

N° d'ordre :/20..

UNIVERSITÉ MOHAMED KHEIDER - BISKRA



FACULTÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DU GÉNIE ÉLECTRIQUE

Mémoire

Présentée en vue obtenir le Diplôme de **Magister** en

AUTOMATIQUE

Option : Identification et Commande des Systèmes Dynamiques

THÈME

**Contrôle de puissance dans les systèmes de
télécommunications mobiles**

Par

Belgacem BEKKAR

À soutenir le : devant le commission d'examen

Mr.	S.M	MIMOUNE	Prof.	Univ. de Biskra	Président
Mr.	M.	Boumehraz	M. C.	Univ. de Biskra	Rapporteur
Mr.	A.	BENAKCHA	M. C.	Univ. de Biskra	Examineur
Mr.	Z.E	BAARIR	M. C.	Univ. de Biskra	Examineur

Remerciements

Je remercie tout d'abord "**Allah**" le tout puissant, de m'avoir donné le courage et la patience afin de mener à bien mon projet de magistère.

Mes vifs remerciements vont à mon promoteur le docteur *Mohamed Boumehraz* pour le sujet, la confiance qu'il ma témoigné, et le suivi constant de ce travail. Je lui exprime toute ma gratitude et mon estime.

Pour avoir examiné et jugé mon travail, j'exprime toute ma gratitude envers les membres du jury : *Souri Mohamed MIMOUNE* professeur à l'université de Biskra qui en a été le président et *Abdelhamid BENAKCHA* maître de conférences à l'université de Biskra et *Zine Eddine BAARIR* maître de conférence à l'université de Biskra qui ont acceptés d'être examineurs.

Je remercie vivement mes parents, qui n'ont cessé de m'encourager pour que je réussisse au mieux.

Enfin, je remercie mon mari pour m'avoir soutenu et encouragé à chaque instant ; cette thèse lui doit des choses à bien des égards. Je dédicace ce mémoire à lui et à mon petit enfant *Mohammed El Amine*.

Mr. *Belgacem Bekkar*

Table des matières

Remerciements	i
Table des matières	iv
Table des figures	vii
Liste des tableaux	viii
Résumé	ix
Introduction générale	1
1 Les systèmes de télécommunication mobile	4
1.1 Introduction	4
1.2 Les systèmes des télécommunications radio-mobiles	4
1.3 Historique des systèmes de transmission radio-mobile	5
1.3.1 La première génération (1G)	5
1.3.2 La deuxième génération (2G)	5
1.3.3 La troisième génération (3G)	6
1.4 Les méthodes d'accès radio	6
1.4.1 Accès Multiple par Répartition de Fréquence (<i>FDMA</i>)	7
1.4.2 Accès Multiple par Répartition dans le Temps (<i>TDMA</i>)	7
1.4.3 Accès Multiple à Répartition de Code (<i>CDMA</i>)	7
1.4.4 Technique d'étalement de spectre à séquence directe	10
1.5 Le Système Universel de Télécommunication Mobile (<i>UMTS</i>)	14
1.5.1 Hiérarchie des cellules de l'UMTS	14
1.5.2 Services de l'UMTS	15
1.5.3 Architecture du réseau UMTS	16
1.5.4 Spécification de l'accès radio de l'UMTS	17

1.5.5	Interface radio du système UMTS	18
1.6	La structure des canaux physiques	18
1.6.1	Les canaux physiques dédiés de la voie montante	18
1.6.2	Les canaux physiques dédiés de la voie descendante	20
1.7	Canal de transmission radio-mobile	21
1.7.1	Trajets multiples et évanouissement	21
1.7.2	Modélisation statistique du canal de propagation	23
1.8	Conclusion	24
2	Problème de <i>Near Far</i> dans les systèmes <i>CDMA</i>	25
2.1	Introduction	25
2.2	Mise en évidence du phénomène <i>Near-Far</i> (éblouissement)	25
2.3	Chaîne de transmission du système DS-CDMA	27
2.4	Performances de la chaîne de transmission du système <i>DS-CDMA</i>	28
2.4.1	Estimateur de SIR à séquence auxiliaire	29
2.5	Simulation de la chaîne de transmission DS-CDMA	31
2.5.1	Simulation de l'effet du rapport des puissances reçues	31
2.5.2	Simulation de l'effet du nombre d'utilisateurs	33
2.5.3	Simulation de l'effet du gain d'étalement	34
2.5.4	Simulation de l'effet du facteur d'orthogonalité	34
2.5.5	Simulation de l'effet du bruit blanc additif gaussien	36
2.6	Conclusion	36
3	Le contrôle des puissances de transmission dans le système <i>DS-CDMA</i>	37
3.1	Introduction	37
3.2	Principe du contrôle de puissance	38
3.2.1	Initialisation de la connexion	38
3.2.2	Contrôle de puissance en boucle ouverte	40
3.2.3	Contrôle de puissance en boucle fermée	41
3.3	Limitation de contrôle de puissance imparfait	42
3.3.1	Taille de pas d'ajustement de puissance	42
3.3.2	Erreur d'estimation de SIR	45
3.3.3	Taux d'ajustement de puissance	45
3.3.4	Retard de boucle de réaction (BS vers MS)	46

3.3.5	BER du canal de réaction	47
3.4	Apport du contrôle conventionnel	47
3.4.1	Simulation l'évanouissement de Rayleigh (<i>Rayleigh fading</i>)	47
3.5	Simulation du contrôle de puissance	49
3.5.1	Procédure de simulation	51
3.5.2	Optimisation de la taille du pas	53
3.6	Performance du contrôle de puissance	55
3.6.1	Effet du pas d'ajustement de puissance	55
3.6.2	Effet du taux d'évanouissement	56
3.6.3	Effet du retard de la boucle de réaction (<i>feedback Delay</i>)	56
3.7	Conclusion	59
4	Contrôle prédictif de la puissance de transmission	60
4.1	Introduction	60
4.2	Présentation du problème de retard de <i>feedback</i>	60
4.3	Prédiction du gain du canal d'évanouissement	62
4.3.1	Algorithme de <i>Levison-Durbin (LD)</i>	64
4.3.2	Algorithme des moindres carrés récurrents avec facteur d'oubli	65
4.3.3	Comparaisons	66
4.4	Contrôle de puissance avec prédicteur de canal	68
4.5	Compensation du retard de feedback	70
4.5.1	Algorithme et implémentation	70
4.5.2	Simulation	71
4.6	Simulation de la performance du contrôle prédictif de puissance	72
4.6.1	Effet du retard de boucle de réaction (<i>feedback Delay</i>)	72
4.6.2	Effet du taux d'évanouissement	74
4.7	Conclusion	75
	Conclusion générale	76
	Bibliographie	82
	A Prédicteur linéaire	83

Table des figures

1.1	Les différentes techniques d'accès multiple.	7
1.2	Technique d'étalement de spectre.	9
1.3	Mécanisme d'étalement de spectre basé sur la multiplication du code.	10
1.4	Représentation spectrale de l'opération d'étalement de spectre.	11
1.5	Schéma générique d'un registre à décalage à n états.	13
1.6	Principe de générateur de code de Gold.	13
1.7	Hiérarchie des cellules de l' <i>UMTS</i>	14
1.8	Les besoins en débit des services de l' <i>UMTS</i>	15
1.9	Architecture du réseau <i>UMTS</i>	16
1.10	Mode <i>TDD</i> et Mode <i>FDD</i>	17
1.11	Structure des canaux physiques dédiés <i>DPDCH</i> et <i>DPCCH</i> de la voie montante.	19
1.12	Structure du canal physique dédié <i>DPCH</i> de la voie descendante.	20
1.13	Phénomène de multi trajet.	22
2.1	Notion d'éblouissement et emplacement des mobiles référencés et non référencés.	26
2.2	Éblouissement du premier utilisateur : 2 utilisateurs à puissances reçues inégales.	26
2.3	Simulation de la chaîne de transmission avec un bruit additif $\eta(t)$ à l'entrée du récepteur -front montant-	27
2.4	Estimateur de SIR à séquence auxiliaire.	30
2.5	Effet d'éblouissement sur l'utilisateur ébloui MS_1 : (a) Variation de BER_1 en fonction de R_{12} - (b) Variation de SIR_1 en fonction de R_{12}	31
2.6	Effet d'éblouissement sur l'utilisateur ébloui MS_2 : (a) Variation de BER_2 en fonction de R_{12} - (b) Variation de SIR_2 en fonction de R_{12}	32
2.7	Effet du nombre des utilisateurs sur le BER et le SIR	33
2.8	Effet du gain d'étalement SF : (a) Variation de BER_1 en fonction de SF - (b) Variation de SIR_1 en fonction de SF	34
2.9	Effet de l'orthogonalité sur la qualité de transmission.	35

2.10	Effet du bruit $\eta(t)$: (a) Variation de $BER1$ en fonction de puissance - (b) Variation de $SIR1$ en fonction de puissance	36
3.1	Chaîne de transmission $DS-CDMA$ avec commande des puissances de transmission (front montant)	37
3.2	Algorithme d'initialisation de la connexion par la station mobile.	39
3.3	Modèle de contrôle de puissance en boucle fermé (front montant).	43
3.4	Simulation de l'évanouissement du <i>Rayleigh</i> pour différentes vitesses de la MS_i	49
3.5	Mécanisme de contrôle de puissance basé sur le <i>SIR</i>	50
3.6	<i>SIR</i> et évanouissement de <i>Rayleigh</i> ($f_D = 34Hz$) sans <i>TPC</i>	52
3.7	<i>SIR</i> avec <i>TPC</i> dans un canal à évanouissement.	52
3.8	L'erreur de contrôle de puissance en fonction de cmd pour différents taux d'évanouissement.	54
3.9	Effet de pas d'ajustement de puissance ($f_D T_P = 0.01$)	56
3.10	Effet de taux d'évanouissement : (a) Algorithme à pas fixe, (b) Algorithme à pas variable ($q = 4$).	57
3.11	Effet de retard de boucle de réaction : (a) Algorithme à pas fixe (b) Algorithme à pas variable ($q = 4$)	58
4.1	Ordonnancement de contrôle de puissance avec retard de <i>feedback</i>	61
4.2	<i>TPC</i> conventionnel avec retard de <i>feedback</i> : $D = 2T_P$ et $f_D T_P = 0.01$	62
4.3	Schéma de principe du prédicteur avec un retard D slot.	63
4.4	Résultats de simulation du prédicteur par l'algorithme <i>LD</i> et <i>RLS</i> (a) Signal réel, (b) Signal prédit par <i>LD</i> , (c) Signal prédit par <i>RLS</i> ,	66
4.5	Erreur de prédiction : (a) Algorithme de (<i>LD</i>), (b) Algorithme de (<i>RLS</i>),	67
4.6	Principe de contrôle de puissance avec prédiction du canal à la <i>BS</i>	68
4.7	Système avec <i>FSPC</i> et retard de <i>feedback</i> D	69
4.8	Implémentation de l'algorithme <i>TDC</i> dans dans le système <i>FSPC</i>	71
4.9	Compensation du retard de <i>feedback</i> D	71
4.10	Simulation de l'algorithme <i>FS-TPC</i> avec <i>TDC</i> , $f_D T_P = 0.00036$: (a) <i>SIR</i> sans retard, (b) <i>SIR</i> avec retard $D = 1$ slot, (c) <i>SIR</i> avec retard $D = 1$ slot et compensation du retard (<i>TDC</i>)	72
4.11	Performance de <i>TPC</i> avec réduction du canal et <i>TDC</i> $f_D T_P = 0.00036$: (a) Algorithme à pas fixe, (b) Algorithme à pas variable ($q = 4$)	73

4.12 Performance de *P-TPC* pour différents taux d'évanouissement : (a) Algorithme à pas fixe (b) Algorithme à pas variable ($q = 4$) 74

Liste des tableaux

1.1	Paramètres de l'UTRA (UMTS Radio Access)	18
3.1	Paramètres de simulation	51
3.2	Les valeurs optimales de cmd en fonction de taux d'évanouissement $f_D T_P$,	54

Résumé

L'objectif du travail présente dans ce mémoire est l'étude du contrôle des puissances de transmission (noté *TPC*) dans les systèmes télécommunications mobiles de troisième génération. on a commencé par une étude de l'état de l'art des systèmes de télécommunications mobiles dès leurs naissances jusqu'à la troisième génération. Nous avons aussi mis en évidence le problème *Near Far* ainsi que l'effet des différents paramètres d'une chaîne de transmission dans un système radio-mobile qui exploite la technique d'accès multiple à séquence directe par répartition du code, dans le système *UMTS*. Ensuite, nous avons analysé l'apport des techniques conventionnelles de contrôle de puissance dans la réduction de l'éblouissement. Ensuite, nous avons montré les limites du contrôle conventionnel de puissance en présence d'un canal de transmission radio-mobile qui varie en fonction du temps. Enfin, nous avons réalisé un contrôle prédictif de la puissance de transmission de chaque station mobile selon les variations du canal de transmission qui le sépare de la station de base. Les résultats obtenus, en utilisant cette technique, ont montré l'efficacité de la prédiction dans l'amélioration des performances de la transmission.

MOTS CLES : Contrôle de puissance, DS-CDMA, prédiction, canal de transmission,

ملخص

يرتكز العمل المقدم في هذه المذكرة على مراقبة استطاعة البعث في أنظمة الاتصال عن بعد المتنقلة للجيل الثالث، حيث بدأنا الدراسة بإعطاء لمحة تاريخية عن تطورات أجيال أنظمة الاتصال عن بعد النقالة، ليتم بعد ذلك توضيح مشكلة البعيد والقريب التي تعد من أكبر العوائق في هذه الأنظمة وخاصة تلك التي تعتمد على تقنية DS - CDMA للتشفير المعلومات والتميز بين مستعملي النقال في نفس الخلية. ثم بعد ذلك قمنا بتحليل تقنية مراقبة الاستطاعة التقليدية التي تعمل على التخفيض من مشكلة التفاوت في الاستطاعة بين المحطات المتنقلة القريبة والبعيدة عن المحطة الرئيسية، مع إبراز نقائص هذه التقنية في وجود قناة بعث متغيرة مع الزمن، الشيء الذي أدى بنا إلى اقتراح تقنية مراقبة بالتنبؤ، أي تطوير التقنية التقليدية بالتنبؤ بحالة القناة المستقبلية. وقد اعتمدنا على المحاكاة الرقمية باستعمال الحاسوب من أجل تطبيق التقنيات المذكورة سابقا والحصول على النتائج.

كلمات مفتاحية : مراقبة استطاعة البعث ، التنبؤ، قناة البعث

Introduction générale

La recherche dans le domaine des systèmes des communications mobiles de 3^{ème} génération (**3G**) est aujourd'hui d'une grande nécessité vue la pertinence des services accomplis et les facilités engendrées dans les communications satellitaires et terrestres. Les systèmes de communications mobiles de troisième génération offrir un large gamme de services pour les utilisateurs : Communication vocale de haute qualité, transmission de données à débits variables. De plus, ces systèmes doivent être capables de desservir, avec un haut niveau de qualité de service, tous les abonnés dont le nombre augmente rapidement et cause la saturation de la plupart des systèmes existants. L'objectif des systèmes mobiles de la troisième génération est donc d'offrir les mêmes services des systèmes fixes. Mais les caractéristiques de l'interface radio sont très différentes que celles des systèmes fixes et posent des problèmes additionnels à résoudre (interférences, mobilité, effet de multi trajet, etc ...). Ces problèmes sont les conséquences de l'instabilité de l'environnement radio et l'interaction entre les différents canaux (interférences). De ce fait, l'interface radio est considérée comme le goulet d'étranglement des réseaux mobiles.

En télécommunications mobiles, la technique d'accès *CDMA* (*Code Division Multiple Access*) dans les nouvelles générations des systèmes de transmission radio-mobile (c'est le cas du système *UMTS* : *Universal Mobile Telecommunication System*), a suscité un intérêt considérable grâce à sa haute capacité et sa robustesse en présence de canaux sélectifs et bruités. Cette technique utilise le principe d'étalement de spectre permettant une gestion efficace du spectre de fréquence, un accès multiple et une robustesse par rapport aux perturbations engendrées par le canal de transmission.

Dans une cellule, tous les utilisateurs transmettent leurs messages en utilisant la même bande de fréquence. À cause des mécanismes de propagation, le signal issu d'un utilisateur proche de la station de base va être plus fort, en termes de puissance, que celui issu d'un autre usager qui se trouve à la frontière de la cellule. Ce dernier sera donc dominé par ceux qui sont proches de la station de base. Ce problème d'éblouissement est connu sous le nom

de (*Near Far Problem*).

Dans les systèmes existants qui utilisent les nouvelles techniques d'accès multiples chaque station de base contrôle le niveau de puissance des signaux qui lui sont associés. Chaque niveau devrait rester constant pour tous les utilisateurs d'une même station. Toutefois, des interférences peuvent dégrader la qualité de transmission, notamment, lorsqu'il y a une différence de puissance entre les signaux d'une cellule et ceux des cellules avoisinantes. Procéder au contrôle de puissance permettrait en conséquence d'obtenir une meilleure qualité de transmission.

En plus, les techniques de contrôle de la puissance de transmission évoluent et dépendent du contexte de la station mobile dans sa cellule, de sa mobilité, des stations mobiles voisines de la même cellule et des paramètres de transmission envisagés par la station de base.

L'objectif de notre travail est d'étudier les nouvelles techniques de contrôle de puissance qui tiennent compte des variations du canal radio-mobile afin d'être plus robuste par rapport aux distorsions introduites par ce dernier. Ceci permet d'anticiper le comportement du canal de transmission et de réaliser un ajustement plus efficace des puissances de transmission des différentes stations mobiles.

La suite du mémoire est constituée des chapitres suivants :

Le premier chapitre est consacré à un aperçu historique des générations des systèmes de télécommunication depuis leur apparition jusqu'à l'émergence de la troisième génération. Nous présentons les techniques d'accès multiples et l'interface radio utilisée dans ces systèmes universaux de transmission radio-mobile. En suite, la problématique de ce travail tout en précisant les effets et les contraintes d'implantation de ces systèmes de troisième génération.

Le deuxième chapitre met en évidence le problème *Near Far* qui affecte la qualité de transmission en montrant l'effet de quelques paramètres de la chaîne de transmission *DS-CDMA*.

Dans le troisième chapitre, on montre le concept de contrôle conventionnel de puissance dans un tel système de télécommunication basé sur la technique *DS-CDMA*, ainsi les algorithmes de base sont étudiés. Des simulations sont effectuées pour évaluer l'effet de quelques paramètres de système sur la performance de contrôle de puissance. Les performances des algorithmes de contrôle de pas fixe (*FSTPC*) et de pas variable (*VSTPC*) sont comparées en termes de taux d'erreur de bit (*BER*) en fonction de signal à l'interférence (*SIR*).

