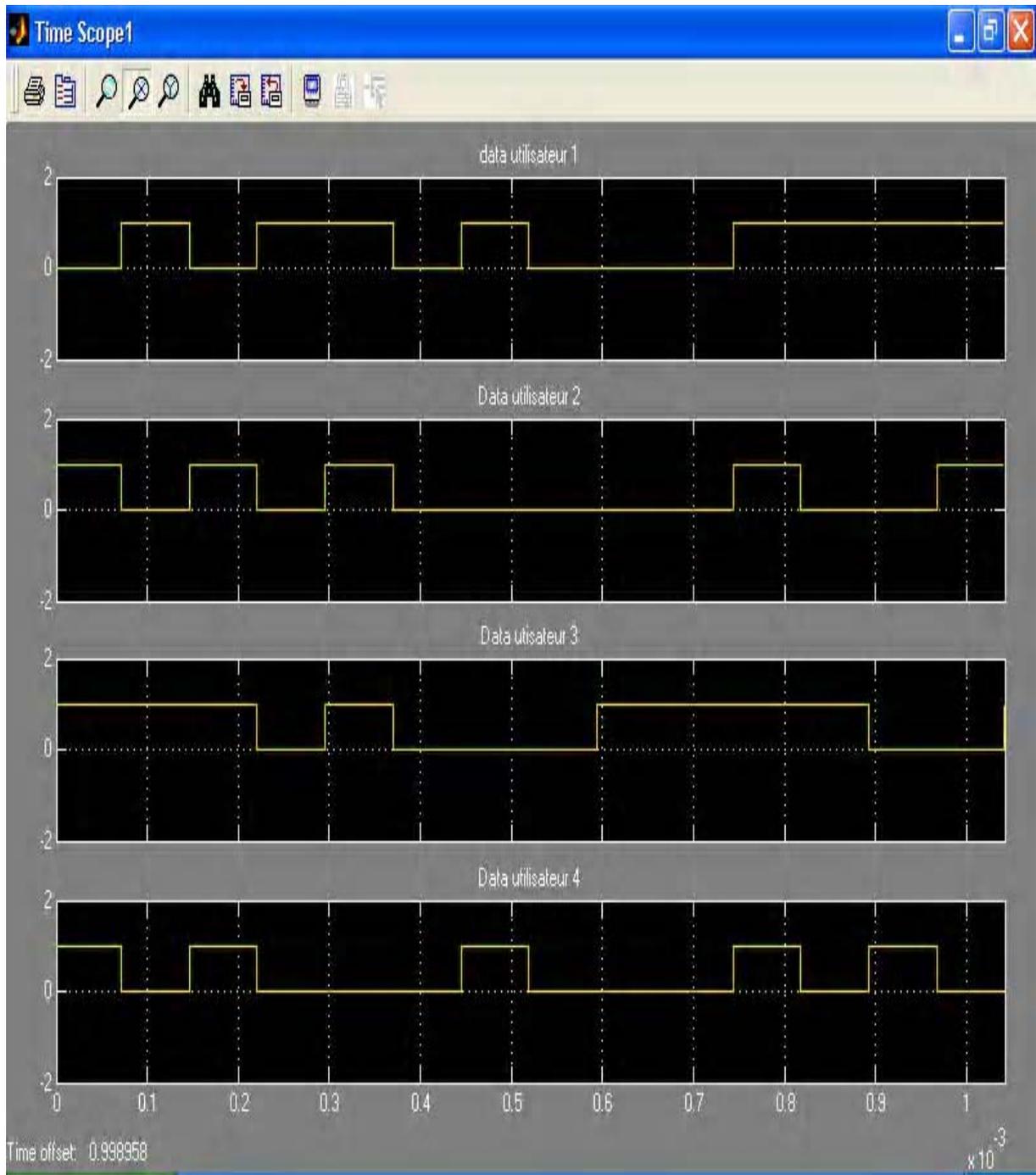


Figure 3.26 les signaux des utilisateurs

Les signaux émis par des différents utilisateurs sont de type numérique unipolaire, générés par des générateurs d'information aléatoire situés dans la bibliothèque du SIMULINK. (**Figure 3.28**).