L'objet du quatrième chapitre est de montrer l'intérêt de la technique de prédiction sur le mécanisme de contrôle de puissance. Le prédicteur de canal est utilisé pour prédire l'état de canal utilisant les propriétés de corrélation du canal d'évanouissement. En prédisant le canal, le rapport SIR peut être également prédit. La décision de contrôle de puissance est alors basé sur la valeur prédite du SIR , au lieu des mesures / estimations courantes. Par conséquent, l'ajustement de puissance de station mobile, basé sur SIR prédit, reflétera l'état réel du canal. Nous développons un filtre de prédiction, pour prédire l'état du canal d'évanouissement en avant, basés sur le critère de l'erreur quadratique moyenne ou $MMSE$ (*Minimum Mean Square Error*).

En fin, le manuscrit est parachevé par une conclusion, en récapitulant les études qui ont été menées au cours de ce travail. Des perspectives sont également envisagées.

Chapitre 1

Les systèmes de télécommunication mobile

1.1 Introduction

L'objectif majeur des systèmes de télécommunication mobile est de fournir une variété de services (multimédias) nécessitant du haut débit. Tous les usagers, quelle que soit leur localisation devraient être servis et à tout moment, avec une qualité acceptable pour des applications diversifiées.

Dans ce chapitre, nous présentons une description de ces systèmes de transmission. Nous commençons par donner un aperçu sur l'historique, les nouvelles prestations de services ainsi que les caractéristiques de ces systèmes de transmission radio-mobile. Puis, nous ferons l'étude des méthodes d'accès dans les réseaux mobiles et plus particulièrement celles à base de *CDMA*, nous introduisons par la suite le concept d'étalement de spectre ; ce qui nous amène à l'interface radio du système *UMTS* (*Universal Mobile Telecommunication Systems*). Enfin, nous exposons les problèmes qui affectent la qualité de transmission dans ce type de systèmes, en particulier le problème de *Near-Far*.

1.2 Les systèmes des télécommunications radio-mobiles

Les utilisateurs de l'*UMTS* sont estimés à 2 milliards de personnes pour l'année 2010, ce qui crée un marché considérable et un produit réussi à moyen terme. Cela acquiert l'intérêt primordial des laboratoires de recherche et de développement de l'industrie et des universités, car l'opportunité offerte pour les opérateurs précurseurs ne cesse de s'amplifier et de se personnaliser pour rétablir des communications rapides, de grande capacité et de plus en plus indépendante de la plateforme par son nouveau schéma d'accès à tous les niveaux du réseau.

1.3 Historique des systèmes de transmission radio-mobile

1.3.1 La première génération (1G)

Apparue au début des années 70, la première génération a été le premier à exploiter le concept de téléphonie cellulaire, elle utilisait des modulations de fréquence analogiques (FM : *Frequency modulation*) et opérait dans la bande de fréquence 890 - 915 MHz et 935 - 960 MHz. En termes de service, ce système se caractérisait généralement par des services simples, vocaux uniquement transmis sous forme analogique [1].

Malgré le succès de ces réseaux cellulaires, un problème important apparaissait lorsque le nombre d'utilisateur augmentait, ceux-ci avaient tendance à être plutôt regroupés dans des zones urbaines et cela affectait inévitablement la capacité en termes de nombre d'utilisateur de cette région, en plus de ce problème, le réseau analogique de la **1G** possédait de faibles mécanismes de sécurité ce qui facilitait le piratage de ligne téléphoniques, ce qui a nécessité des améliorations nécessaires et urgentes pour la première génération [1].

1.3.2 La deuxième génération (2G)

Apparue au début des années 90, comme conséquence des développements technologiques dans le domaine des composants radio fréquence et des dispositifs de traitement numérique du signal. L'usage de la technologie numérique a en effet permis de résoudre les problèmes de capacité et de sécurité inhérents aux systèmes de **1G**, et de créer des nouveaux services, comme la messagerie texte (*SMS : Short Message Service*). L'un des standards les plus répandus de la **2G** est sans doute, le *GSM (Global System for Mobile communications)* en Europe, le *PDG (Personal Digital Cellular System)* au Japon, les réseaux *PCS (Personal Communication System)* aux Etats-Unis, fondés sur la technique d'accès *TDMA (Time Division Multiple Access)*.

Les systèmes de deuxième génération offrent plusieurs avantages par rapport aux systèmes analogiques, mais restent néanmoins concentrés sur l'optimisation d'un seul service : la voix, le débit de transfert de données n'a pas été une priorité et reste assez limité à l'ère des communications multimédia, pour palier à cette situation une technologie de transition, souvent dénotée par **2.5G**, a été développée. Cette évolution avait pour but de permettre aux opérateurs de réseaux mobiles de déployer des services de données plus efficaces tout en gardant la même infrastructure de leur réseau **2G**.

Dans un environnement où l'internet, l'e-commerce et le multimédia sont très présents, les réseaux qui offrent un support limité en transferts de données présentent un inconvénient

majeur, les utilisateurs ne veulent pas seulement parler, mais ils veulent aussi naviguer facilement dans le web, envoyer des courriers comme ils le font sur un ordinateur. Ces utilisateurs veulent non seulement avoir tous ces services à leur disposition, mais aussi être libres dans leurs mouvements en les utilisant. Afin de satisfaire ces besoins d'autres technologies sont nécessaires elles forment la troisième génération.

1.3.3 La troisième génération (3G)

Le terme **3G** est devenu une expression courante dans l'industrie des télécommunications mobiles pour désigner les technologies et les normes conçues pour améliorer la performance et augmenter l'efficacité des réseaux sans fil de téléphones portables, les réseaux appartenant à cette génération sont supposés être capables d'offrir un large éventail de service, Les réseaux mobiles de **3G** offrent des débits supérieurs à 384 kps et pouvant aller jusqu'à 2 Mbps (en zone urbaine, avec une mobilité réduite). Ces systèmes de **3G** supportent des services à large bande, c'est-à-dire l'accès à internet à haute vitesse, la transmission de la vidéo et surtout la haute qualité de transmission d'image. Les exigences de ces systèmes sont basées sur l'hétérogénéité des systèmes mobiles, tout en gardant la compatibilité avec les réseaux antérieurs avec un "*Upgrade*" flexible des services, Ces services, dits de "**3G**", sont limités par les contraintes apportées par la mobilité, comme le débit maximum ou le nombre d'utilisateurs simultanés dans une cellule.

1.4 Les méthodes d'accès radio

Les systèmes de télécommunication mobile étaient initialement conçus en affectant, à chaque couple station de base-terminal mobile, un canal de transmission physique, donc une ressource fréquentielle. Le spectre radio constitue une ressource tellement rare et précieuse, qu'on ne permet pas de garder une connexion permanente entre le terminal mobile et la station de base.

La solution est d'utiliser une stratégie de partager cette ressource entre les divers usagers, ce partage doit être optimisé en vue de maximiser la capacité des usagers supportés. Des techniques d'accès multiple sont alors mises en place pour permettre à plusieurs utilisateurs de partager efficacement la bande radio disponible [2–4]. Ces techniques sont divisées en (figure 1.1) :

- Accès Multiple à Répartition en Fréquence (*FDMA*),
- Accès Multiple à Répartition dans le Temps (*TDMA*),
- Accès Multiple à Répartition de Code (*CDMA*).

1.4.1 Accès Multiple par Répartition de Fréquence (*FDMA*)

Basée sur la technique de multiplexage, largement utilisée dans les systèmes de communication de **1G**, le *FDMA* permet d'allouer à chaque utilisateur un canal avec une bande de fréquence unique. Dans ce cas, un seul utilisateur peut se servir de ce canal pendant la durée d'une communication. La suppression d'Interférence d'Accès Multiple (*IAM*) est assurée par l'utilisation de fréquences porteuses différentes et séparées par un intervalle fréquentiel prédéfini.

1.4.2 Accès Multiple par Répartition dans le Temps (*TDMA*)

Beaucoup de systèmes de communication numérique comme le *GSM* européen utilisent cette technique, le multiplexage en temps consiste à répartir la transmission d'une porteuse sur des intervalles de temps distincts, appelés *Times slots*, de durée T_{slot} pendant lequel une station mobile (*MS*) peut communiquer avec la station de base (*BS*). L'allocation des intervalles de temps aux différents usagers se fait périodiquement (T_{TDMA}) et chacun est affecté un certain nombre d'intervalle par trame *TDMA* numérotés par un indice T_N . Par conséquent, un canal physique est constitué par la répartition périodique d'un intervalle dans la trame *TDMA* sur une fréquence donnée. Afin de ne pas engendrer d'*IAM* il faut respecter strictement l'intervalle de temps accordé pour la transmission.

1.4.3 Accès Multiple à Répartition de Code (*CDMA*)

L'*AMRC*, plus fréquemment désigné par le signe anglais *CDMA* permet de multiplexer les signaux de plusieurs utilisateurs et de les transmettre sur la même bande et les mêmes intervalles temporels.

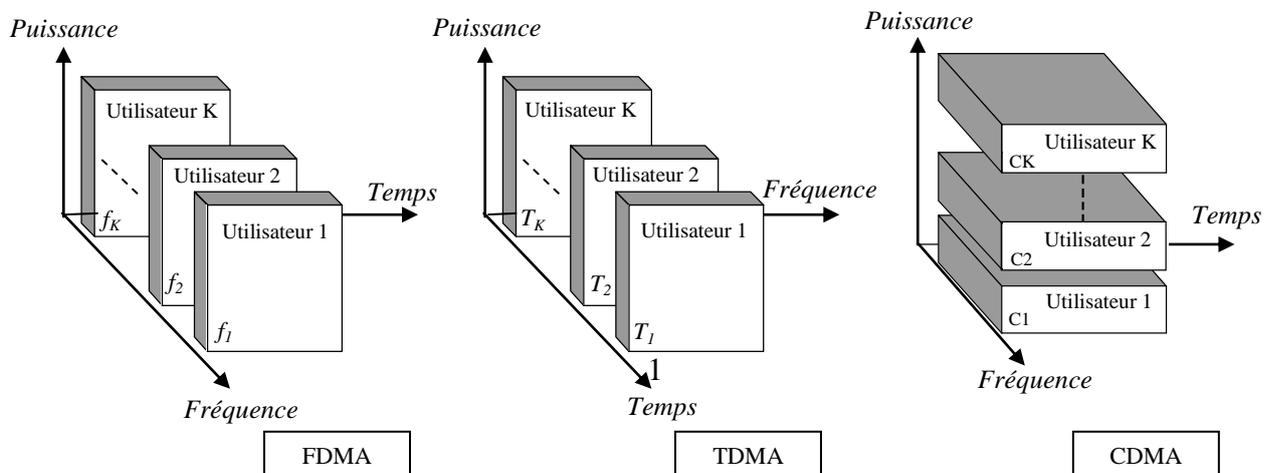


FIGURE 1.1 – Les différentes techniques d'accès multiple.

Le signal produit par un utilisateur est multiplié par un code, dit code d'étalement, code unique par utilisateur, qui lui permet de transmettre des informations en évitant d'interférer avec les messages provenant d'autres utilisateurs, la réduction de *IAM* n'est obtenue que dans le cas de l'utilisation de codes strictement orthogonaux. En effet, contrairement aux techniques *TDMA*, *FDMA*, la capacité de multiplexage du *CDMA* n'est pas limitée par des paramètres physiques (intervalle de temps disponible, fréquence ou bande passante) mais par la capacité à générer un maximum de codes sous la contrainte d'orthogonalité.

La technique d'étalement de spectre est utilisée pour affecter à chaque utilisateur un code, ou séquence, qui permet d'étaler le spectre du signal, après codage, sur toute la largeur de la bande de fréquence disponible. De ce fait deux caractéristiques importantes caractérisent le *CDMA* :

- Le signal *CDMA* peut être confondu avec le bruit du canal et sera donc difficilement détectable par un utilisateur non concerné,
- Le signal étalé est résistant aux évanouissements sélectifs en fréquence.

Étalement de Spectre

La technique d'étalement de spectre a été réservée au départ aux applications militaires grâce à son immunité contre les interférences et les blocages pour garantir une transmission de données numériques confidentielles. Actuellement cette technique est adoptée pour des applications civiles, comme les systèmes de télécommunication mobile.

Les technique d'étalement de spectre consiste à disperser le signal dans un spectre élargi, de façon que le signal ait une densité spectrale d'énergie inférieure à celle du bruit éventuel, tout en conservant la même énergie globale.

Les techniques d'étalement les plus connues, figure 1.2, sont [5][6] :

Étalement de Spectre à sauts de fréquence *FH-SS* (*Frequency Hopping Spread Spectrum*) : Cette technique consiste à faire varier la fréquence du signal porteuse, les chips qui composent la séquence de code associée à chaque utilisateur, sont transmis à des fréquences différentes. Il existe deux techniques de saut *SFH-SS* et *FFH-SS* : la technique lente *SFH-SS* (*Slow Frequency Hopping Spread Spectrum*) où un ou plusieurs bits de données sont transmis à la même fréquence, et la technique rapide *FFH-SS* (*Fast Frequency Hopping Spread Spectrum*) où un seul bit est utilisé pour plusieurs sauts de fréquence.

Étalement de Spectre à sauts de temps *TH-SS* (*Time Hopping Spread Spectrum*) :

Cette technique consiste à affecter à un usager donné toute la bande de fréquence pendant une durée de temps déterminée T . La position de cette dernière dans la trame est choisie d'une manière aléatoire, pendant les autres T , les ressources sont libérées pour les autres usagers.

Étalement de Spectre à séquence directe *DS-SS* (*Direct Sequence Spread Spectrum*) :

Cette technique affecte à un usager toute la bande de fréquence pendant toute la conversation, ceci en multipliant les données transmises par un code dont le débit est supérieur à celui des données.

Combinaison de la *DS-SS* et la *FH-SS* ou système hybride :

Pour chaque canal à saut de fréquence, un code est multiplié par le signal de données. Il est très peu probable que deux utilisateurs partagent la même fréquence dans un même temps.

Remarque 1.1. On note ici que les techniques *FH-SS* et *TH-SS* n'étant pas utilisées dans le système *UMTS*, leur étude est peut pertinente dans le cadre de ce travail. Il est donc recommandé de se référer à [7] pour plus de détails.

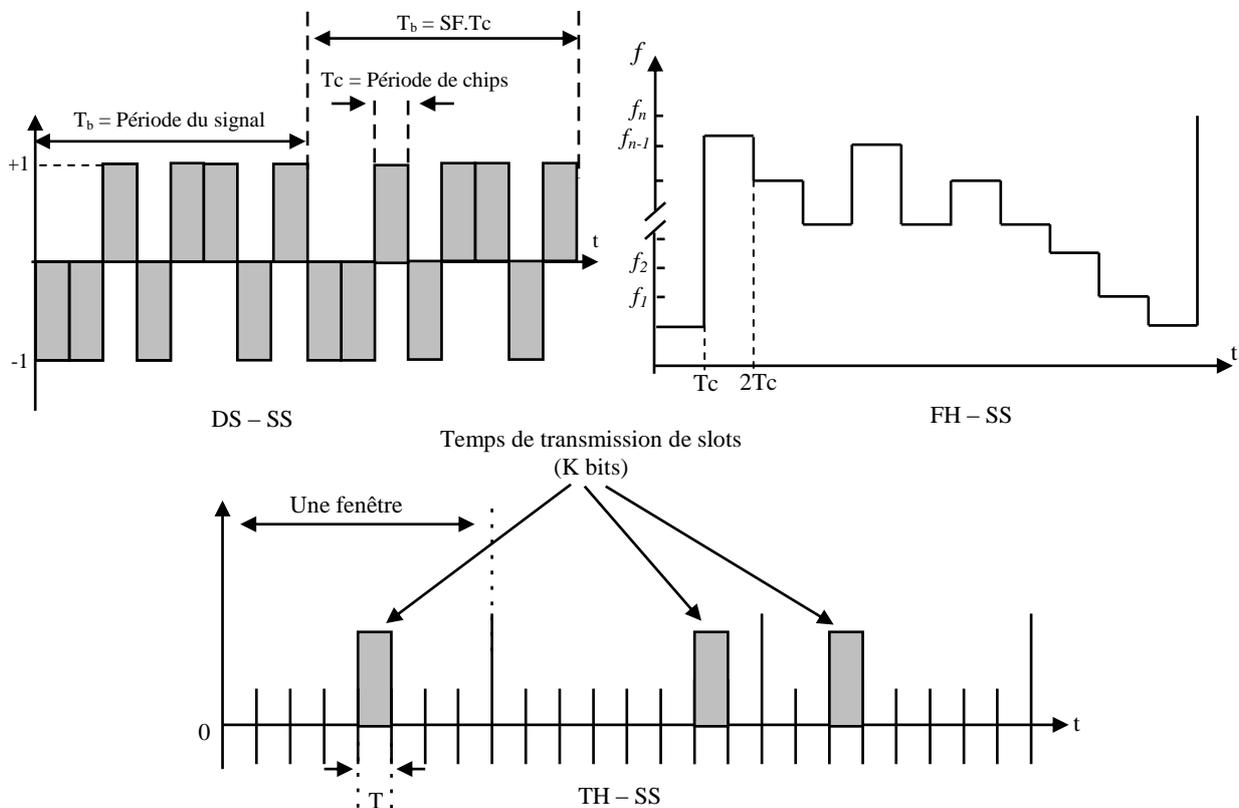


FIGURE 1.2 – Technique d'étalement de spectre.

1.4.4 Technique d'étalement de spectre à séquence directe

Dans un système à étalement de spectre, figure 1.3, le signal transmis est *étalé* à partir d'un code indépendant du message d'information. Après s'être synchronisé avec l'émetteur, le récepteur doit utiliser ce même code pour retrouver le signal et pouvoir par la suite récupérer le message d'information. Le *DS-CDMA* ou *CDMA* à séquences directes est la technique d'étalement la plus répandue, elle est basée sur le fait que le signal de données est multiplié par un code dont la fréquence des codes (appelés *chips*) est beaucoup plus élevée que la fréquence des symboles du signal cela a donc pour effet d'étaler la largeur de bande du signal. De même la puissance du signal se retrouve répartie sur toute la nouvelle largeur de bande, le signal se retrouve alors noyé dans le bruit (voir figure 1.4). Le signal arrive au récepteur noyé dans le bruit, et la multiplication par la séquence du code permet d'extraire le signal car seul le signal qui avait été multiplié au départ par cette séquence verra sa largeur de bande réduite, tandis que le bruit restera étalé sur la largeur de bande totale.