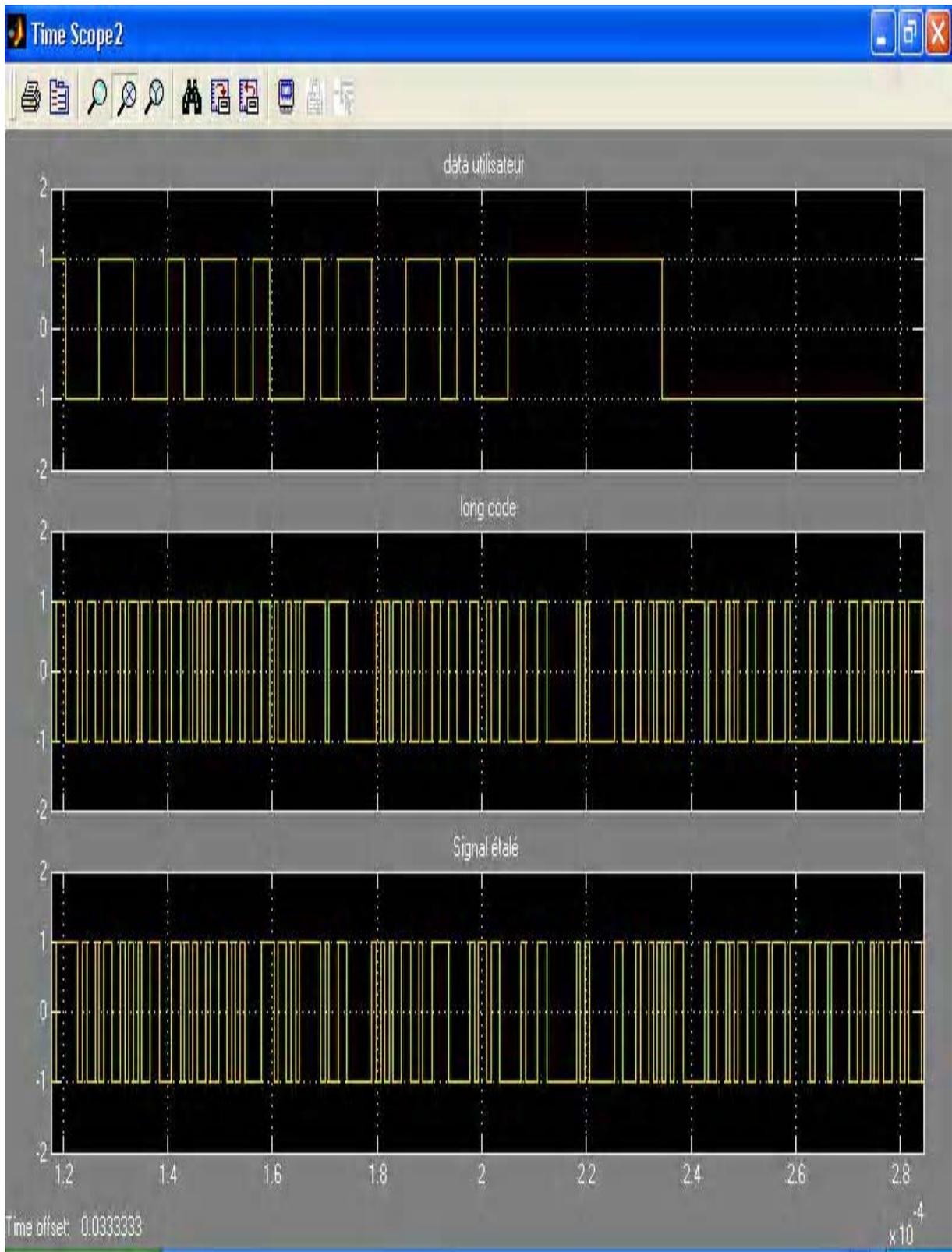


Figure 3.27 l'opération d'étalement

La **Figure 3.27** explique bien l'opération d'étalement, de telle façon le signal étalé est le produit de Signal d'information et son code correspondant.

- Visualisation temporelle de signal multiplexé avant le filtrage

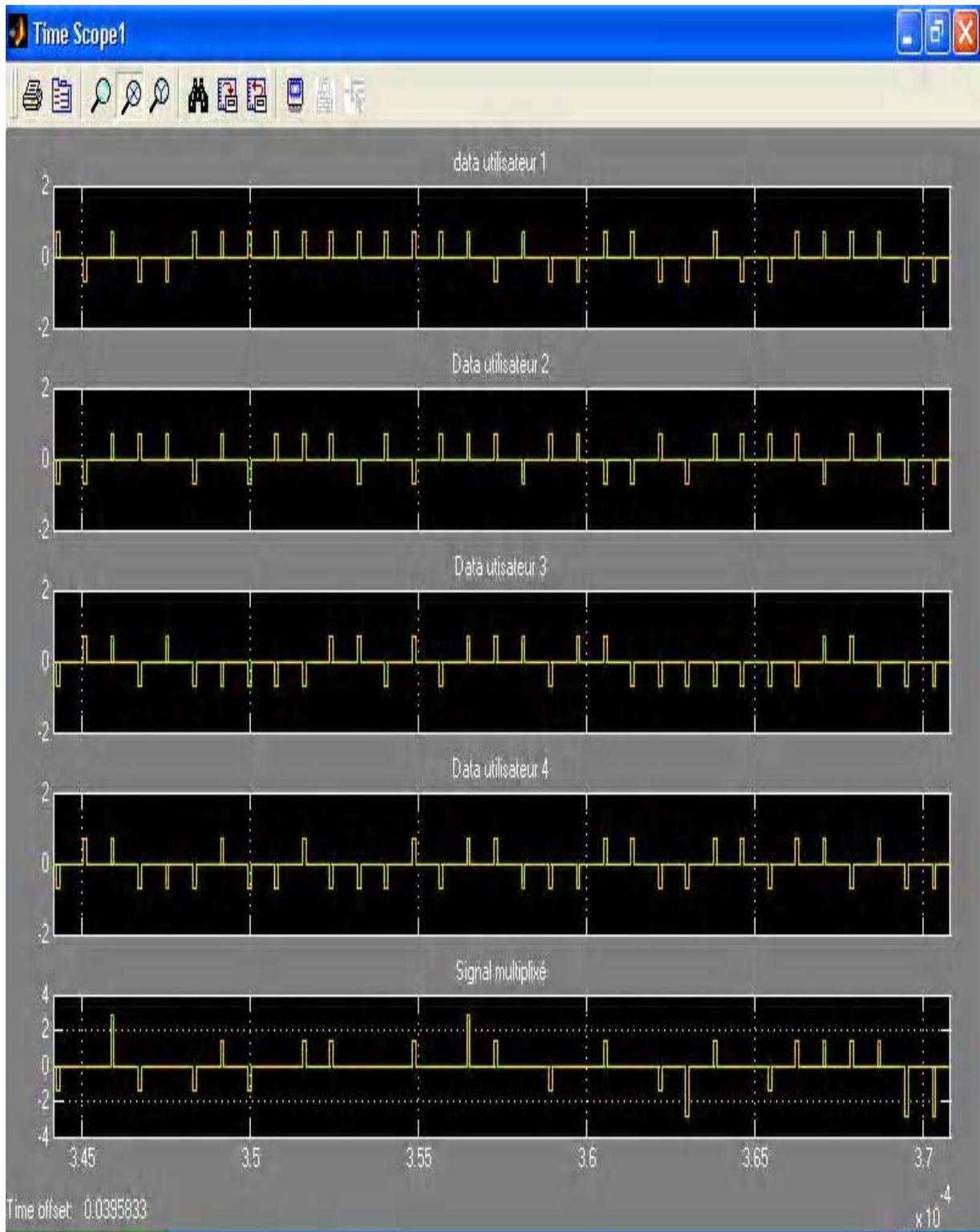


Figure 3.28 Le multiplexage des signaux

Le multiplexage des signaux est la somme de quatre signaux après l'étalement de chaque signal par son code (**Figure 3.28**).