Le rapport entre le débit du signal étalé et le débit du signal non étalé est appelé facteur d'étalement *SF* (*Spreading Factor*). Il représente une propriété importante de l'étalement de spectre et s'exprime par :

$$SF = \frac{T_b}{T_c}, \quad (1.1)$$

Par conséquent, le facteur d'étalement dans un système *DS-CDMA* est égal au nombre de chips utilisés pour étaler un symbole d'information [3][8].

Les codes utilisés dans la technique *DS-CDMA* doivent vérifier au maximum la condition d'orthogonalité pour réduire les interférences inter-canaux (*IAM*) et obtenir une qualité

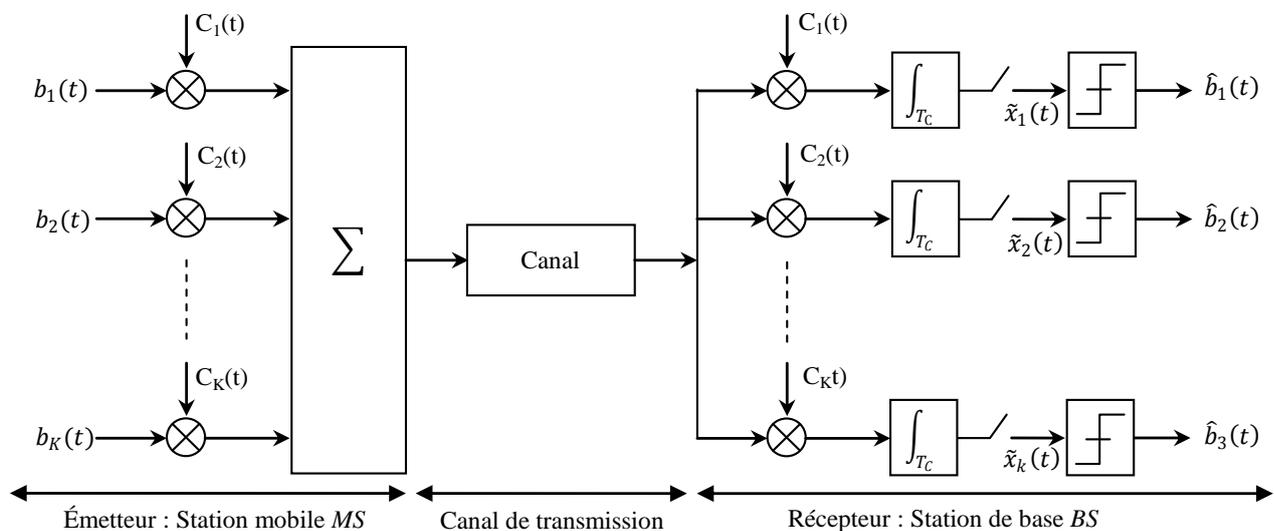


FIGURE 1.3 – Mécanisme d'étalement de spectre basé sur la multiplication du code.

acceptable de transmission. Ces codes sont appelés les codes *OVVSF* (*Orthogonal Variable Spreading Factor Codes*).

Definition 1.1. Soit x et y deux signaux réels, si la fonction d'inter corrélation $R_{xy}(0)$ est nulle pendant une période T , on dit que les deux signaux sont orthogonaux :

$$R_{xy}(0) = \int_0^T x(t)y(t)dt, \quad (1.2)$$

Du point de vue statistique, l'inter corrélation représente le degré de correspondance entre deux séquences. On écrit :

$$R_{xy}(0) = X^T Y = \sum_{i=1}^M x_i y_i, \quad (1.3)$$

Exemple 1.1. Les deux séquences $X^T = [-1 \ -1 \ +1 \ +1]$ et $Y^T = [-1 \ +1 \ +1 \ -1]$ sont orthogonales, puisque la fonction d'inter corrélation $R_{xy}(0) = X^T Y = 0$.

Dans la plupart des systèmes de réseaux mobiles fondés sur *DS-SS*, les codes utilisés pour effectuer le processus d'étalement sont des codes bipolaires (ayant deux états distincts $+1$ ou -1 par rapport à un niveau de référence) à savoir : les codes *Walsh-Hadamard*, les codes *Pseudo Noise* et les codes *Gold* [3].

Séquence de Walsh-Hadamard :

Les séquences *WH*, sont parmi les structures orthogonales les plus simples à construire, une séquence de code est représentée par les lignes de la matrice de *Hadamard* [9]. Ces

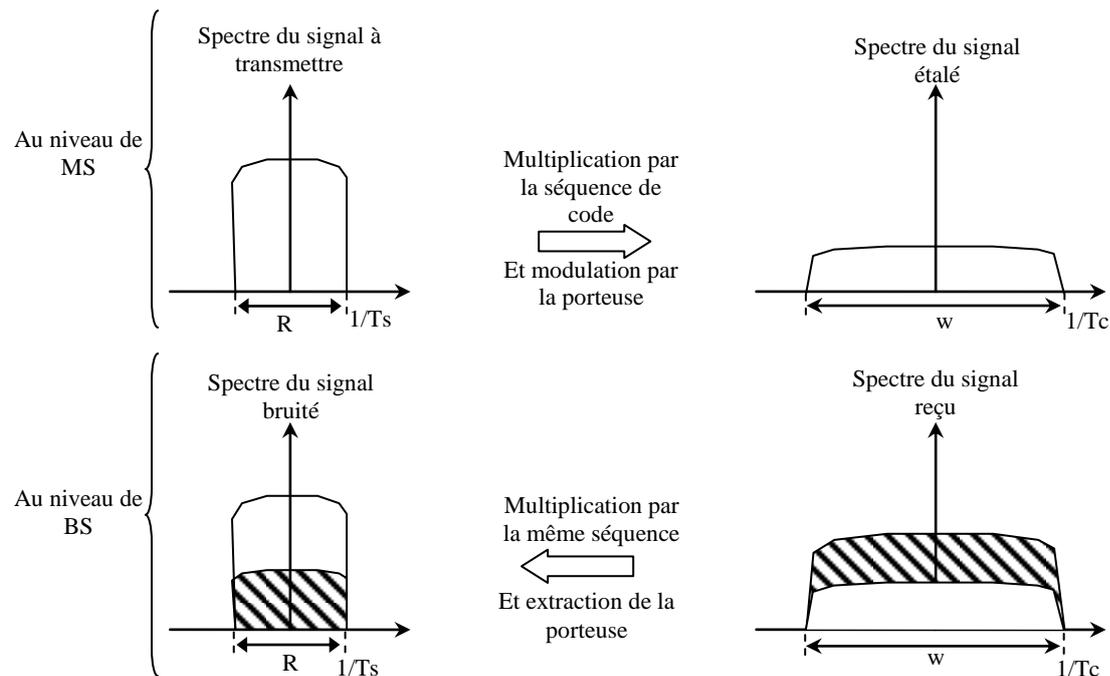


FIGURE 1.4 – Représentation spectrale de l'opération d'étalement de spectre.

matrices toujours carrées, peuvent être générées de la manière récursive suivante :

$$H_{2N} = \begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & \bar{H}_N \end{bmatrix}. \quad (1.4)$$

Où \bar{H}_N représente le complément logique de H_N .

Exemple 1.2. Si l'on veut obtenir quatre codes orthogonaux W_0, W_1, W_2, W_2 , il faudra générer une matrice de **Hadamard** d'ordre 4 :

$$H_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (1.5)$$

La représentation bipolaire de ces séquences consiste à remplacer simplement les valeurs $[0,1]$ par les valeurs $[-1,1]$, on obtient les séquences orthogonales suivantes :

$$\begin{aligned} w_0 &= [-1 \quad -1 \quad -1 \quad -1], \\ w_1 &= [-1 \quad +1 \quad -1 \quad +1], \\ w_2 &= [-1 \quad -1 \quad +1 \quad +1], \\ w_3 &= [-1 \quad +1 \quad +1 \quad +1], \end{aligned}$$

Séquences pseudo aléatoire (Pseudo Noise : PN) :

Ces séquences répondent aux propriétés de corrélation et d'orthogonalité que doivent valider les codes utilisables dans les systèmes *CDMA*. Comme leur nom l'indique (Pseudo aléatoires) ces codes ne sont pas complètement aléatoires, car il est possible de les régénérer à la réception pour récupérer l'information transmise, pourvu que l'émetteur et le récepteur soient parfaitement synchronisés [3]. Un registre à décalage binaire, comme celui décrit à la figure 1.5 représente l'une des manières les plus courantes pour générer des codes *PN*. Son fonctionnement est le suivant : une fois que les différents états du registre sont initialisés, le bit en sortie est calculé à chaque coup d'horloge en additionnant en modulo 2 tous les bits présents à chaque état. Les bits sont ensuite décalés de manière circulaire pour réinitialiser les états et calculer le bit en sortie suivant.

Le nombre maximum d'états possibles est de $L = 2^N - 1$, donc quelles que soient les valeurs initiales, on trouve ces mêmes valeurs après un nombre fini de temps d'horloge (jamais supérieure à 2^N). Dans le cas où la valeur de la période de la séquence est maximale, c'est-à-dire égale à L , la séquence générée par le registre à décalage de types *LFER* (*Linear Feedback Shift Register*) est appelée *m-séquence* ou séquence à longueur maximale.

1.5 Le Système Universel de Télécommunication Mobile (*UMTS*)

Afin de créer un système de télécommunication unifié avec des possibilités de multimédia, l'Union International des Télécommunications (*UIT*) a défini un cadre pour les systèmes de télécommunication de **3G**, appelé *IMT-2000* (*International Mobile Telecommunication - 2000*). Plusieurs normes de la technologie **3G**, suivant les recommandations *IMT-2000*, sont utilisées dans le mode :

- Europe : UMTS (Universal Mobile Telecommunication Systems),
- Amérique : CDMA2000, (Code Division Multiple Access 2000),
- Japon et Corée : WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access 2000),
- Chine : TD-SCDMA.

L'*UMTS* et donc la norme de télécommunication de **3G** utilisée en Europe est basée sur la technologie *WCDMA*. La normalisation de l'*UMTS* est effectuée par le *3GPP* (*3rd Generation Partnership Project*) [11], et développée à partir de 2004 avec la Release 99 (*R99*). Sa bande de fréquence de fonctionnement est 1900 MHz - 2000 MHz.

L'*UMTS* est compatible avec tous les réseaux du monde du fait de la possibilité de parcourir au niveau mondial.

1.5.1 Hiérarchie des cellules de l'*UMTS*

Tout comme le réseau *GSM*, l'*UMTS* est divisé en plusieurs cellules de tailles variables (figure 1.7). Chacune d'entre elles est présente en fonction de la densité de population à servir et de la vitesse de mobilité [12].

- **Une pico-cellule** : permet des débits de l'ordre de 2Mbits/s lors d'un déplacement de l'ordre de 10km/h (marche à pied, déplacement en intérieur, etc.)

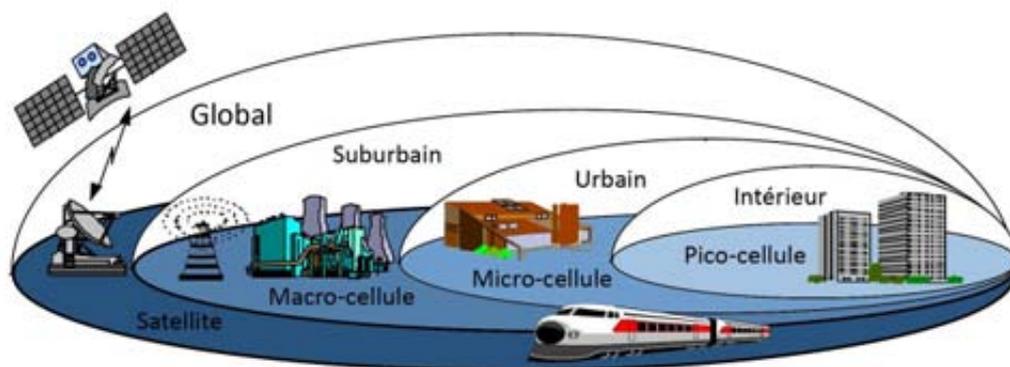


FIGURE 1.7 – Hiérarchie des cellules de l'*UMTS*.

- **Une micro-cellule** : Permet des débits de l'ordre de 384Kbits/s lors d'un déplacement de l'ordre de 120km/h (véhicule, transports en commun, etc.)
- **Une macro-cellule** : Permet des débits de l'ordre de 14Kbits/s lors d'un déplacement de l'ordre de 500km/h (train à grande vitesse).

1.5.2 Services de l'UMTS

La figure 1.8 représente quelques exemples de service que l'UMTS peut offrir suivant un découpage par classes qui dépendent de la *Quality of Service (QoS)* désirée. Ces classes de services sont définies comme suit :

- **Services conversationnels** : Permettent l'échange l'information (son, images) entre deux personnes ou groups de personnes, leurs QoS est donc assez sensible à des délais dans la transmission (problème de temps réel),
- **Services interactifs** : caractérisés par le temps écoulé entre le moment où l'information est émise et celui où la réponse arrive. Comme exemple, nous pouvons citer le commerce électronique, et la navigation sur le Web,
- **Services streaming** : Unidirectionnels, traitent l'information au niveau du terminal de façon continue (avant de la recevoir dans sa totalité).
- **Services en arrière plan** : ils peuvent s'exécuter en arrière plan, ne posent, ou presque, aucune contrainte de temps pendant l'échange de l'information. (Fax, Email, SMS etc.)

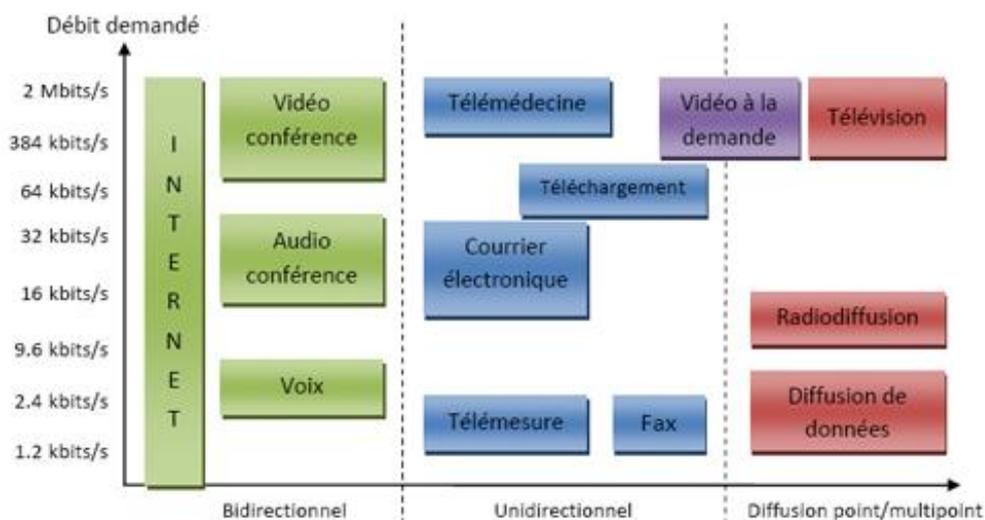


FIGURE 1.8 – Les besoins en débit des services de l'UMTS.

1.5.3 Architecture du réseau UMTS

Le réseau *UMTS* repose sur une architecture flexible et modulaire comme illustrée à la figure 1.9, constituée d'entités logiques assurant chacune une fonction précise. Ces entités groupées en : l'interface utilisateur, le réseau d'accès *UTRAN* et le réseau cœur [13].

L'équipement d'utilisateur *UE* (User Equipment) :

C'est l'équipement terminal exploité par l'utilisateur afin d'accéder aux différents services fournis par l'UMTS, exemple *MS* (Mobile Station),

Réseau d'accès *UTRAN* (*Universal Terrestrial Radio Access Network*) :

Le réseau d'accès *UTRAN* est doté de plusieurs fonctionnalités, sa fonction de base est de fournir à l'*UE* les ressources radio et les mécanismes nécessaires pour accéder au réseau cœur. Cependant, il est chargé d'autres fonctions :

- Sécurité, il permet la confidentialité et la protection des informations échangées par l'interface radio en utilisant des algorithmes de chiffrement et d'intégrité,
- Mobilité, une estimation de la position géographique est possible à l'aide du réseau d'accès *UTRAN*,
- Gestion des ressources radio nécessaires à la communication,
- La synchronisation pour transmettre et recevoir des informations.

Le réseau d'accès *UTRAN* est composé d'un ensemble de sous systèmes :

1. Le Node B : est l'unité de communication radio avec les cellules du réseau d'accès et un ou plusieurs équipements usagers, parmi ses fonctions, on peut citer le contrôle

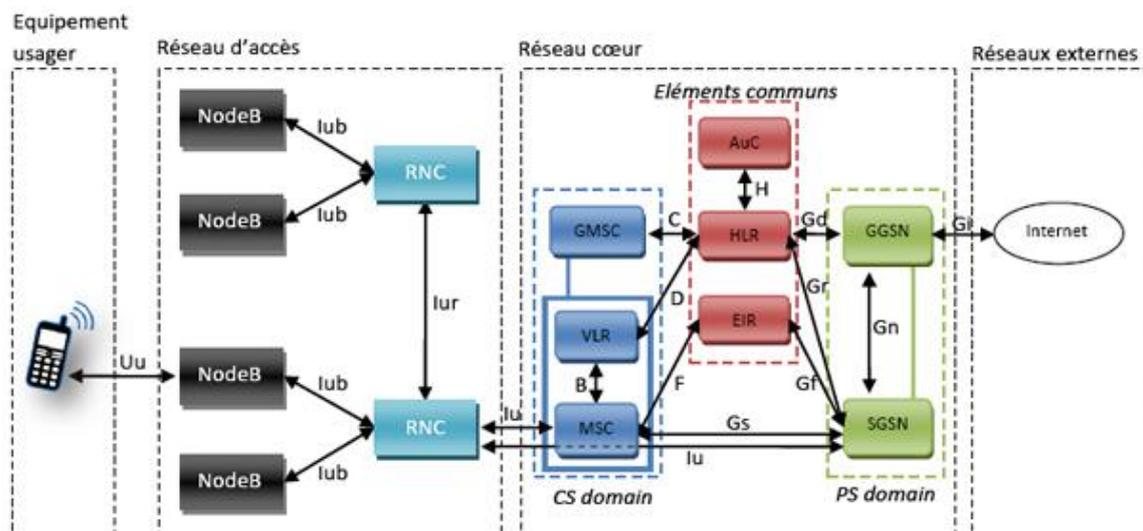


FIGURE 1.9 – Architecture du réseau *UMTS*.

de puissance. En effet, la puissance d'émission de l'*UE* est contrôlée systématiquement pour assurer à l'utilisateur la même *QoS* indépendamment de sa position dans le réseau.

2. RNC (Radio Network Controller) : est le nœud central dans l'*UTRAN*. Il contrôle un ou plusieurs *Nodes B* à travers l'interface *Iub* et il est responsable du contrôle des ressources radio dans son domaine.

Réseau cœur (CN) :

Regroupe l'ensemble des équipements assurant les fonctions telles que le contrôle des appels, le contrôle de la sécurité et la gestion de l'interface avec les réseaux externes [13].

1.5.4 Spécification de l'accès radio de l'UMTS

L'accès radio de l'*UMTS* (*UTRA*) est basé sur deux fronts de transmission, l'un descendant de la *BS* vers la *MS*, l'autre ascendant de la *MS* vers la *BS*. Pour transmettre sur ces deux fronts, deux modes de duplex sont possibles : *FDD* (*Frequency Division Duplex*) et *TDD* (*Time Division Duplex*).

Avec le *FDD*, le front montant et celui descendant utilisent séparément deux bandes de fréquences distinctes. À chaque connexion est associée une paire de bande de fréquence séparée. Tandis que avec la *TDD*, le front montant et celui descendant emploient en commun la même bande de fréquences tout en utilisant des intervalles de temps de synchronisation. Ces intervalles sont divisés en des temps de réception et en d'autres temps de transmission.

La figure 1.10 illustre ces deux modes de duplex [14].

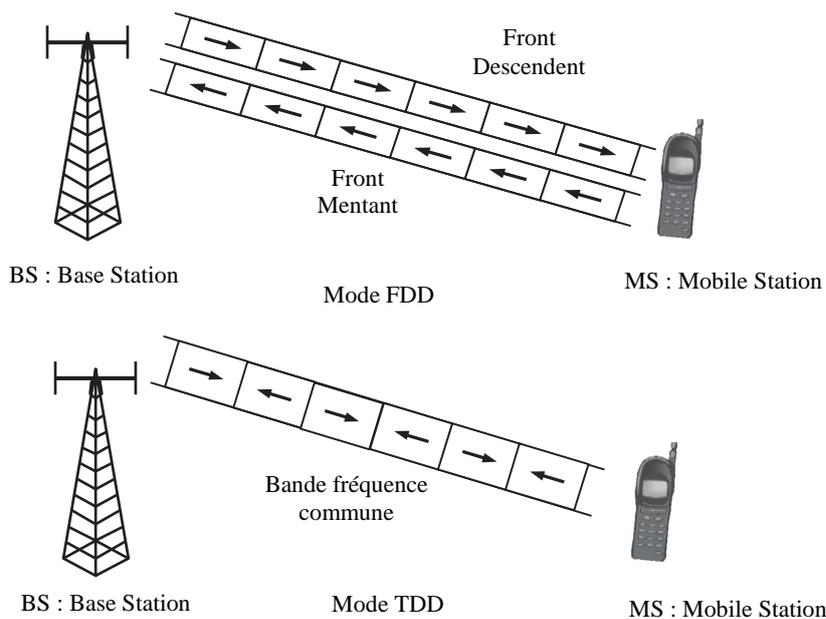


FIGURE 1.10 – Mode *TDD* et Mode *FDD*.

Mode	FDD	TDD
Accès Multiple	DS-CDMA	TDMA-CDMA
Débit Chip	3.84 MChip/s	
Séparation	4.4 à 5 MHz	
Inter porteuse	10ms	
Modulation DL/UL	QPSK/BPSK	QPSK/QPSK
Facteur d'étalement	liaison montante 4 à 256	1 à 16
	liaison descendante 4 à 512	1 à 16
Codage Canal	Convolutionnel (1/2 - 1/3)	
	Turbo Code BER moins de 10 ⁻³	

TABLE 1.1 – Paramètres de l'UTRA (UMTS Radio Access).

En mode *FDD*, le débit maximum par utilisateur est $384k/s$. Plus les débits offerts sont élevés et moins la capacité, en nombre d'utilisateurs, est importante. En particulier pour un débit de $384kb/s$, donc 5 utilisateurs au maximum sont tolérés dans une même station de base. En mode *TDD*, le débit maximum théorique pourrait atteindre $2Mb/s$.

1.5.5 Interface radio du système UMTS

Le système *UMTS* utilise le *W-CDMA* (*Wideband CDMA*) comme technique d'accès multiple par répartition de code à large bande [12]. L'information est ainsi étalée sur une bande de fréquence de 5 MHz, d'où la désignation de large bande. Les paramètres de l'*UMTS* sont illustrés dans le tableau 1.1. Le *WCDMA* permet également de tenir compte des différents trajets empruntés par les signaux (dus à des obstacles naturels) et de corrélérer les signaux reçus par plusieurs antennes pour reconstituer un signal de meilleure qualité. Ce traitement permet d'améliorer les performances du réseau. Le paramètre rapport signal sur bruit en *CDMA* va fixer le nombre maximum théorique d'utilisateurs par site que pourra supporter le réseau. Ce rapport va également fixer la distance minimale entre les sites en fonction de l'environnement (urbain, rural...) et du service.

1.6 La structure des canaux physiques

Dans le cadre de notre étude, nous allons citer uniquement deux canaux. Nous commencerons par les canaux dédiés de la voie montante et ceux de la voie descendante [3][1].

1.6.1 Les canaux physiques dédiés de la voie montante

Il existe deux types de canaux physiques dédiés dans la voie montante : le canal physique dédié de données *DPDCH* (*Dedicated Physical Data CHannel*) et le canal physique dédié de contrôle *DPCCH* (*Dedicated Physical Control CHannel*). Dans une même liaison radio, il peut y avoir zéro, un ou plusieurs *DPDCH* et toujours un seul et unique *DPCCH*.

Le *DPDCH* doit acheminer l'information du canal de transport *DCH*, alors que le *DPCCH* véhicule l'information de contrôle ou de signalisation générée par la couche physique. Chacun de ces canaux est composé de champs de bits regroupés dans des intervalles de temps ou slots comme on peut le voir à la figure 1.11.

L'information de contrôle contenue dans les champs de bits du *DPCCH* inclut [15] :

- des bits pilotes connus par le récepteur de la station de base. Les bits pilotes dont le nombre varie entre 3 et 8, sont utilisés pour estimer le rapport signal à interférence *SIR* de la liaison radio,
- un identificateur de la combinaison des formats de transport représentés par des bits *TFCI* (*Transport Format Combination Identification*). À l'aide de ces bits, la *BS* détermine les attributs selon lesquels les bits de données acheminés par le *DPDCH* ont été traités au niveau des canaux de transport (*opérations de multiplexage et de codage canal*). L'envoi des bits *TFCI* est optionnel et leur nombre est de 0, 2, 3 ou 4 par slot. Ils sont inclus dans le cas où, par exemple, plusieurs services sont traités en parallèle. Ils peuvent être omis dans les services à débit fixe,
- des bits de retour d'informations *FBI* (*FeedBack Information*),
- des commandes pour le contrôle de puissance représentées par des bits *TPC* (*Transmit Power Control*). L'*UE* utilise ces bits pour demander au *Node B* d'augmenter ou de diminuer sa puissance d'émission afin de garantir un certain niveau de qualité dans le signal reçu.

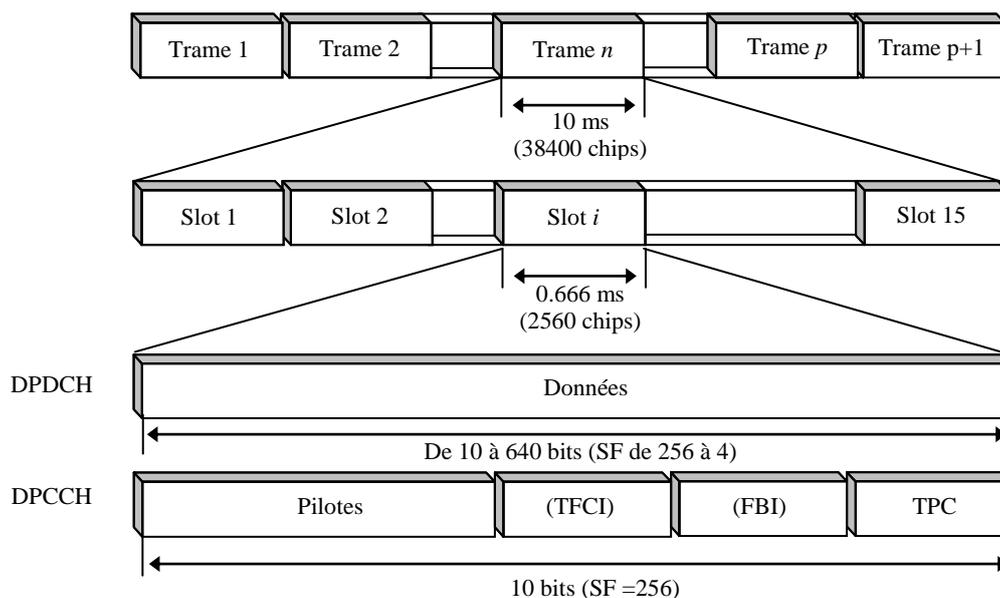


FIGURE 1.11 – Structure des canaux physiques dédiés *DPDCH* et *DPCCH* de la voie montante.

De manière générale, le nombre de bits par slot du *DPDCH* ou du *DPCCH* dépend du débit binaire de l'information que chacun de ces deux canaux transportent. Ce nombre est fonction du facteur SF selon la relation :

$$N_{\frac{bit}{slot}} = \frac{2560}{SF}, \quad (1.9)$$

La valeur du SF pour le *DPCCH* est toujours constante et égale à 256, ce qui implique que le nombre de bits par slot est également constant et égal à 10 bits.

D'ailleurs pour le *DPDCH* le nombre de bits dépend du service en cours et peut varier d'une trame à l'autre. Les valeurs possibles sont 256, 128, 64, 32, 16, 8 et 4, ce qui correspond à des débits binaires de 15, 30, 60, 120, 240, 480 et 960 kb/s.

1.6.2 Les canaux physiques dédiés de la voie descendante

À la différence de la voix montante, il existe un seul type de canal physique dédié dans la voie descendante appelé *DPCH* (*Dedicated Physical CHannel*). Ce canal achemine l'information du canal de transport DCH-information qui peut être du trafic de données ou de contrôle généré par les couches supérieures. Il transporte également de l'information de contrôle engendrée par la couche physique elle-même et, de ce fait, il peut être considéré comme le multiplexage temporel d'un canal physique dédié de données (*DPDCH*) et d'un canal physique dédié de contrôle (*DPCCH*).

On voit sur la figure 1.12 que les bits de données sont répartis sur deux champs de bits à l'intérieur du slot (partie *DPDCH*). Dans la partie de contrôle (*DPCCH*), on retrouve les mêmes bits d'informations que dans la voie montante, à l'exception des bits *FBI*.

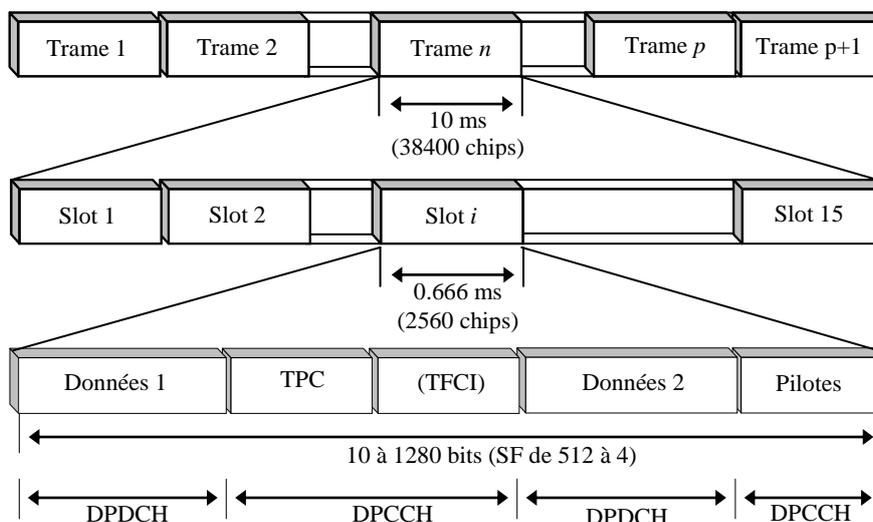


FIGURE 1.12 – Structure du canal physique dédié *DPCH* de la voie descendante.

Le nombre de bits dans le slot du DPCH est calculé à partir de l'expression :

$$N_{\frac{bit}{slot}} = \frac{5120}{SF}, \quad (1.10)$$

Le facteur d'étalement SF peut prendre pour valeur 512, 256, 128, 64, 32, 16, 8 ou 4 et les débits respectifs sur le DPCH qui en résultent sont 15, 30, 60, 120, 240, 480, 960 et 1920 kbps. Ce débit devra être partagé entre les bits de contrôle et de données.

1.7 Canal de transmission radio-mobile

Les systèmes de télécommunications sont étudiés afin de transmettre des données d'un point à un autre, sous contraintes de débit et de robustesse. À partir de là, l'étude du canal de transmission auquel le système sera dédié est incontournable.

Le canal de propagation décrit le support physique de la transmission. Différents types de canaux existent suivant le milieu de propagation considéré. Ainsi, dans le cas des transmissions sur câbles, le canal est invariant dans le temps, tandis que dans le cas de transmissions hertziennes le canal sera variant dans le temps.

Notre étude porte sur les futurs systèmes de télécommunications. Nous ne nous intéresserons ici qu'à l'étude des transmissions hertziennes. Nous verrons que sous certaines conditions, le canal de transmission peut se modéliser par un filtre linéaire variant dans le temps. Le but d'une telle modélisation est de caractériser et de définir les effets du canal de propagation sur le signal émis. Il sera alors possible de mettre en oeuvre des techniques pour combattre ces effets perturbateurs.

1.7.1 Trajets multiples et évanouissement

La transmission des ondes dans un canal est caractérisée par de multiples réflexions, diffractions et atténuations du signal (figure 1.13) [16]. Ces phénomènes sont provoqués par les obstacles de l'environnement tels que les immeubles ou les montagnes, la conséquence est l'existence des trajets multiples au niveau de BS ou MS .

Ainsi, le signal peut mettre plus ou moins de temps à arriver au niveau du récepteur en fonction du trajet qu'il emprunte ; celui-ci peut alors recevoir plusieurs fois le même signal en décalage, avec une puissance variable. Ce délai qui est généralement de 1 à $2\mu s$ en ville augmente jusqu'à $20\mu s$ dans les zones vallonnées.

D'autre part, le signal transmis doit aussi faire face aux pertes de propagation dues à la distance, aux atténuations induites par les obstacles qu'il trouve sur son parcours et aux évanouissements suscités par l'existence de trajets multiples. La figure 1.13 schématise

l'ensemble de ces phénomènes.

D'une manière générale, le phénomène qui se traduit par une variation de puissance du signal mesuré à la réception, en fonction du temps ou de la distance qui sépare l'émetteur du récepteur, est connu sous le nom d'évanouissement (*fading*). D'après cette définition, nous pouvons classer les différents modèles de propagation en trois catégories :

Évanouissement à long terme

Les évanouissements à long terme se manifestent lorsque la distance qui sépare l'émetteur du récepteur est importante (de quelques dizaines à quelques milliers de mètres). En pratique, ces évanouissements sont modélisés d'après des équations qui déterminent l'affaiblissement de parcours (Path-Loss).

Évanouissement à moyen terme

En présence d'obstacles, tels que des arbres, des collines ou des immeubles, apparaît le phénomène appelé effet de masque. Ce phénomène est aussi connu sous le nom d'évanouissement à moyen terme, il se manifeste à des distances qui vont de quelques dizaines à quelques centaines de mètres.

Évanouissement à court terme

Les évanouissements à court terme sont caractérisés par des variations rapides de la puissance du signal dans des intervalles de temps assez court. Ce type d'évanouissement trouve ses origines dans les réflexions du signal transmis sur les différents obstacles et dans

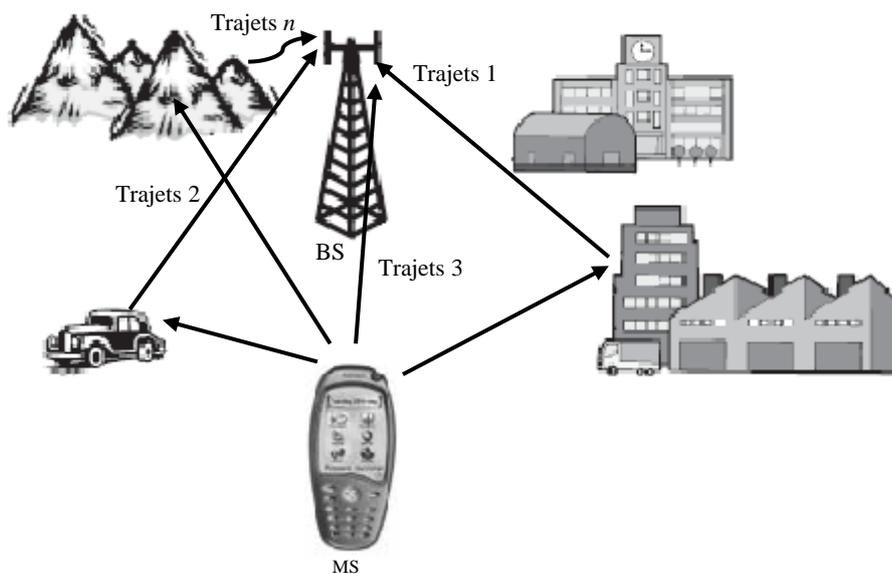


FIGURE 1.13 – Phénomène de multi trajet.

la vitesse relative entre le mobile et la station de base. À la réception, plusieurs versions du signal, autrement dit des trajets multiples, arrivent à des intervalles de temps différents. L'angle d'arrivée, l'amplitude et la phase de chacun des trajets varient de manière aléatoire.