3.5.5.1.2 La visualisation fréquentielle

- Visualisation du spectre de signal multiplexé avant le filtrage

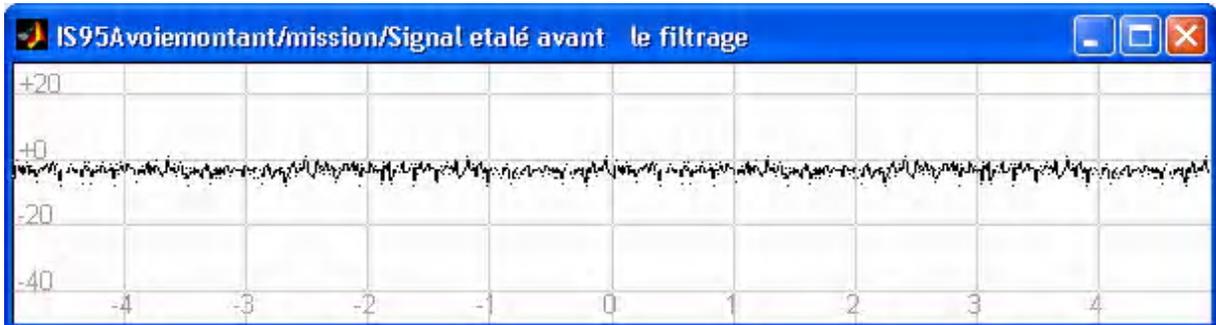


Figure 3.29 Spectre fréquentiel du signal multiplexé avant le filtrage

La Figure 3.28 présente le spectre fréquentiel du signal multiplexé avant le filtrage, nous constatons qu'il ressemble à un bruit blanc.

- Visualisation du spectre de signal multiplexé après le filtrage

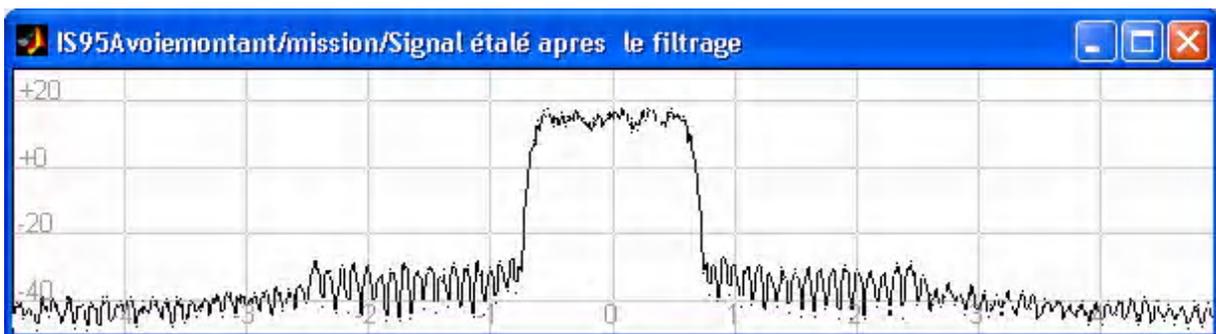


Figure 3.30 Spectre fréquentiel du signal multiplexé après le filtrage et avant le canal

Nous observons d'après la Figure 3.30 que le signal est filtré par un filtre passe bande pour l'adapter au canal radio.

- Visualisation du spectre de signal multiplexé après le canal

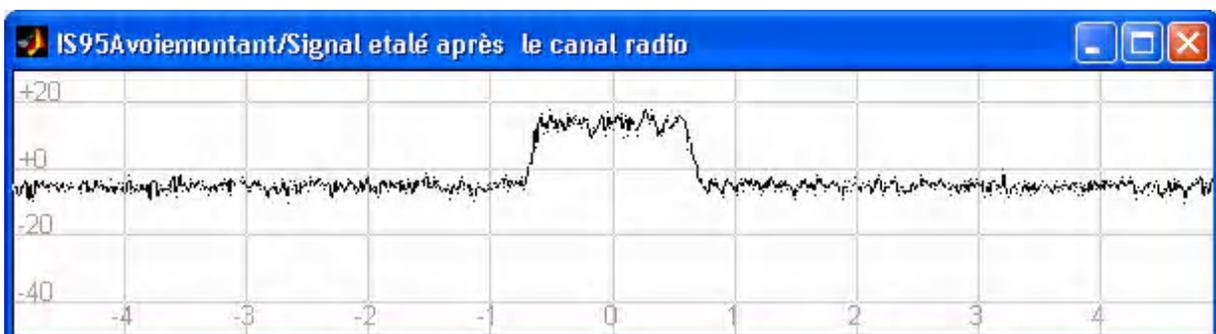


Figure 3.31 Spectre fréquentiel du signal multiplexé après le canal

Nous observons d'après la Figure 3.31 que le signal est atténué par le canal radio.

3.5.5.2 Partie d'évaluation des performances du système

3.5.5.2.1 Variations de BER en fonction de la fréquence maximale de Doppler

Fréquence maximale de Doppler (Hz)	10	50	100	200	300
BER (%)	0.01	0.03	0.1	0.3	0.5

Tableau 3.1 variation de BER en fonction de la fréquence maximale de Doppler

On constate de la **Figure 3.1**, que le BER augmente en fonction de la fréquence maximale de Doppler, ce qui explique bien l'effet Doppler sur le signal d'information dans le canal radio multitrajet.