1.7.2 Modélisation statistique du canal de propagation

La réponse impulsionnelle h du canal peut être exprimée selon l'expression 1.11. Cette expression considère des trajets fixes lorsque l'émetteur et le récepteur sont en mouvement

$$h(\tau, t) = \sum_{l=1}^L C_l(t) e^{j\psi_l(t)} \delta(\tau - \tau_l), \quad (1.11)$$

Dans l'expression 1.11, L correspond au nombre de trajets discernables par le récepteur. Le nombre de trajets discernables n'est pas obligatoirement égal au nombre de trajets réellement existant dans le canal. En effet, chacun des P signaux retardés résulte de la recombinaison de plusieurs trajets. Dès lors, la contribution de chaque trajet discernable peut ainsi être modélisée par une amplitude $C_l(t)$ et un déphasage $\psi_l(t)$, associés au retard $\tau_l(t)$. Cette représentation de la réponse impulsionnelle du canal de propagation permet de lier les signaux reçus $r(t)$ et émis $s(t)$, selon la relations 1.12, où $\eta(t)$ désigne le terme de bruit additif gaussien.

$$\begin{aligned} r(t) &= (h * s)(t) + \eta(t) \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{l=1}^L C_l(t) e^{j\psi_l(t)} \delta(\tau - \tau_l) s(t - \tau) d\tau + \eta(t) \\ &= \sum_{l=1}^L C_l(t) e^{j\psi_l(t)} s(t - \tau_l) + \eta(t). \end{aligned} \quad (1.12)$$

Le modèle de canal gaussien

Le canal *gaussien* pour les communications sans-fil est le canal statistique le plus simple du point de vue de la mise en œuvre, mais pas forcément le plus réaliste. Il modélise uniquement le bruit thermique du récepteur comme une variable aléatoire (V.A) gaussienne de densité de probabilité $p_X(x)$ (équation 1.13) et s'ajoute au signal utile. La variable aléatoire est appelée le *bruit blanc additif gaussien (BBAG)*. Le bruit est dit blanc car il perturbe de façon identique tout le spectre avec une densité spectrale de puissance monolatérale constante N_0 (W/Hz). Le bruit est alors entièrement défini statistiquement par sa moyenne μ_b nulle et sa variance σ_b^2

$$p_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_b^2}} \exp \left[-\frac{(x - \mu_b)^2}{2\sigma_b^2} \right], \quad (1.13)$$

Le modèle de Rayleigh

Le modèle de *Rayleigh* est utilisé dans la simulation de systèmes de type indoor car il tient compte des trajets multiples, il représente les trajets multiples comme un unique coefficient complexe (une atténuation et un déphasage), variant dans le temps. Pour ce faire, on construit la *V.A* complexe représentant le coefficient complexe du canal $h = X + jY$, avec X et Y deux *V.A* gaussiennes indépendantes. L'atténuation du canal $\beta = |h|$ est alors représentée comme une *V.A* suivant une loi de *Rayleigh* définie par sa densité de probabilité $p_B(\beta)$ de paramètre σ :

$$p_B(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\beta^2}{2\sigma^2}\right], \quad \forall \beta \geq 0. \quad (1.14)$$

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'histoire des systèmes de télécommunications radio-mobile depuis 1^{ère} de la radiotéléphonie jusqu'à la 3^{ème} génération. Cette dernière se base sur des techniques d'accès modernes lesquelles on remédie à un certain nombre de problèmes de la transmission radio-mobile dans un contexte multimédia.

Nous avons introduit aussi le concept de transmission numérique dont l'accès se manifeste par la répartition des codes. Une telle technique utilise un étalement de spectre à séquence directe, exploitant une nouvelle interface radio structurée dans laquelle les différents canaux de pilotage, de synchronisation, de données et de contrôle opèrent en harmonie et permettent de véhiculer les informations non seulement vers les stations mobiles mais aussi vers les stations de base définissant aussi deux sens de transmission : front montant vers la station de base et front descendant vers la station mobile.

Le chapitre suivant comporte une présentation de la problématique de ce travail qui trouve ses racines dans le phénomène de *Near far* de la station de base suite au placement des différentes stations mobiles à des distances différentes de la dite *BS*.

Chapitre 2

Problème de *Near Far* dans les systèmes *CDMA*

2.1 Introduction

Le problème majeur du système *CDMA* basé sur la technique DS-SS est celui de l'effet de la variation des puissances de réception des stations mobiles proches et lointaines (à l'intérieur ou en dehors de la cellule), appelé en anglais "*Near Far effect*". Ce problème peut dégrader la qualité de transmission et limiter ainsi la capacité du système.

Nous procédons par une mise en évidence du phénomène d'éblouissement en présentant les opérations principales effectuées au niveau de la chaîne de transmission. Par la suite, nous faisons une approche analytique des signaux de la chaîne de transmission. Nous détaillons ensuite, les caractéristiques des systèmes *DS-CDMA*. Enfin, nous simulons l'effet de quelques paramètres du système à savoir : le rapport des puissances de transmission des stations mobiles, le nombre des usagers, le gain d'étalement et le bruit BBAG (Bruit Blanc Additif Gaussien) à l'entrée du récepteur.

2.2 Mise en évidence du phénomène *Near-Far* (éblouissement)

Afin d'expliquer simplement le phénomène d'éblouissement, nous présentons l'exemple de deux cellules adjacentes selon la figure 2.1. La première cellule gère les mobiles MS_1 à MS_4 ; la deuxième cellule gère les mobiles MS_5 à MS_7 . Si on suppose que tous les mobiles émettent avec la même puissance, les puissances reçues par le récepteur de la station de base ne dépendent que de la distance entre le mobile et la *BS*. Les mobiles MS_2 et MS_3 pourraient être ainsi éblouis par les mobiles MS_1 et MS_4 , de même, le mobile MS_7 pourrait être ébloui par les mobiles MS_5 et MS_6 .

Nous distinguons deux classes d'utilisateurs : utilisateur référencé et utilisateur non référencé. Un utilisateur est dit référencé s'il est reconnu communiquant avec la *BS* courante sinon il est dit non référencé [3]. Les mobiles MS_8 et MS_5 étant non-référencés par rapport à la première cellule, ne pourront pas éblouir les mobiles MS_2 et MS_3 . Le principe d'éblouissement est donc basé sur l'inégalité éventuelle des puissances reçues des usagers à l'entrée du récepteur de la *BS*. La figure 2.2(a) montre un exemple d'inégalité de puissance de deux usagers. La figure 2.2(b) montre l'éblouissement de l'utilisateur MS_1 par l'utilisateur MS_2 . En effet, sa densité spectrale de puissance est noyée dans celle du deuxième usager. La figure 2.2(c) montre le cas contraire.

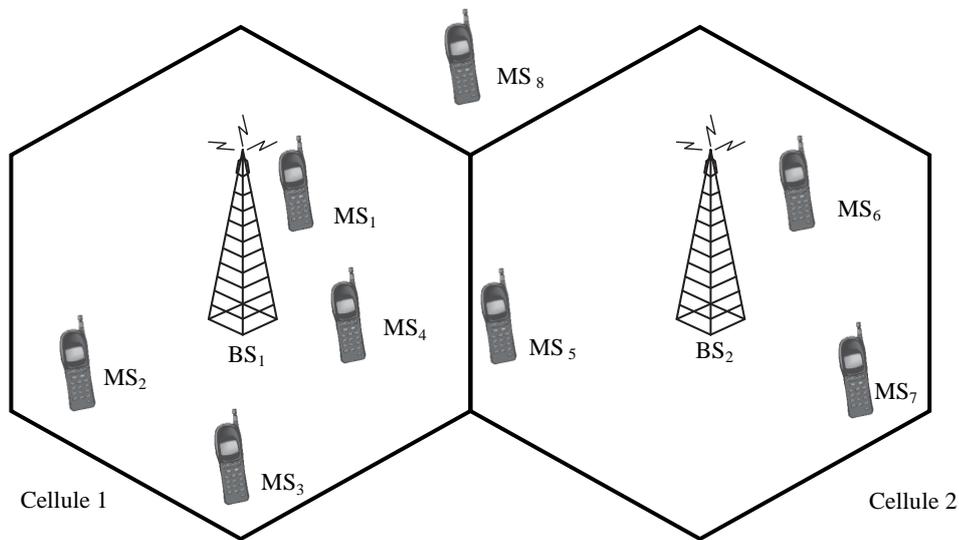


FIGURE 2.1 – Notion d'éblouissement et emplacement des mobiles référencés et non référencés.

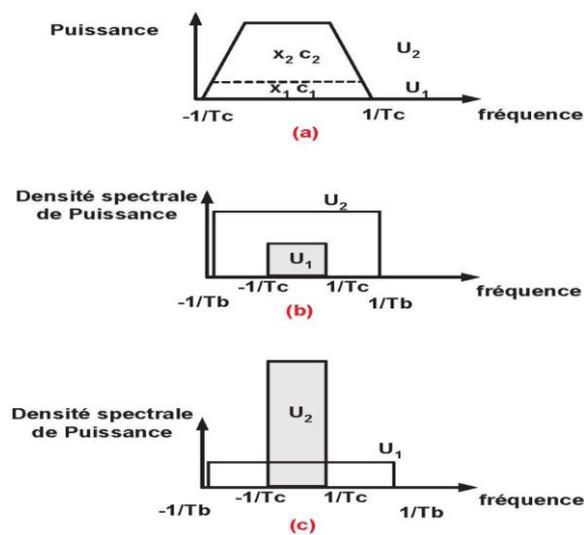
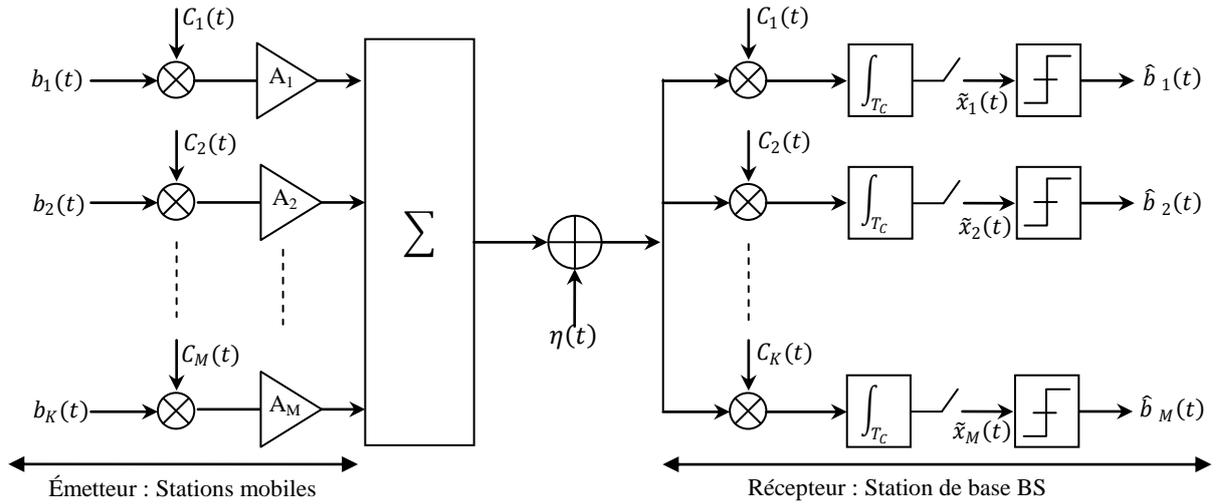


FIGURE 2.2 – Éblouissement du premier utilisateur : 2 utilisateurs à puissances reçues inégales.


 FIGURE 2.3 – Simulation de la chaîne de transmission avec un bruit additif $\eta(t)$ à l'entrée du récepteur -front montant-

2.3 Chaîne de transmission du système DS-CDMA

Les opérations principales effectuées au niveau de la chaîne de transmission sont :

- La multiplication du signal original par un code,
- La sommation du résultat des multiplications,
- La multiplication du signal reçu, à la station de base, par le même code pour déduire le signal original.

La figure 2.3 présente la chaîne de transmission, elle illustre les opérations d'étalement et de désétalement du spectre. Le $i^{\text{ème}}$ usager transmet une source binaire b_i multipliée par un code orthogonal de longueur SF , qui lui est affecté. Les MS_i ($1 \leq i \leq M$) de la même cellule communiquent avec la même BS . Cette dernière reçoit les puissances désignées par $Pr_i(k)$ de chaque MS_i relatives au slot numéro k comprenant N bits transmis de durée T_P . Pour commander les $Pr_i(k)$, nous avons introduit les variables gains A_i .

Le signal à l'entrée du récepteur s'écrit ainsi :

$$r(t) = \sum_{i=1}^M A_i b_i(t) c_i(t) + \eta(t), \quad (2.1)$$

Le récepteur construit une estimation du signal discrétisé aux instants lT_b ; lT_b étant la durée du bit, pour chaque MS_i , dont l'expression est :

$$\begin{aligned} \hat{b}_i(l) &= \sum_{j=1}^M A_j b_j(l) \sum_{m=1}^{SF} c_i(m) c_j(m) + \tilde{\eta}(l) \\ &= \sum_{j=1}^M A_j b_j(l) \rho_{ij} + \tilde{\eta}(l), \end{aligned} \quad (2.2)$$

Où $\tilde{\eta}(l)$ représente le bruit additif à l'entrée du récepteur, ρ_{ij} représente le coefficient de corrélation des codes correspondant aux utilisateurs i et j . Ce coefficient peut être substitué par le facteur d'orthogonalité défini par :

$$OF_{ij} = 1 - \frac{\rho_{ij}}{SF}, \quad (2.3)$$

Avec SF la longueur du code. Notons qu'une orthogonalité parfaite des codes est traduite par $OF_{ij} = 1$ alors que la valeur $OF_{ij} = 0$ indique qu'il s'agit du même code.

En utilisant les facteurs d'orthogonalité, l'équation (2.2) devient :

$$\hat{b}_i(l) = SF \sum_{j=1}^M A_j b_j(l) (1 - OF_{ij}) + \tilde{\eta}(l), \quad (2.4)$$

Cette dernière équation fait apparaître les trois termes suivants :

- terme utile : $SF \sum_{j=1}^M A_j b_j(l)$,
- terme d'interférence : $SF \sum_{j=1}^M A_j b_j(l) (1 - OF_{ij})$,
- terme de bruit : $\tilde{\eta}(l)$,

Plus l'orthogonalité est meilleure, moins sera l'interférence et plus exacte sera l'estimation du signal d'origine ; c'est à dire l'interférence diminue si les facteurs d'orthogonalité OF_{ij} tendent vers 1. En cas d'orthogonalité parfaite, seul le bruit affectera la qualité de transmission.

2.4 Performances de la chaîne de transmission du système *DS-CDMA*

Pour mesurer la qualité de transmission, nous comparons le signal émis b_i à celui reçu \hat{b}_i et nous déterminons le taux d'erreur par bit (*Bit Error Rate*),

$$BER = \frac{n_e}{n}, \quad (2.5)$$

Où n_e est le nombre d'erreur par bit reçu au récepteur, et n le nombre total de bit transmis.

La qualité de la transmission dépend aussi de l'interférence intercanaux. Nous proposons d'utiliser le rapport signal à interférence *SIR* (*Signal to Interference Ratio*) relatif à l'utilisateur MS_i , dont l'expression est :

$$SIR_i = \frac{Pr_i}{\sum_{j \neq i}^{M-1} [Pr_j] + N_0}, \quad (2.6)$$

Où Pr_i désigne la puissance reçue à la *BS*, correspondante à la station mobile MS_i .

D'une manière équivalente, nous pouvons utiliser le rapport $\left(\frac{E_b}{I_0}\right)$ qui désigne le rapport l'énergie du bit par l'interférence ; l'énergie du bit étant le produit de la puissance reçue et le temps moyen de transmission d'un bit,

$$(E_b)_i = Pr_i T_b, \quad (2.7)$$

qui s'exprime en fonction du débit moyen de transmission des bits D_b , comme suit :

$$\left(\frac{E_b}{I_0}\right)_i = \frac{Pr_i}{D_b I_0}, \quad (2.8)$$

L'interférence totale engendrée I s'exprime en fonction des différentes puissances reçues Pr_i , et de la bande de fréquence utilisée W ; l'équation de l'interférence devient alors :

$$I_0 = \frac{I}{W} = \frac{\sum_{j \neq i, j=0}^{M-1} [Pr_j]}{W}, \quad (2.9)$$

D'où

$$\frac{Pr_i}{D_b I_0} = \frac{W(E_b)_i}{I}, \quad (2.10)$$

Le rapport $\left(\frac{E_b}{I_0}\right)$ s'écrit alors :

$$\left(\frac{E_b}{I_0}\right)_i = SIR_i \frac{W}{D_b}, \quad (2.11)$$

Ce qui montre la proportionnalité entre $\left(\frac{E_b}{I_0}\right)$ et SIR_i , on peut ainsi se limiter à l'une ou l'autre de ces deux paramètres. Les deux critères, le taux d'erreur par bit et le rapport signal à interférence seront ainsi retenus.

Pratiquement l'expression précédente de SIR n'est pas valable puisqu'il n'est pas facile de séparer le signal désiré à partir de bruit et de l'interférence d'accès multiple, dans la section suivante nous proposons d'étudier un estimateur dit *SIR à séquence d'étalement auxiliaire*.

2.4.1 Estimateur de SIR à séquence auxiliaire

L'estimateur que nous allons étudier dans cette section est proposé dans [17] sa performance est évaluée est comparée par d'autre estimateur (MLE, SNV) dans [18] et [19]. En effet, la figure 2.4 permet de mettre en évidence clairement les différentes étapes de calculer le rapport SIR , dans cette méthode le signal reçu est multiplié par deux types de codes, l'un pour estimer le signal désiré et l'autre, dit *code auxiliaire*, pour estimer l'interférence ; le code d'étalement auxiliaire n'est pas spécifié à n'importe quel utilisateur dans le système ;

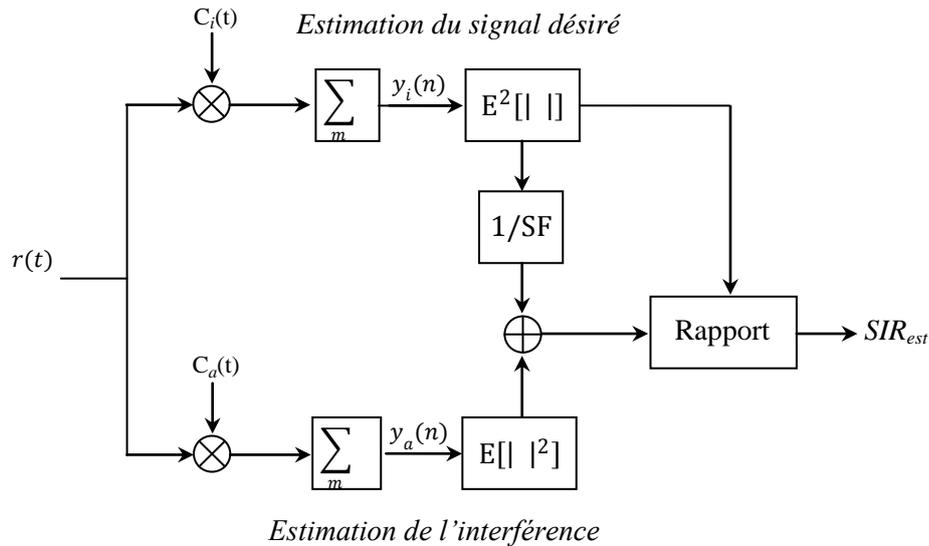


FIGURE 2.4 – Estimateur de SIR à séquence auxiliaire.

cependant tous les utilisateurs peuvent utiliser le même code auxiliaire.

À partir du schéma, la valeur estimée du rapport SIR_i peut s'écrire :

$$SIR_i^{est} = \frac{\left[\frac{1}{B} \sum_{n=1}^B |y_i(n)| \right]^2}{\frac{1}{B} \sum_{n=1}^B |y_a(n)|^2 - \frac{1}{SF} \left[\frac{1}{B} \sum_{n=1}^B |y_i(n)| \right]^2}, \quad (2.12)$$

Le premier terme du dénominateur en (2.12) exprime l'interférence d'accès multiple de tous les utilisateurs, y compris l'interférence de MS_i lui-même, le deuxième terme représente le facteur d'interférence de la MS_i pour rendre l'interférence nette engendrée par les autres $(M - 1)$ utilisateurs.

Il est clair que l'estimateur à séquence auxiliaire n'exige pas la connaissance de la séquence de données transmises. Par conséquent, il peut être mis en œuvre dans n'importe quel système de transmission (application générale). Un autre avantage de cet estimateur le fonctionnement au niveau de symbole (après *despreading*), qu'il réduit la complexité de calcul en termes de temps.

2.5 Simulation de la chaîne de transmission DS-CDMA

2.5.1 Simulation de l'effet du rapport des puissances reçues

Nous nous intéressons à trois usagers MS_1, MS_2 et MS_3 ($M = 3$) dans une seule cellule, la variation du rapport de la puissance de transmission du second usager P_{t2} sur celle du premier usager P_{t1} montre que le second usager éblouit le premier et la qualité de transmission du MS_1 , exprimée par SIR_1 , est inversement proportionnelle à R_{12} où R_{ij} signifie :

$$R_{ij} = \frac{A_j}{A_i}, \quad (2.13)$$

Pour ($1 \leq i \leq M$) et ($1 \leq j \leq M$); les A_i étant les gains qui commandent les puissances de transmission des mobiles MS_i comme indiqué dans la figure 2.3.

La figure 2.5(a) montre que le taux d'erreur par bit du premier usager augmente si la puissance de transmission du deuxième usager est plus grande par rapport à celle du premier. Par contre, le taux d'erreur de l'utilisateur 2 diminue si sa puissance devient supérieure à celle

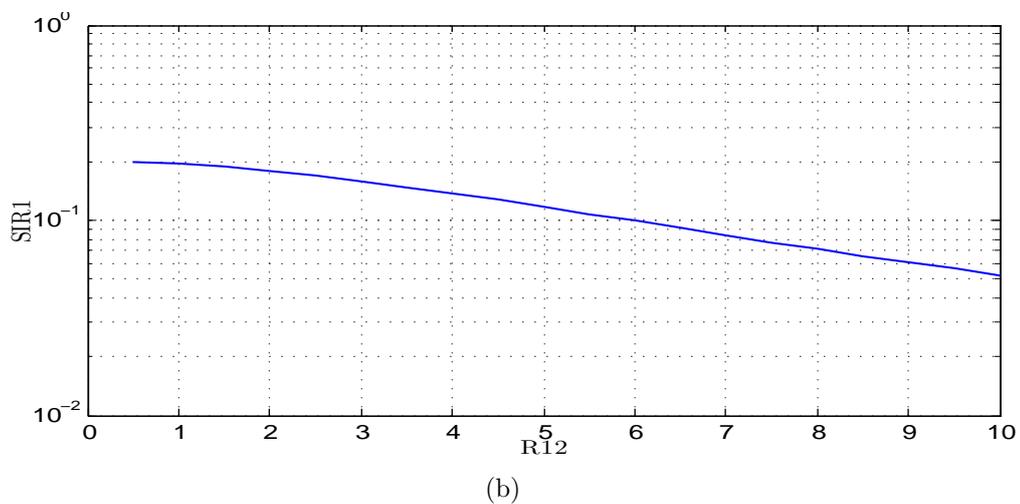
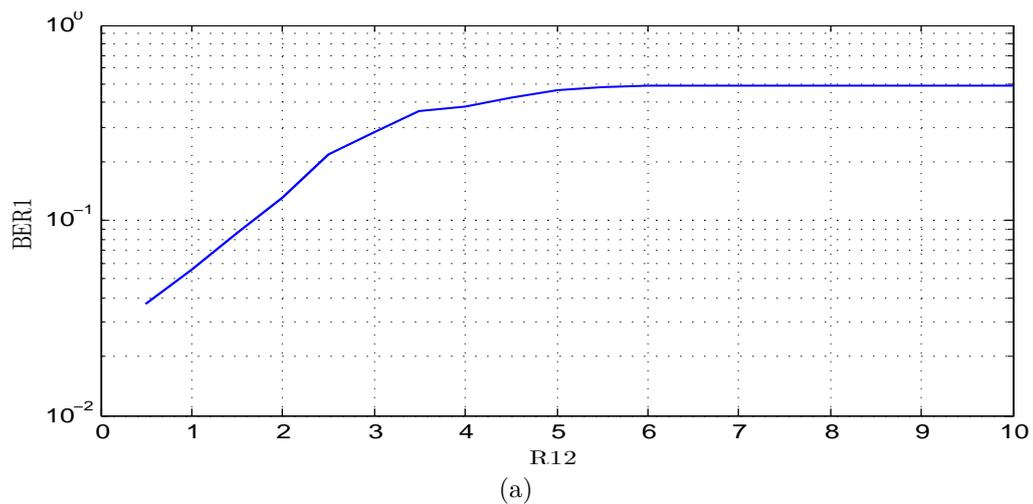


FIGURE 2.5 – Effet d'éblouissement sur l'utilisateur ébloui MS_1 :

(a) Variation de BER_1 en fonction de R_{12} - (b) Variation de SIR_1 en fonction de R_{12}

de l'utilisateur 1 (figure 2.6(a)). Cette même forme d'interprétation est valable si on s'adresse au critère signal sur interférence; la figure 2.5(b) représente l'impact du rapport R_{12} sur SIR_1 qui diminue au fur et à mesure que R_{12} augmente, tandis que la figure 2.6(b) représente l'impact du rapport R_{12} sur SIR_2 qui croît proportionnellement à R_{12} .

Par conséquent, l'utilisateur dont la puissance de transmission excède celles des autres utilisateurs, est une source d'éblouissement néfaste qui dégrade la qualité de transmission des mobiles éblouis et ne cesse d'améliorer la qualité de celui qui éblouit.

Dans le cas précédent, le premier utilisateur est celui qui est ébloui, tandis que le deuxième utilisateur est la source d'éblouissement. La qualité de transmission du premier utilisateur demeure dégradée proportionnellement à R_{12} . Tandis que le deuxième utilisateur tire grand profit de l'augmentation de R_{12} dont l'augmentation fait croître sa qualité de transmission. Nous déduisons que chaque utilisateur constitue un "bruit" par rapport aux autres stations mobiles.

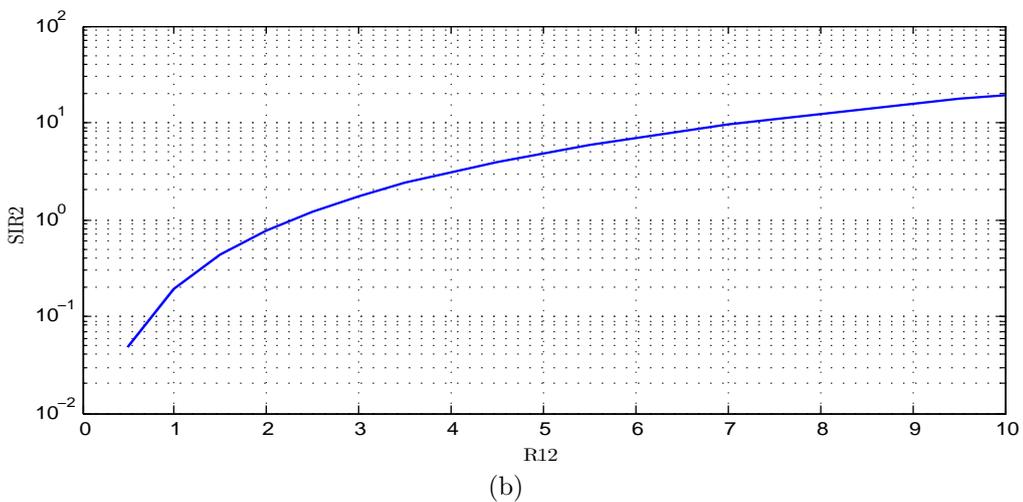
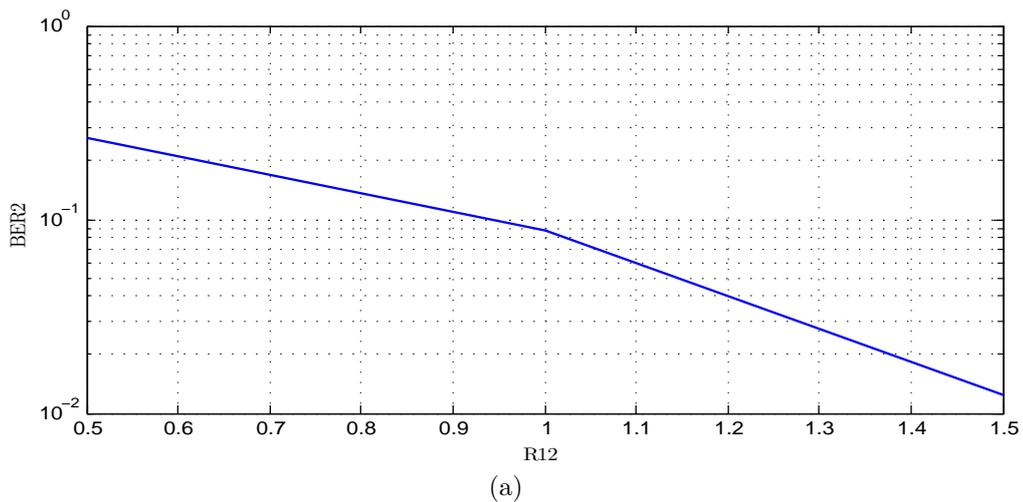


FIGURE 2.6 – Effet d'éblouissement sur l'utilisateur ébloui MS_2 :
 (a) Variation de BER_2 en fonction de R_{12} - (b) Variation de SIR_2 en fonction de R_{12}

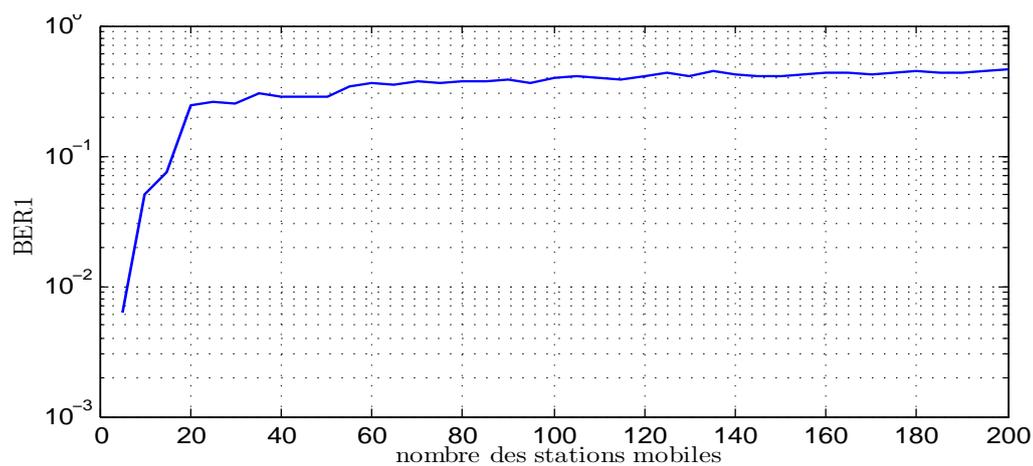
2.5.2 Simulation de l'effet du nombre d'utilisateurs

L'effet de variation du nombre des utilisateurs est illustré par le résultat de simulation de la figure 2.7.

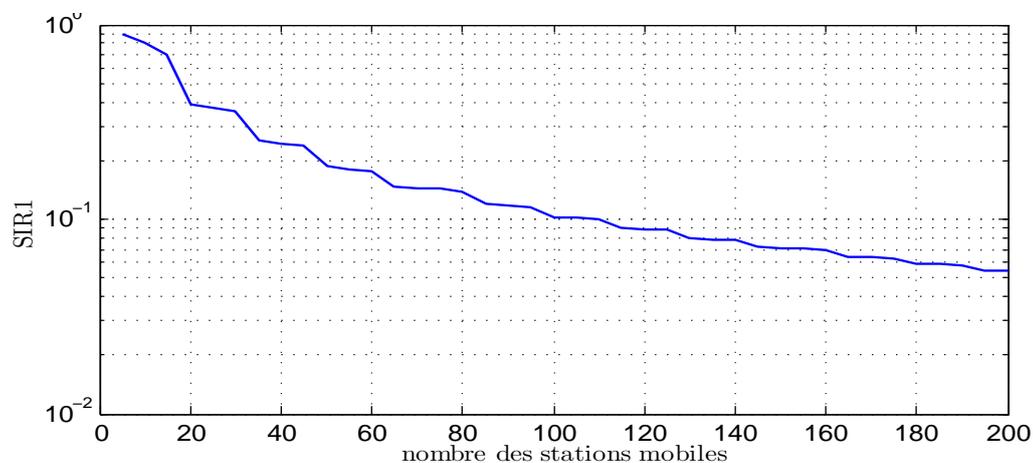
Cette figure montre que la qualité de transmission se dégrade lorsque le nombre d'utilisateur M augmente, ce dernier s'écrit en fonction de $\left(\frac{E_b}{I_0}\right)$ comme suit :

$$M = 1 + \frac{SF}{\left(\frac{E_b}{I_0}\right)}, \quad (2.14)$$

En effet, l'équation (2.14) montre que la capacité du système *CDMA*, en terme de nombre d'utilisateur, est limitée par la longueur de code d'étalement.



(a)



(b)

FIGURE 2.7 – Effet du nombre des utilisateurs sur le *BER* et le *SIR*.

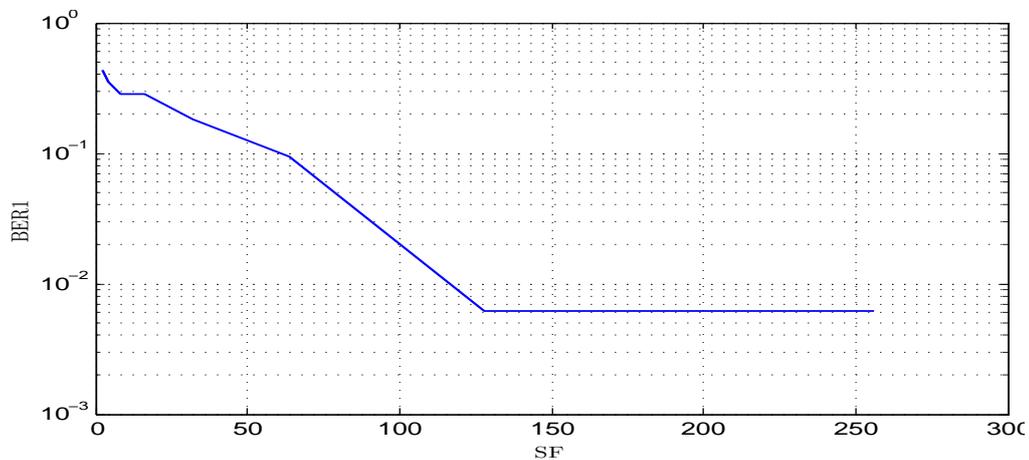
2.5.3 Simulation de l'effet du gain d'étalement

Rappelons que le gain d'étalement SF est le rapport de débit des chips D_c par celui des bits D_b . D'une part, il amplifie le terme utile et rend aisée la déduction de \hat{b} . D'autre part, il amplifie les interférences.

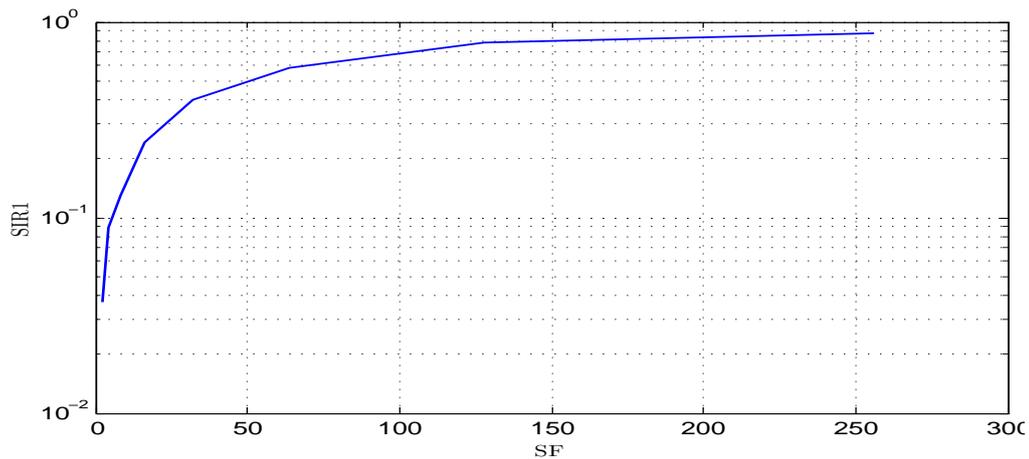
Nous avons effectué une simulation du front montant en variant le gain d'étalement, le nombre d'utilisateur dans ce cas est 10 et la puissance de bruit est 7 dB. Les résultats montrent que ce gain est bénéfique pour la qualité de transmission (figure 2.8).

2.5.4 Simulation de l'effet du facteur d'orthogonalité

Pour étudier l'effet du facteur d'orthogonalité, on fixe le nombre d'utilisateurs sur 3 MS_i , et $SF = 16$, la puissance de bruit est constante et égale à 7 dB.



(a)



(b)

FIGURE 2.8 – Effet du gain d'étalement SF :(a) Variation de BER_1 en fonction de SF - (b) Variation de SIR_1 en fonction de SF

Nous proposons de comparer trois matrices d'orthogonalité différentes $OF = (OF_{ij})$ avec :

$$OF = \begin{bmatrix} OF_{11} & OF_{21} & \dots & OF_{i1} \\ OF_{12} & OF_{22} & \dots & OF_{i2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ OF_{1j} & OF_{2j} & \dots & OF_{ij} \end{bmatrix}, \quad (2.15)$$

Soit :

$$OF_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0.6583 & 0.6583 \\ 0.6583 & 0 & 0.3154 \\ 0.6583 & 0.3154 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.16)$$

$$OF_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0.9583 & 0.9583 \\ 0.9583 & 0 & 0.9895 \\ 0.9583 & 0.9895 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.17)$$

$$OF_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0.9583 & 0.9583 \\ 0.9583 & 0 & 1 \\ 0.9583 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.18)$$

Pour comparer l'orthogonalité des matrices, il suffit de comparer les sommes de leurs composantes qui sont égales à : $S1 = 3.2640$, $S2 = 5.8122$, $S3 = 5.8332$. Nous déduisons que la matrice OF_3 est plus orthogonale que la matrice OF_2 qui est elle-même meilleure en orthogonalité que la matrice OF_1 . La figure 2.9 montre l'effet de l'orthogonalité sur la qualité de transmission d'un usager donné, elle représente le taux d'erreur par bit en fonction du rapport SIR.