3.5.5.2.2 Variations de BER en fonction de nombre d'utilisateur

Les utilisateurs activés BER (%)	Utilisateur 1	Utilisateur 1 + Utilisateur 2	Utilisateur 1 + Utilisateur 2 + Utilisateur 3	Utilisateur 1 + Utilisateur 2 + Utilisateur 3 + Utilisateur 4
BER 1	0.01	0.04	0.07	0.4
BER 2	49	0.01	0.03	0.63
BER 3	49	49	0.06	0.65
BER 4	49	49	49	0.9

Tableau 3.1 BER en fonction de nombre d'utilisateurs multiplexés

Fréquence $f_{Dmax} = 200\text{Hz}$, SNR = -7 dB

On constate du **Tableau 3.1** que le BER dépend aux nombres d'utilisateurs, mais il reste acceptable dans les conditions réelles (le choix du SNR = -7dB est seulement pour montrer bien les résultats). Ainsi que le BER augmente d'une façon considérable quand l'utilisateur de ce compteur n'est pas activé, cela s'explique par l'utilisation d'un autre code de désétalement différent à celle utilisé dans l'étalement (haut niveau de sécurité).

3.5.5.2.3 Variations de BER en fonction du retard par trajet

Retard par trajet (s)	$2 \cdot 10^{-12}$	$2 \cdot 10^{-8}$	$2 \cdot 10^{-7}$	$3 \cdot 10^{-7}$	$4 \cdot 10^{-7}$
BER %	0.01	0.10	0.53	6.63	8.11

Tableau 3.2 BER en fonction de retard par trajet de 4 utilisateurs multiplexés
Fréquence $f_{Dmax} = 200\text{Hz}$, Atténuation= [0dB,-10dB], SNR= 0 dB

D'après les résultats du **Tableau 3.2** nous constatons que le BER augmente avec le retard par trajet d'une façon négligeable jusqu'à environ $2 \cdot 10^{-7}$. Ensuite, une augmentation brusque pour les valeurs supérieures, pour des raisons de RAKE.

3.5.5.2.4 Variations de BER en fonction de l'atténuation par trajet

Atténuation par trajet (dB)	-30	-25	-20	-10	-5
BER %	0.1	0.5	1	2.5	4

Tableau 3.3 BER en fonction de l'atténuation par trajet de 4 utilisateurs multiplexés
Fréquence $f_{Dmax} = 200\text{Hz}$, SNR= -5 dB, Retard = [$2 \cdot 10^{-8}$ s, 0s]

A partir du **Tableau 3.3**, nous constatons que le BER augmente proportionnellement avec l'atténuation par trajet, ce dernier s'explique par la diminution de l'amplitude du signal reçu.

3.5.5.2.5 Variations de BER en fonction du SNR

SNR (dB)	-20	-10	-8	-7	-6	-5	0
BER %	50.000	6.000	1.500	0.700	0.300	0.100	0.001

Tableau 3.4 BER en fonction de l'atténuation par trajet de 4 utilisateurs multiplexés
Fréquence $f_{Dmax} = 200\text{Hz}$, Retard = [$2 \cdot 10^{-8}$ s, 0s], Atténuation= [0dB,-10dB]

On peut constater qu'à partir du **Tableau 3.4**, le BER diminue quand le SNR augmente, c'est à dire l'augmentation du SNR permet de améliorer le BER. c'est pour ça, le niveau du signal reste toujours limité par le niveau du bruit.

Conclusion

Ce chapitre nous a permis dans un premier temps, de rappeler les principales fonctionnalités d'une chaîne de communications IS-95A. Ensuite, nous avons représenté notre projet de l'accès multiple CDMA à quatre utilisateurs en sens montant qui est considéré comme une base du système IS-95A. En fin, les résultats de la simulation sont exposés et structurés de la manière suivante :

- Variation de BER en fonction de la fréquence Doppler : dans cette étape nous avons constaté que le BER augmente linéairement avec la fréquence maximale de Doppler. Mais, l'influence de cet effet reste négligeable.
- Variation de BER en fonction du nombre d'utilisateurs : dans cette étape nous avons constaté que le BER augmente avec le nombre d'utilisateurs et que les récepteurs qui n'ont pas le code d'étalement ou ils ont un code erroné ne reçoivent que des bruits.
- Variation de BER en fonction du retard par trajet : dans cette étape nous avons constaté que le BER augmente avec le retard par trajet, Pratiquement ce retard ne dépasse pas $0.5\mu\text{s}$.
- Variation de BER en fonction de l'atténuation par trajet : dans cette étape nous avons constaté que le BER augmente quand l'atténuation par trajet est diminuée.
- Variation de BER en fonction du SNR : dans cette partie nous avons constaté que le BER augmente avec le SNR

Ces résultats de la simulation montrent bien, que les variations aléatoires des paramètres du canal radio n'affectent pas beaucoup la fiabilité du notre système.

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de ce projet était d'évaluer, par le SIMULINK, la performance d'un système CDMA « IS-95 A ». Pour atteindre nos objectifs, en premier lieu, nous avons commencé par l'étude théorique de ce système qui est basé sur deux parties : la première concerne la caractérisation du canal radio provoquant des perturbations du signal d'information telles que les interférences, les pertes multitrajets, l'effet Doppler et les différentes catégories d'évanouissement. Sa modélisation permet de corriger ces imperfections. La deuxième présente l'utilisation du CDMA parmi les autres techniques d'accès multiple. Elle explique les différentes parties d'un système DS-CDMA et ses applications dans les communications mobiles telles que l'IS-95 et l'UMTS.