Les résultats montrent que l'orthogonalité des codes est un facteur important sur la qualité de transmission.

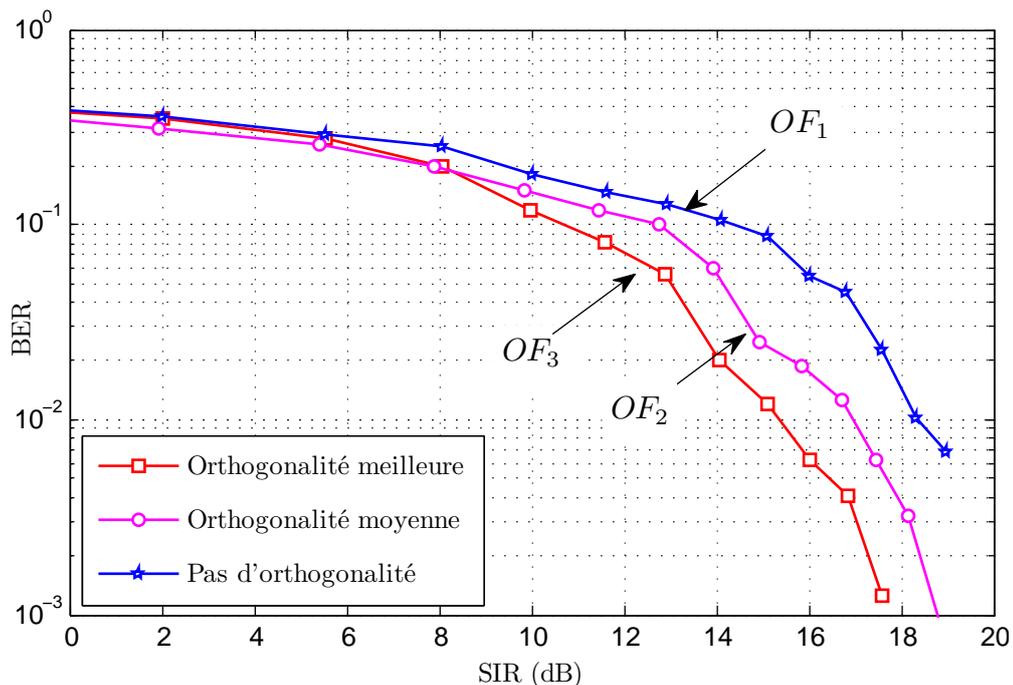


FIGURE 2.9 – Effet de l'orthogonalité sur la qualité de transmission.

2.5.5 Simulation de l'effet du bruit blanc additif gaussien

Nous avons varié la puissance du bruit $\eta(t)$, pour étudier son effet sur la qualité de la transmission. La figure 2.10 illustre l'impact d'un tel bruit sur *BER* et le *SIR* respectivement. Dans tous les cas, le bruit dégrade la qualité de transmission (équation 2.4).

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la chaîne de transmission *DS-CDMA* ainsi que les différents paramètres qui la caractérisent. À partir de la simulation de cette chaîne, nous avons analysé l'influence de ces différents paramètres sur la qualité de la transmission. Ces paramètres sont étroitement liés aux puissances de réception de chaque station mobile. Nous pouvons ainsi dégager la nécessité de contrôler les puissances de transmission utilisées par les différentes stations mobiles et de bien choisir les codes *OVSF*.

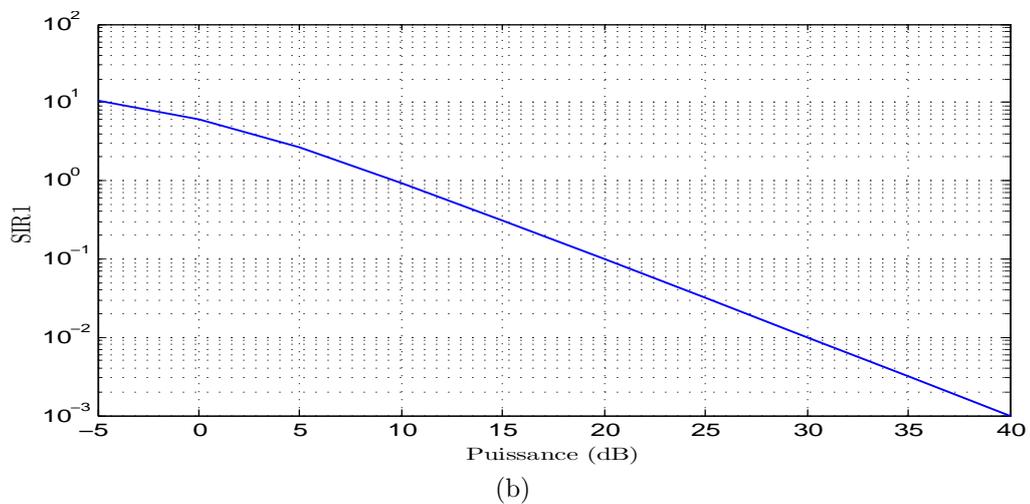
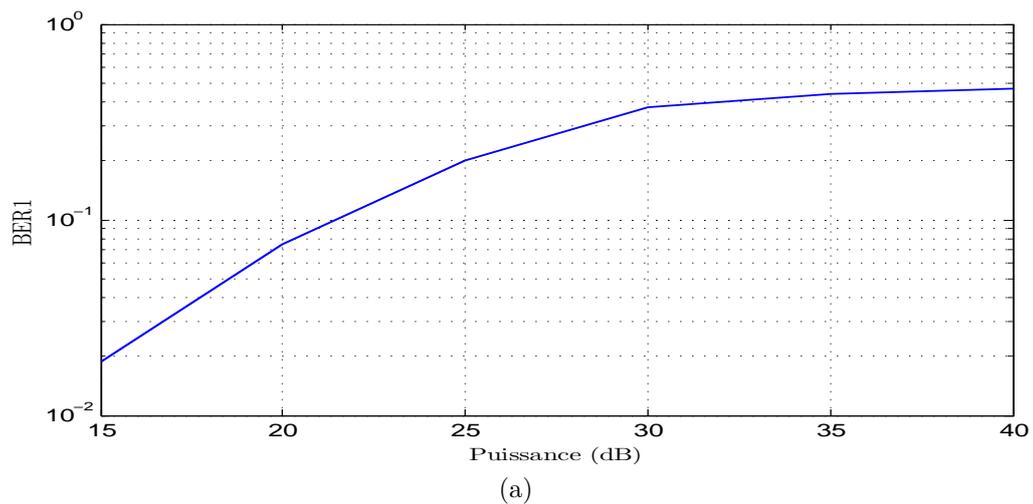


FIGURE 2.10 – Effet du bruit $\eta(t)$:

(a) Variation de *BER1* en fonction de puissance - (b) Variation de *SIR1* en fonction de puissance

Chapitre 3

Le contrôle des puissances de transmission dans le système *DS-CDMA*

3.1 Introduction

L'objectif du contrôle des puissances de transmission (*TPC : Transmission Power Control*) des différentes stations mobiles MS_i est d'obtenir des puissances reçues de valeurs égales à l'entrée de la station de base. Le *TPC* est réalisé à l'issue d'une procédure de traitement des puissances reçues Pr_i en envoyant aux MS_i des commandes pour qu'elles modifient leurs puissances de transmission. Le *TPC* est accompli au niveau des MS_i par réglages des gains de transmission A_i . La figure 3.1 montre une chaîne de transmission *DS-CDMA* avec un module de contrôle de puissance.

Dans ce chapitre, nous présentons, le concept de contrôle des puissances de transmission. Nous montrons, de plus, l'impact des paramètres primordiaux, mis en jeu dans ce procédé.

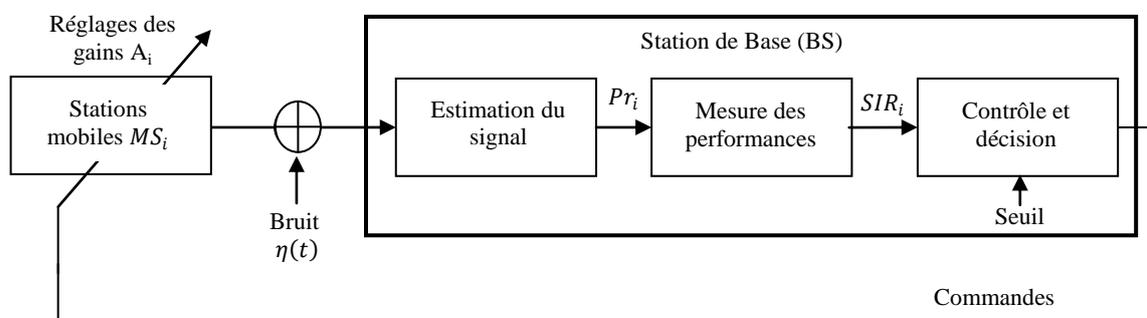


FIGURE 3.1 – Chaîne de transmission *DS-CDMA* avec commande des puissances de transmission (front montant)

3.2 Principe du contrôle de puissance

Le contrôle de puissance concerne les deux sens de transmission. Mais, il est plus intéressant de l'appliquer au sens montant (MS_i vers BS), parce que le problème du *Near Far Effect* est moins important s'il s'agit de la transmission dans l'autre sens, (BS vers MS_i).

Pour le front descendant la BS transmet vrs tous les canaux d'une manière cohérente sur la même bande de fréquence. Si le bruit thermique et le bruit de fond sont négligeables, alors tous les MS_i vont subir les mêmes effets du canal. Chaque MS_i informe sa BS du taux d'erreurs sur la trame du lien descendant [20], et ce dans un message rapportant la puissance mesurée appelé *PMRM* (*Power Measurement Report Message*). Ce rapport est envoyé selon deux modes ; le premier est accompli périodiquement et le deuxième dépend du fait que le taux d'erreur sur la trame excède une valeur seuil dite (*TEB*).

En effet, la BS connaît les limites de sa cellule ; la BS transmet ses signaux avec une puissance suffisante pour que les MS_i se trouvant dans sa cellule puissent recevoir sans contraintes toutes ses transmissions éventuelles. Par contre, si nous supposons que les MS_i transmettent à des puissances égales, leurs puissances reçues par leur BS vont être différentes puisque les distances qui les séparent de la BS sont différentes [21]. Ce qui donne naissance au phénomène d'éblouissement explique dans la section 2.2.

Par ailleurs, la nécessité du contrôle de puissance dans le sens montant devient plus pressante, si nous considérons l'ensemble des cellules voisines ; c'est-à-dire l'interférence intercellulaire engendrée par les émissions des différentes stations de base et des différents mobiles.

L'initialisation de la puissance de transmission de la station mobile, est le premier problème à résoudre.

3.2.1 Initialisation de la connexion

L'évaluation de la puissance de transmission est régie par un algorithme d'initialisation de la connexion entre la BS et la MS_i . L'objectif de cet algorithme est de préciser à quel niveau de puissance le mobile doit émettre. Au départ la BS ne peut pas estimer les coordonnées de la MS_i . Cette dernière va initialiser sa transmission avec une puissance élevée ou une puissance faible. Le premier cas rassure la MS_i qu'elle va être prise en considération par la BS . Tandis que, si la puissance de la MS_i est faible, la probabilité que la BS recevra la demande de connexion diminue. L'avantage de la deuxième option est que les interférences causées pour les usagers actuellement connectés, sont plus faibles par rapport à la première

option qui donne la priorité à l'utilisateur qui est en train de se connecter au détriment des autres usagers déjà connectés.

La norme *IS-95* propose une solution intermédiaire qui permet à la MS_i , lors de sa tentative de connexion, de transmettre une série de *Access Probes AP*.

Ce sont des séries de transmissions de puissance élevée progressivement ; au départ, la MS_i transmet avec une puissance $(P_0)_i$ relativement faible, elle attend une réponse de la *BS*. Après un *time-out*, elle ne répond pas, la MS_i retransmet la demande de connexion avec une puissance plus élevée corrigée par la valeur $(C_{AP})_1$ [21] :

$$(P_1)_i = (P_0)_i + (C_{AP})_1, \quad (3.1)$$

Après T tentatives, la puissance devient d'autant plus élevée que le nombre de tentatives augmente, la puissance devient égale à :

$$(P_T)_i = (P_0)_i + \sum_{j=1}^T (C_{AP})_j. \quad (3.2)$$

Nous distinguons trois types de techniques de *TPC* [21] : *TPC* en boucle fermée, *TPC* en boucle ouverte et *TPC* combiné en boucle ouverte et en boucle fermée. Le système *UMTS* ne spécifie pas les détails du *TPC*, seulement, il définit ce qui suit :

- La syntaxe de la commande *TPC* : déclaration et décodage,
- La sémantique de la commande *TPC* : que peut faire la *BS* après avoir appréhendé la commande,
- Les outils des standards de mesures : (*PathLoss*, *SIR*, *BER*,...).

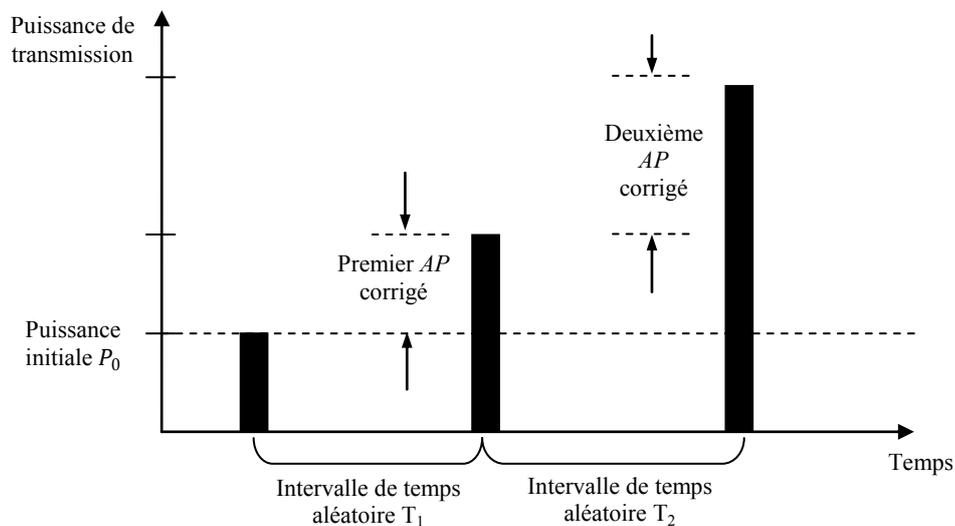


FIGURE 3.2 – Algorithme d'initialisation de la connexion par la station mobile.

La technique de contrôle de puissance en boucle ouverte, utilise les données de cette initialisation (équation 3.1) pour effectuer des ajustements nécessaires pour le bon accomplissement du contrôle.

3.2.2 Contrôle de puissance en boucle ouverte

Au cas où la MS_i reçoit l'accusé de réception provenant de la BS , elle doit estimer sa position et doit déterminer sa puissance initiale de transmission $P_{t_i,initiale}$ avec laquelle elle pourrait être repérée par la BS . En effet, si cette dernière est très éloignée de la MS_i , cette dernière doit transmettre avec une puissance suffisamment élevée. Tandis que si la BS est estimée proche de la MS_i , cette dernière devrait transmettre avec une puissance faible mais qui peut atteindre la BS sans ambiguïté. Par ce fait, la somme de la puissance de transmission de la MS_i et de la puissance $(P_r)_{BS}$ issue de la BS et reçue par la MS_i , doit être égale à une constante qui ne dépend que de la bande de fréquence courante : la constante C_{st} est de $-73dB$ pour la bande $900MHz$ et de $-76dB$ pour la bande de fréquence $1900MHz$ [3]. La puissance initiale de transmission devient alors en dB :

$$P_{t_i,initiale} = C_{st} - (P_r)_{BS} + NOM_PWR + INT_PWR, \quad (3.3)$$

Avec NOM_PWR et INT_PWR deux paramètres spécifient dans le système par l'opérateur pour estimer le niveau de puissance transmis par la BS [22]; cette équation devient après les corrections des *Access Probes* comme suit :

$$P_{t_i,initiale} = C_{st} - (P_r)_{BS} + NOM_PWR + INT_PWR + \sum_{j=1}^T (CAP)_j, \quad (3.4)$$

La boucle ouverte est telle que la MS_i mesure la puissance reçue $(P_r)_{BS}$ appelée *DLP* (*Down-Link Power*) et ajuste la puissance de sa transmission. Il s'agit de mettre à jour le SIR_i désiré proportionnellement aux variations des estimations des puissances reçues, dues à la mobilité des usagers et aux changements des statistiques de propagation.

L'objectif d'une boucle ouverte est l'estimation de la L_p (*Path loss*) et les pertes engendrées par le *shadowing* dues à la distance entre la MS_i et la BS .

Le *TPC* en boucle ouverte est appliqué au front montant. Le front montant affecte le mobile, et la BS aura un rôle actif dans le cas des fronts montant et descendant.

Les détails du *TPC* en boucle ouverte sont dépendants de l'implémentation du système de la BS [23].

3.2.3 Contrôle de puissance en boucle fermée

Les détails du *TPC* en boucle fermée sont spécifiés dans [24]; en effet la *BS* mesure la *ULP* (*Up-Link Power* : la puissance reçue par la *BS*), la *MS_i* mesure la *DLP* et rapporte le résultat au *BS* qui commande ses stations mobiles *MS_i* pour augmenter ou diminuer leurs puissances.

L'objectif du *TPC* en boucle fermée est de réduire au minimum possible la différence entre les puissances transmises par tous les utilisateurs, en réduisant la puissance transmise des utilisateurs les plus proches de la station de base et en augmentant la puissance transmise des utilisateurs les plus loins de la station de base [25].

Les utilisateurs qui existent dans une cellule donnée peuvent être classés selon 3 classes possibles : ceux qui sont proches de la *BS*, ceux qui en sont loins, (proches des frontières de la cellule) et ceux dont les *Pr_i* atteignent la *BS* sans que cette dernière les traite; nous les dénommons les utilisateurs non référencés (section 2.2). Ces utilisateurs sont en dehors de la cellule couverte par la *BS* en question.