Une implémentation d'un système DS-CDMA IS-95A est réalisée par le simulink Matlab utilisant un cas de quatre utilisateurs dans le sens montant. Chaque utilisateur peut communiquer à travers le même canal radio. A l'émission, la séquence d'information est traitée, étalée et modulée. A la réception, la séquence d'information est restituées par les blocs de démodulation, désétalement et de traitement d'information. Nous avons ajoutés des compteurs BER pour compter toutes les erreurs s'effectuant lors de cette transmission. L'efficacité d'un modèle de transmission radio est jugée par le taux d'erreur BER qui dépend des caractéristiques du canal radio, c'est pour quoi nous avons fait varier les différents paramètres de ce canal et de noter les variations des compteurs BER. les résultats obtenus de cette simulation sont :

- augmentation linéaire du BER avec la fréquence de Doppler.
- augmentation linéaire du BER avec le nombre d'utilisateurs.
- les récepteurs ne posséderont pas le code d'étalement ou ils auront un code erroné ne recevront que du bruit
- augmentation du BER avec le retard par trajet.
- Diminution du BER avec l'augmentation du SNR.
- augmentation du BER avec l'atténuation par trajet.

Les différents résultats obtenus ont permis de constater que les performances de notre système reste fiables pour les différentes variations des paramètres du canal radio. Notre système peut être implémenté par les circuits FPGA ou DSP.

BIBLIOGRAPHIES

- [1] S. Nobilet, “ Etude et optimisation des techniques MC-CDMA pour les futures générations de systèmes de communications hertziennes ”, INSAR, France, 2003.
- [2] KH. Al Agha, G. Pujolle, G. Vivier, “ Réseaux de mobiles & réseaux sans fil ”, Eyrolles, France, 2001.
- [3] Poly. JL, “Langlois sur GSM ” , France 1997
- [4] J.G. Remy, J. Cueugnet, C. Siben, “ Systemes De Radiocommunications Avec Les Mobiles ”, Eyrolles, France, 1997.
- [5] “ Radio Planning And Optimization ” (chapitre2.pdf)
- [6] B. Escrig, “Communications sans fil- Wireless Communications”
- [7] M. Debbah, “OFDM”
- [8] K. Fazel, S. Kaiser, “Muti-carrier and spread spectrum systems”, Wiley, G Bretagne, 2003.
- [9] G.R. Ben Othmen, “Nouvelles constructions algébriques de codes spatio-temporels atteignant le compromis « multiplexage-diversité »”, ENST, France, 2004
- [10] Gordon L. Stüber , “Principles of Mobile Communication”, Kluwer,USA,2002
- [11] H Schulze, Ch. Luders “Theory and Applications of OFDM and CDMA”,Wiley, Allemagne,2005.
- [12] E.Hamlin, “ Etude Des Performances D’un Système Cdma A Taux Multiples ”, Laval, France, 1997 <http://www.gel.ulaval.ca/~rusch/pub/hamelin.pdf>
- [13] “CDMA cours”,2003
http://www.cem2.univmontp2.fr/~moreau/jCDMA/CDMA_cours.pdf
- [14] A.Dupret, A. Fischer , cours télécommunication ” U ,France,2003
<http://www-gtr.iutv.univ-paris13.fr/Cours/Mat/Telecoms2/coursdetelecom.p>
- [15] M.Térre, “ Radiocommunications CDMA”, CNAM, France, 2000
- [16] C. Panazio “ Etude Fréquentielle De L’étalement De Spectre Et Impact Sur La Conception D’un Récepteur De Radiocommunications Universel”, CNAM, France ,2005 http://www.decom.fee.unicamp.br/~panazio/panazio_these.pdf
- [17] F. Barrere, “Travaux d’Etudes et de Recherches : les réseaux sans fil ”, DESS, France, 2002
- [18] M. Mokhtari, A. Mesbah, “ Apprendre et Maîtriser MATLAB”, Springer, Allemagne, 1997

ANNEXE 1

4.2.1 Amplitude reçue

Pour une amplitude émise donnée, (constante en modulation de fréquence ou de phase) l'amplitude reçue est une variable aléatoire caractérisée par des évanouissements profonds. Caractérisons cette amplitude par sa densité de probabilité.

A un instant donnée t , le champ reçu par le mobile comprend la somme de contributions :

- de l'onde directe reçue en visibilité de l'émetteur, s'il y a lieu ;
- d'une amplitude d'ondes réfléchies ou diffractées par un grand nombre d'obstacles. Au cours du déplacement du mobile, ces sources secondaires de rayonnement évoluent rapidement. Cette propagation par trajets multiples apporte au récepteur du mobile une quasi-infinité d'ondes d'amplitude, de décalage Doppler et de phase différents.

Soit E_i une telle onde :

$$E_i = E_0 C_i \cos[2\pi(F + f_{di})t + \varphi_i]$$

Le champ reçu :

$$E_z = A \cos[2\pi(F + f_{da})t + \varphi_a] + \sum E_i$$

Ou encore :

$$E_z = E_a + E_r$$

Où E_a est le champ reçu au titre de l'onde directe et E_r le champ reçu par l'ensemble des trajets multiples.

E_a et E_r , mesurés à des temps t_1, t_2, \dots, t_n sont des variables aléatoires indépendantes. L'intervalle de temps sur lequel s'effectuent les mesures est supposé faible de façon à ne pas mettre en jeu l'effet du masque (correspondant à quelques longueurs d'ondes parcourues à la vitesse v).

La fonction caractéristique de E_z est le produit des fonctions caractéristiques de E_a et de E_r :

$$\begin{aligned} \langle e^{ivE_z} \rangle &= \langle e^{ivE_a} \rangle \langle e^{ivE_r} \rangle \\ \langle e^{ivE_z} \rangle &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{ivA \cos[2\pi(F + f_{da})t + \varphi_a]} d\varphi_a \\ \langle e^{ivE_z} \rangle &= J_0(Av) \end{aligned} \quad (4.3)$$

J_0 , fonction de Bessel et A amplitude de l'onde directe reçue.

Le champ E est la somme d'un grand nombre de contributions E_i ; celles-ci ont toutes la même loi de probabilité en ce qui concerne les valeurs prises à t_1, t_2, \dots, t_n . Les phases φ_i sont aléatoires et non corrélées. E_r peut donc être approximé par un processus gaussien dont la moyenne et la variance sont, en application du théorème central limite, la somme pondérée par des coefficients C_i des moyennes et variances individuelles.

En particulier $\langle E_r \rangle = 0$.

On peut choisir E_0 tel que $\langle E_r^2 \rangle = \frac{E_0^2}{2}$ soit : $\left\langle \sum_i C_i^2 \right\rangle = 1$

Alors : $\langle e^{ivE_r} \rangle = e^{-\frac{v^2 E_0^2}{4}}$.

La densité de probabilité de E_z est l'intégrale :

$$p(E_z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-ivE_z - \frac{v^2 E_0^2}{4}} J_0(Av) dv \quad (4.4)$$

La variation de l'amplitude du champ reçu est donnée par la loi de probabilité applicable à l'enveloppe du champ reçu. Pour obtenir celle-ci, il faut effectuer la décomposition de E_i :

$$E_i = E_0 C_i \cos 2\pi F t \cdot \cos(2\pi f_{di} t + \varphi_i) - E_0 C_i \sin 2\pi F t \cdot \cos(2\pi f_{di} t + \varphi_i) \quad (4.5)$$

Qui conduit naturellement à écrire :

$$E_r = E_c \cos 2\pi F t - E_s \sin 2\pi F t \quad (4.6)$$

$f_{di} \ll F$; E_c et E_s sont des processus centrés.

L'amplitude du champ total R s'écrit :

$$R^2 = (A + E_c)^2 + E_s^2$$

Avec :

$$x = R \cos\theta = A + E_c \text{ et } y = R \sin\theta = E_s \quad (4.7)$$

La probabilité pour que l'amplitude soit située dans l'intervalle $(R, R + dR)$ est :

$$p(R)dR = \frac{R dR}{\pi E_0^2} \int_0^{2\pi} \exp\left[-\frac{1}{E_0^2}(R^2 + A^2 - 2RA\cos\theta)\right] d\theta$$

$$p(R) = \frac{2R}{E_0^2} \exp\left(-\frac{R^2 + A^2}{E_0^2}\right) I_0\left(\frac{2RA}{E_0^2}\right) \quad (4.8)$$

Où $I_0(z) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{z^{2n}}{2^n (n!)^2}$ est la fonction de Bessel de première espèce pour un nombre imaginaire pur.

4.2.1.1. Cas du mobile bien dégagé

En posant : $r = \frac{R\sqrt{2}}{E_0}$ et $a = \frac{A\sqrt{2}}{E_0}$

$$p(r) = r \exp\left(-\frac{r^2 + a^2}{2}\right) I_0(ar). \quad (4.9)$$

Les calculs de cette expression ont été effectués par Rice qui a tracé les courbes pour différentes valeurs de a .

Lorsque le mobile est bien dégagé, ce qui correspond à a très grand, le champ reçu est dû essentiellement à l'onde directe (fig. 4.4).

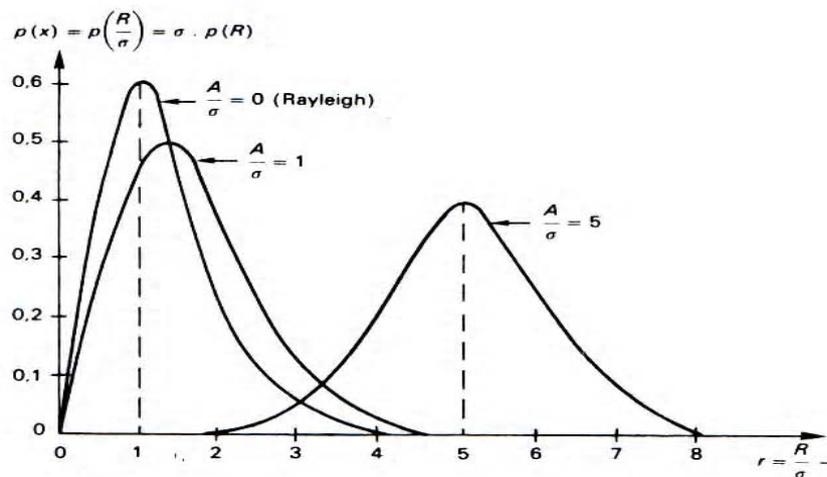


Fig. 4.4. — Densité de probabilité de l'enveloppe du signal reçu dans le cas d'une réception de l'onde directe (amplitude A) et d'un ensemble de diffracteurs/rélecteurs représenté par la variance σ .

4.2.1.2 Cas du mobile « encaissé » : fading de Rayleigh

Pour obtenir un modèle plus simple qui cadre bien, par ailleurs, avec la situation en ville, il suffit de considérer que l'onde directe est absente et que le champ est dû seulement à E_r . Ce modèle est pessimiste, conduisant à des fadings plus profonds que la réalité observée, sauf dans les conditions les plus sévères de l'environnement urbain.

Dans ces conditions,

$$E_z = E_r = E_c \cos 2\pi Ft - E_s \sin 2\pi Ft,$$

E_c et E_s sont des processus gaussiens de valeur moyenne nulle (on suppose les φ_i équiréparties sur $[0, 2\pi]$).

Comme les contributions E_i sont indépendantes, la valeur quadratique moyenne de E_c et E_s est égale à $\frac{1}{2} E_0^2$.

L'équirépartition des phases φ_i conduit à l'indépendance de E_c et E_s :

$$\langle E_c E_s \rangle = 0.$$

On peut choisir E_0 tel que

4.2.2. Application : description de l'enveloppe d'un champ reçu avec fading de Rayleigh

Le cas du modèle encaissé est de loin le plus important en pratique. Décrivons les résultats.

4.2.2.1. Expression des lois de probabilité du fading de Rayleigh

a) E_c et E_s

Processus gaussiens centré de variance $\frac{E_0^2}{2}$

Densité de probabilité : $p(x) = \frac{1}{E_0 \sqrt{\pi}} e^{-\frac{x^2}{E_0^2}}$

Fonction cumulative (fonction de répartition)

$$p[x \leq X] = \int_{-\infty}^x p(x) dx = \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{erf} \frac{X}{E_0} \right) \quad (4.10)$$

b) Enveloppe R

La densité de probabilité de l'enveloppe $r(t)$ est telle que :

$$E(f(R)) = \int_0^{\infty} f(R) p_R(r) dr = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} f(R) p_{E_c, E_s}(X, Y) dX dY$$

Où $p_{E_c, E_s}(X, Y)$ est la densité de probabilité de la variable gaussienne (E_c, E_s) , dont la matrice de corrélation en 0 s'écrit :

$$\Re_{E_c, E_s}(0) = \begin{bmatrix} \frac{E_0^2}{2} & 0 \\ 0 & \frac{E_0^2}{2} \end{bmatrix}$$

donc :

$$E(f(R)) = \int_X \int_Y f(R) \frac{1}{\pi E_0^2} \exp\left(-\frac{X^2 + Y^2}{E_0^2}\right) dX dY$$

Soit, en coordonnées polaires :

$$E(f(R)) = \int_{R=0}^{+\infty} \int_{\theta=0}^{2\pi} f(R) \frac{1}{\pi E_0^2} e^{-\frac{R^2}{E_0^2}} R dR d\theta$$

$$E(f(R)) = \int_0^{+\infty} f(R) \frac{2R}{E_0^2} e^{-\frac{R^2}{E_0^2}} dR \quad (4.11)$$

La loi de probabilité de l'enveloppe est une loi de Rayleigh de densité (fig. 4.5) :

$$r < 0 \quad p(r) = 0$$

$$r \geq 0 \quad p(r) = \frac{2r}{E_0^2} e^{-\frac{r^2}{E_0^2}}$$

Et la fonction de répartition :

$$p(r \leq R) = \int_{-\infty}^R p(r) dr = 1 - e^{-\frac{R^2}{E_0^2}}. \quad (4.12)$$

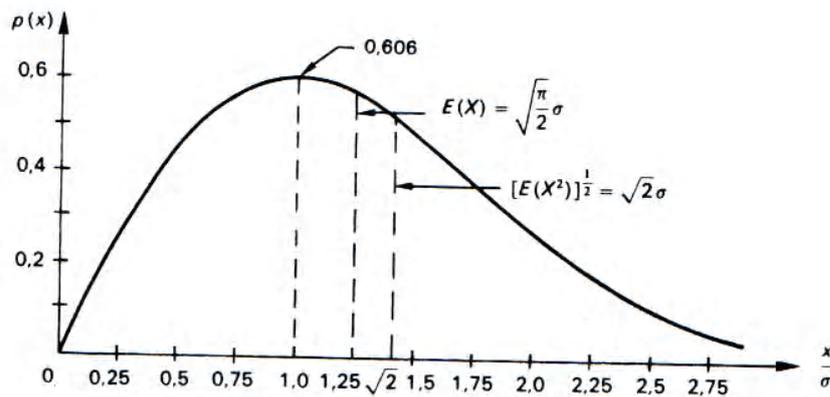


Fig. 4.5. - Densité de probabilité de Rayleigh.
 $\sigma^2 = E_0^2/2$.

L'enveloppe du signal a une valeur moyenne égale à :

$$\langle R \rangle = \int_0^{\infty} \frac{2r^2}{E_0^2} e^{-\frac{r^2}{E_0^2}} dr = \int_0^{\infty} e^{-\frac{r^2}{E_0^2}} dr = E_0 \frac{\sqrt{\pi}}{2} \quad (4.13)$$

La valeur quadratique moyenne de l'enveloppe est E_0

$$\langle R^2 \rangle = \int_0^{\infty} \frac{2r^3}{E_0^2} e^{-\frac{r^2}{E_0^2}} dr = \int_0^{\infty} 2r e^{-\frac{r^2}{E_0^2}} dr = E_0^2 \quad (4.14)$$

L'écart type de l'enveloppe est σ_R tel que :

$$\sigma_R^2 = \langle R^2 \rangle - \langle R \rangle^2 = E_0^2 \left(1 - \frac{\pi}{4}\right) \quad (4.15)$$

$$\sigma_R = E_0 \sqrt{1 - \frac{\pi}{4}} \approx 0.46E_0 \approx 0.52 \langle R \rangle$$

ANNEXE 2

2.2.1 Le récepteur RAKE

Le récepteur optimal doit exploiter les multitrajets au lieu de les supprimer, en combinant de façon cohérente leurs contributions au signal émis. L'opération peut être réalisée de façon optimale par un récepteur de séquence à maximum de vraisemblance, mais qui peut s'avérer trop coûteux. En fait, si le code utilisé dans le système DS-SS possède une autocorrélation qui s'approche d'une impulsion, il est possible de décorréler les trajets qui forment le canal radio. Ainsi, on peut désétaler chaque trajet puis les combiner en tenant compte du gain et de la phase de chacun et arriver à un niveau de performance proche de celui du récepteur optimal à maximum de vraisemblance. Ce récepteur est appelé récepteur RAKE ou râteau, représenté à la figure 2.2. Un doigt du RAKE représente un trajet capturé.

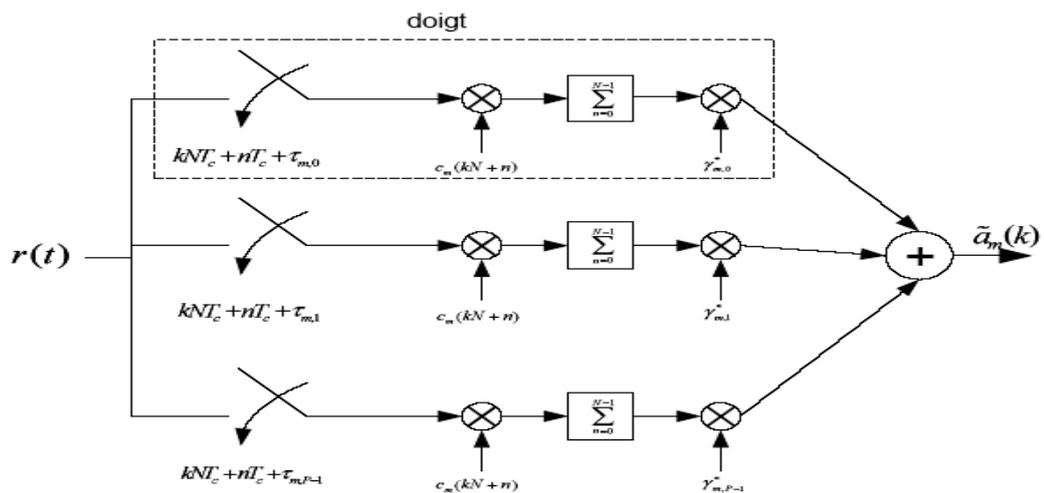


FIG. 2.2 – Structure du récepteur RAKE.

La sortie du récepteur RAKE s'écrit :

$$\begin{aligned}
 \tilde{a}_m(k) &= \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_{m,p}^* r(kNT_c + nT_c + \tau_{m,p}) c_m^*(kN + n) \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} c_m^*(kN + n) \sum_{p=0}^{P-1} r(kNT_c + nT_c + \tau_{m,p}) \gamma_{m,p}^*
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_{n=0}^{N-1} c_m^*(kN + n) \left\{ r(t) * \sum_{p=0}^{P-1} \gamma_{m,p}^* \delta(t + \tau_{m,p}) \right\} \delta(t - kNT_c - nT_c) \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} c_m^*(kN + n) \left\{ r(t) * h_m^*(-t) \right\} \delta(t - kNT_c - nT_c)
\end{aligned}$$

Quand il y a un doigt pour chaque trajet du canal, on peut interpréter le récepteur RAKE comme le filtre manquant pour compléter le filtre adapté de la chaîne émission/réception, en sachant que $r(t)$ a déjà été filtré par $g(-t)$. En outre, la corrélation avec le code peut être aussi effectuée avec un filtre adapté au code, c'est-à-dire, avec les coefficients $\{c_m^*(kN + N - 1), c_m^*(kN + N - 2), \dots, c_m^*(kN)\}$. Ainsi, on peut dire que le RAKE est le filtre adapté au canal et au code.

Généralement, la réalisation du RAKE est effectuée avec un filtre à réponse impulsionnelle finie (RIF) adapté au canal $h(t)$, qui travaille à la cadence de chip ou à une fraction de celle-ci. Comme l'UMTS utilise un facteur de roll-off de 0,22, le repliement de spectre est faible et l'approximation du filtre adapté par un filtre RIF qui travaille à la cadence de chip n'est pas tellement grossière, comme on le verra dans la section 2.5. De plus, de faibles espacements (inférieurs à T_c) génèrent des coefficients fortement corrélés en raison du filtrage du signal par le filtre en cosinus surélevé.

En supposant que les retards des multitrajets sont espacés d'une période chip, qu'il n'y a pas de variation de puissance sur les trajets, $h_m(n) = \sum_{p=0}^{P-1} \gamma_{m,p} \delta(n - \tau_{m,p})$, $r(n) = \sum_{m=0}^{N_u-1} \sum_{p=0}^{P-1} \gamma_{m,p} a_m \left(\left\lfloor \frac{n - \tau_{m,p}}{N} \right\rfloor \right) c_m(n - \tau_{m,p}) + b(n)$, et la sortie du récepteur RAKE pour le l -ième utilisateur est donnée par :

$$\begin{aligned}
\tilde{a}_l(k) &= a_l(k) \sum_{n=kN}^{N(k+1)-1} |c_l(n)|^2 \sum_{p=0}^{P-1} |\gamma_{l,p}|^2 \\
&+ \sum_{n=kN}^{N(k+1)-1} c_l^*(n) \sum_{p=0}^{P-1} \gamma_{l,p}^* \sum_{\substack{d=0 \\ d \neq p}}^{P-1} \gamma_{l,d} a_l \left(\left\lfloor \frac{n + \tau_{l,p} - \tau_{l,d}}{N} \right\rfloor \right) c_l(n + \tau_{l,p} - \tau_{l,d})
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \sum_{n=kN}^{N(k+1)-1} c_i^*(n) \sum_{p=0}^{P-1} \gamma_{l,p}^* \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq l}}^{N_u-1} \sum_{d=0}^{P-1} \gamma_{m,d} a_m \left(\left\lfloor \frac{n + \tau_{l,p} - \tau_{m,d}}{N} \right\rfloor \right) c_m(n + \tau_{l,p} - \tau_{m,d}) \\
& + \sum_{n=kN}^{N(k+1)-1} c_i^*(n) \sum_{p=0}^{P-1} \gamma_{l,p}^* b(n + \tau_{l,p})
\end{aligned} \tag{2.6}$$

Le premier terme de (2.6) est le signal utile. Le deuxième terme est à la fois l'interférence entre symboles (IES), qui peut être négligée pour un facteur d'étalement beaucoup plus grand que la taille du canal, et l'auto-interférence (SI pour Self-Interference), où les versions décalées du symbole étalé lui-même viennent interférer. La combinaison de l'IES et de la SI est appelée interférence entre trajets (IPI pour Inter-Path Interference) [2, 3], dont la valeur dépend du code d'étalement (propriétés d'autocorrélation), du canal (la réponse en fréquence et la longueur de la réponse impulsionnelle) et du facteur d'étalement (plus le facteur d'étalement est élevé par rapport à la longueur du canal, moins l'IES est importante). Le troisième terme de (2.6) est l'interférence entre utilisateurs et le dernier est le bruit filtré par le RAKE.