En se basant sur une estimation du rapport signal à interférence de chaque utilisateur *MS_i*, ce dernier ajuste sa transmission par rapport à un *SIR_i* désiré. Ce contrôle rapide de puissance est établi au niveau de la couche physique. En mode *FDD*, la période du *TPC* est *T_P* qui est égale à $667\mu s$, celle ci correspond à la durée du slot. Tandis qu'en mode *TDD*, la période du contrôle est de $10^4\mu s$.

Dans le but de minimiser les puissances reçues *Pr_k* sans nuire à la qualité de la transmission, on réduit au minimum les puissances possibles des utilisateurs dont les *SIR_i* sont très grands, et on augmente les *SIR_i* des utilisateurs les plus éloignés, l'objectif demeure de maintenir à l'égalité les puissances reçues de chaque utilisateur.

Pour chaque classe d'utilisateurs, on définit des seuils de puissances reçues, c'est-à-dire un intervalle borné des valeurs par qui exprime une marge de variabilités de la valeur de *SIR_i*. on essaie de maintenir les valeurs de *SIR_i* dans cette marge. Ces seuils dépendent de la qualité de réception des données transmises; donc, ces *SPr* sont des fonctions des *SIR_i* des différents utilisateurs, de *CIR* ou γ_i (Carrier to Interference Ratio), des *BER*, des *FER* (Frame Error Ratio), de la capacité du système ou du nombre courant des utilisateurs et du facteur d'étalement utilisé *SF* (Rapport du débit des chips *D_C* par celui des bits *D_b*).

Par ailleurs, la *BS* mesure le *SIR_i* de chaque utilisateur, chaque *SIR_i* est comparé à un *SIR* désiré et une commande adéquate sera transmise à la *MS_i* pour ajuster la puissance

de sa transmission [26]. Cette puissance d'ajustement est combinée avec l'estimation de la puissance du MS_i à boucle ouverte et ce pour obtenir la valeur finale de la puissance de transmission de la MS_i . Cette commande est périodique et présume que la MS_i appliquera une variation de sa puissance de l'ordre de $1dB$.

La commande est traduite par un bit appelé *PCB* (*Power Control Bit*) qui est intégré sur le canal de trafic sur une période $T_p = 0.667ms$, à raison d'un bit par slot. La station de base évalue le SIR_i du lien montant, si l'on dépasse le seuil prédéfini, la *BS* demande à la MS_i de diminuer sa puissance de transmission, mais si l'on est au dessous du seuil prévu, la *BS* demande à la MS_i d'augmenter sa puissance de transmission.

Enfin, notons que deux cas de contrôle de puissance en boucle fermée sont à distinguer selon la position de la MS_i ; soit que cette dernière communique avec seulement sa *BS* (cas sus indiqué), soit que la MS_i peut communiquer avec plus qu'une *BS*. Dans le premier cas, le contrôle de puissance en boucle fermée est utilisé pour remédier aux fluctuations de puissance due au fading rapide des canaux radio-mobiles. Dans le deuxième cas, la norme intervient et impose une procédure qui s'appelle *Soft-Handover* qui essaye de remédier aux problèmes des multi commandes en désaccord.

3.3 Limitation de contrôle de puissance imparfait

Dans cette section, on identifie plusieurs problèmes liés au contrôle de puissance dans le cas réel où le schéma présenté par la figure 3.1 sera modifié comme indiqué sur la figure 3.3.

Dans ce modèle quelques limitations apparussent à savoir : la taille de pas d'ajustement de puissance, l'erreur d'estimation du rapport SIR , le taux d'actualisation de puissance de transmission, le retard de boucle de réaction et l'erreur du canal en front descendant [27].

3.3.1 Taille de pas d'ajustement de puissance

Il y a deux méthodes différentes de quantifier la commande d'ajustement de puissance. La première s'appelle contrôle de puissance à pas variable; dans laquelle la différence $e(t) = SIR_i - SIR_{seuil}$ est quantifiée en plusieurs bits (*PCB*) [28], tandis que la deuxième méthode s'appelle contrôle de puissance à pas fixe où $e(t)$ est quantifiée par un seul bit (section précédente 3.2.3).

Dans l'algorithme de contrôle à pas variable, la quantification de l'erreur $e(t)$ peut être

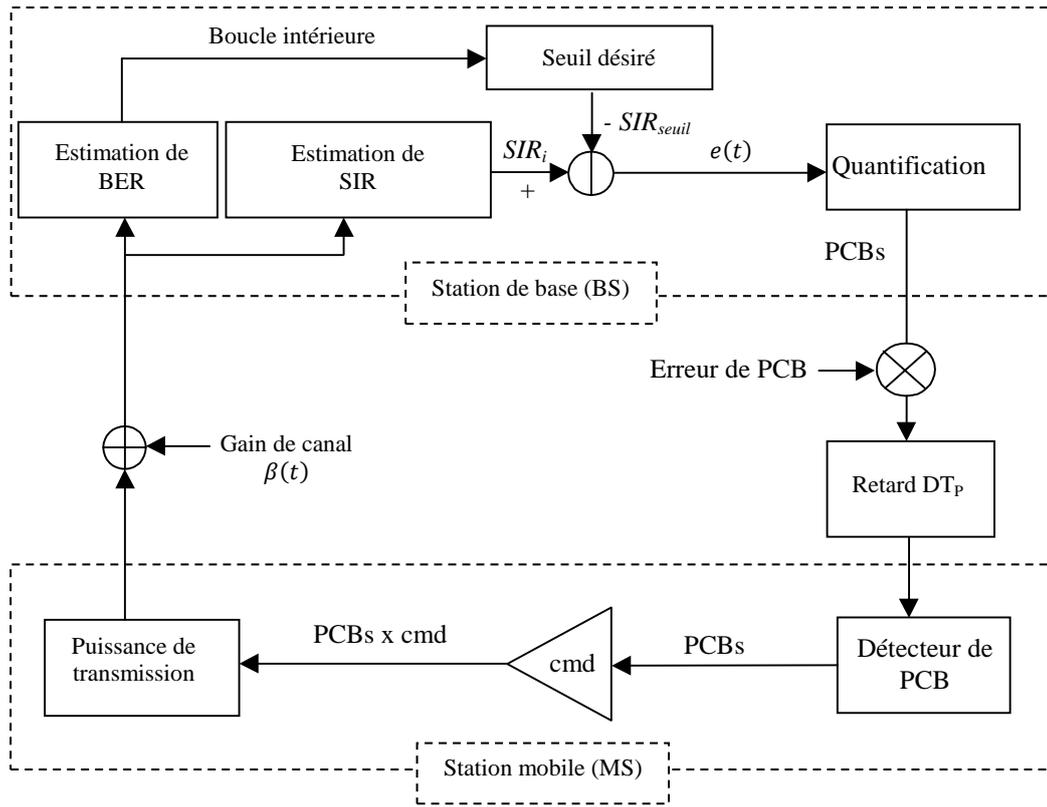


FIGURE 3.3 – Modèle de contrôle de puissance en boucle fermée (front montant).

réalisée en employant une modulation par impulsions codées (*PCM*) du mode q :

$$e_Q(k-D) = \begin{cases} -(2^{q-1}-1) & e_q(k-D) < -2^{q-1} + 1/2 \\ -(2^{q-1}-2) & -2^{q-1} + 1/2 \leq e_q(k-D) < -2^{q-1} + 3/2 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & -1/2 \leq e_q(k-D) < 1/2 \\ \vdots & \vdots \\ +(2^{q-1}-2) & 2^{q-1} - 3/2 \leq e_q(k-D) < 2^{q-1} - 1/2 \\ +(2^{q-1}-1) & e_q(k-D) \geq 2^{q-1} - 1/2 \end{cases} \quad (3.5)$$

Où

- $e_q(k-D) = SIR_i - SIR_{seuil}$,
- D : le retard de réaction exprimé par T_P ,
- q : le nombre de *PCBs* dans chaque intervalle de contrôle de puissance.

La valeur quantifiée $e_Q(k-D)$ peut être exprimée en utilisant une représentation binaire pour la transmission numérique, plus le nombre de bits est grand, plus l'information d'ajustement de puissance est plus précise.

En l'absence de l'erreur de transmission sur les *PCBs*, la puissance de transmission pour

le prochain slot sera :

$$P_{t_i}(k+1) = P_{t_i}(k) + cmd \cdot e_Q(k-D) \quad (3.6)$$

L'avantage d'utiliser cet algorithme, dans le *TPC*, est que ce dernier peut être prévu pour avoir une bonne performance puisque le facteur d'évanouissement peut être directement compensé pendant un slot lorsqu'on utilise plusieurs bits (*PCB*). Par contre, cette méthode n'est pas efficace pratiquement ; en augmentant le nombre q , le nombre des bits (*PCBs*) augmente, alors plus la largeur de bande doit être réservée plus les *PCBs* seront soumis à des erreurs.

Dans la méthode de contrôle de puissance à pas fixe la station de base ordonne aux MS_i d'augmenter ou de diminuer leurs puissances de transmission suite à ce que leur SIR_i soit supérieur ou inférieur à un seuil donné SIR_{seuil} .

$$PCB_i = \text{sign}[SIR_i - SIR_{seuil}] = \begin{cases} -1 & SIR_i < SIR_{seuil} \\ +1 & SIR_i \geq SIR_{seuil} \end{cases} \quad (3.7)$$

Notons que s'il existe M usagers dans une cellule, le nombre de commandes possibles sera 2^M . Une commande est une séquence de bits prenant des valeurs -1 ou 1. Si chaque bit *PCB* est égal à -1, l'ordre de la *BS* sera traduit au niveau du MS_i par une réduction de la puissance de transmission, tandis que si ce *PCB* est égal à 1, l'ordre de la *BS* sera traduit au niveau du MS_i par une augmentation de la puissance de transmission. L'augmentation ou la réduction de cette puissance de transmission se fait par un pas (*step*) noté *cmd*, dont la valeur est égale à $1dB$ ou $2dB$. Ainsi, l'incrément de la puissance de transmission des différents MS_i est traduite par :

$$P_{t_i}(k+1) = P_{t_i}(k) + u_{k\text{fixe}}(k), \quad (3.8)$$

Pour $cmd = 1dB \rightarrow u_{k\text{fixe}}(k) = \pm 1dB$ nous aurons en linéaire :

$$P_{t_i}(k+1) = P_{t_i}(k) 10^{\pm \frac{1}{10}}, \quad (3.9)$$

Deux problèmes apparaissent en utilisant ce type d'algorithme :

- S'il y a un changement brusque dans le canal, l'algorithme ne peut pas le suivre puisqu'il utilise un pas fixe,
- Le SIR oscille en permanence autour de SIR_{seuil} puisqu'il y a seulement deux commandes : augmenter ou diminuer la puissance.

D'ailleurs, l'avantage principal d'avoir une taille du pas fixe est le fait que la largeur de bande utilisée pour le *PCB* est réduite au minimum et les erreurs sont moins significatives.

3.3.2 Erreur d'estimation de *SIR*

La performance de l'algorithme de contrôle de puissance, basée sur la différence $e(t)$, dépend de la justesse de l'estimateur de *SIR* comme un paramètre. Dans la littérature, il existe plusieurs approches dans [29–31] abordent le sujet d'implémentations et l'estimation de *SIR*, dans notre étude, nous utiliserons la méthode proposée dans [19], basée sur les codes d'étalement auxiliaire pour l'estimation de l'interférence d'accès multiple dans les systèmes *DS-CDMA*.

Le problème principal dans le *TPC* basée sur le *SIR* est que le taux de contrôle doit être plus rapide que le taux d'évanouissement, ce qui demande des mesures rapides de *SIR* ainsi provoqué des erreurs d'estimations.

En effet, l'impact de l'estimation du *SIR* sur la performance de *BER* d'un algorithme à pas fixe n'est pas important [32] car l'information d'ajustement de puissance reçue par le MS_i dépend que la différence $e(k)$ (soit supérieure ou inférieure à zéro). Par contre, l'algorithme à pas variable est très sensible aux erreurs d'estimation, où la taille de pas d'ajustement et une quantification de la différence $e(k)$, dans ce cas un meilleur estimateur fournira une information de réaction plus précise.

3.3.3 Taux d'ajustement de puissance

Dans les systèmes de *2G* de *CDMA*, le taux d'ajustement de puissance de transmission est de 800 Hz , tandis que dans la *3G* de *CDMA* il est de 1.5 kHz . Il représente la durée entre deux décisions envoyées à la station mobile par la station de base.

Avec un taux de 1.5 kHz (pour la *3G*), la mesure de *SIR* peut être effectuée chaque 0.667 ms , correspondant à un intervalle de contrôle T_P . Dans [33], il est montré que le contrôle de puissance sera efficace quand le taux d'ajustement est beaucoup plus grand que dix fois le taux d'évanouissement,

Exemple 3.1. Une station mobile se déplaçant avec une vitesse de $v_i = 60\text{ km/h}$, pour la bande de fréquence $f_c = 1.8\text{ GHz}$ la fréquence *Doppler* maximale correspondante est calculée par :

$$f_{D_{max}} = \frac{v_i}{c} f_c, \quad c = 3 \cdot 10^8\text{ m/s} \quad (3.10)$$

Puisque la fréquence *Doppler* $f_{D_{max}}$ reflète le taux d'évanouissement, le taux d'ajustement devrait être beaucoup plus grand que 1 kHz pour rendre le contrôle efficace.

3.3.4 Retard de boucle de réaction (BS vers MS)

Dans le contrôle de puissance en boucle fermée, l'effet de retard de boucle de réaction est un facteur important, dans le schéma le paramètre DT_P présente toute les retards à partir de l'estimation de SIR , à la station de base, jusqu'à une commande appropriée de contrôle de puissance soit reçu par la station mobile.

On dénomme l'ordonnancement des opérations à l'étape k , par $A(k)$ il comprend sept opérations principales :

- la réception par la BS des différents signaux des MS_i ,
- le traitement des informations descriptives de ces signaux pour l'estimation de la qualité de transmission à travers le calcul des SIR_i ,
- la prise de décision sur les commandes optimales à envoyer aux MS_i ,
- l'envoi des commandes aux MS_i ,
- la réception de la commande par la MS_i ,
- le traitement de cette commande pour la préparation de son exécution,
- l'exécution de la commande par la MS_i .

À chaque étape, s'établit la mesure du gain pour toutes les stations mobiles et l'estimation de la commande de contrôle à envisager pour chacune. Le vecteur de ces commandes est nommé $D(k)$ à l'étape $A(k)$. Cependant, le déclenchement d'une étape $A(k)$ au temps T_k ne s'établit pas nécessairement au temps de la terminaison de l'étape précédente $A(k-1)$; d'une autre manière, la BS ne peut pas choisir la décision $D(k)$ pendant que la station mobile MS_i n'était pas encore parvenu à exécuter la décision $D(k-1)$ ni parfois celle de $D(k-2)$. Ceci est un problème de synchronisation entre le choix de $D(k)$ par la BS et de son exécution par la MS_i , évidemment, après que la décision était déjà parvenue à la MS_i .

Ce décalage temporel introduit une incohérence entre la décision $D(k)$ et l'état de la MS_i à l'étape $A(k+1)$ et éventuellement à l'étape $A(k+2)$ parce que la puissance de la MS_i , reçue à l'entrée du récepteur de la BS pourrait être décroissante à l'étape $A(k)$ et la décision serait d'augmenter la puissance de transmission de la MS_i . Cette dernière n'exécute la commande $D(k)$ qu'à l'étape $A(k+1)$ ou $A(k+2)$ où elle pourrait déjà changer de comportement et sa puissance reçue par la BS aurait été devenue croissante, ce qui rend la décision $D(k)$ non efficace ni pour la MS_i courante ni pour toutes les autres stations mobiles de la même cellule.

3.3.5 BER du canal de réaction

Un autre problème lié au contrôle de puissance en boucle fermée est l'erreur sur les bits *PCBs*, quand ils sont reçus par la station mobile, due à l'affaiblissement du canal (*downlink*). Cependant, l'effet de l'erreur sur la performance d'un contrôle à pas fixe n'est pas important car la différence $e(t)$ est modulée en delta et l'information d'ajustement de puissance se traduit au niveau du *MS* par l'augmentation ou diminution de puissance. Par contre l'effet du *BER* du canal pour l'algorithme à pas variable peut être critique.

3.4 Apport du contrôle conventionnel

Dans ce qui suit, on montre par simulation l'apport de la technique conventionnelle de *TPC* dans l'amélioration de la qualité de transmission. Nous commencerons premièrement avec une simulation de l'évanouissement de *Rayleigh* utilisant une méthode bien connue développée par *Jakes* [34].

3.4.1 Simulation l'évanouissement de Rayleigh (*Rayleigh fading*)

Pour simuler les variations du canal de transmission, *Jakes* proposait une méthode basée sur la distribution de *Rayleigh* [34], afin d'approximer le signal reçu travers un canal à évanouissement multi trajets par un processus Gaussien complexe, quand le nombre de trajets est grand. Pour décrire brièvement le modèle de *Jakes*, nous récrivons l'équation (1.12) comme suit [18],[35] :

$$r(t) = s(t - \tau_0) \left(\sum_{l=1}^L C_l e^{j\psi_l(t)} \right) e^{j2\pi f_c t} \quad (3.11)$$

Où $\psi_l(t) = \omega_d t \cos \alpha_l$ et $\tau_0 \in [\min \tau_l, \max \tau_l]$.

Le premier terme montre que le signal transmis est retardé par un temps de propagation, et le deuxième terme reflète la fluctuation d'amplitude du signal suivant l'équation (3.12) :

$$\beta(t) = \sum_{l=1}^L C_l e^{j(\omega_d t \cos \alpha_l - \phi_l)}, \quad (3.12)$$

Où C_l, α_l, ϕ_l sont respectivement le gain aléatoire de trajet, l'angle d'arrivée d'onde et le déplacement de phase du trajet l en question, ω_d la fréquence Doppler maximale.

Supposons que C_l est une valeur réelle, l'équation (3.12) peut être écrite comme :

$$\beta(t) = \beta_c(t) + j\beta_s(t), \quad (3.13)$$

$$\beta_c(t) = \sum_{l=1}^L C_l \cos(\omega_d t \cos \alpha_l + \phi_l), \quad (3.14)$$

$$\beta_s(t) = \sum_{l=1}^L C_l \sin(\omega_d t \cos \alpha_l + \phi_l), \quad (3.15)$$

Le théorème de centrale limite justifie que $\beta_c(t)$ et $\beta_s(t)$ peuvent être rapprochés, quand L grand, par des processus aléatoires gaussiens .

En choisissant $C_l = 1/\sqrt{L}$, $\alpha_l = 2\pi l/L$ et $\phi_l = 0$, pour $l = 1, 2, \dots, L$, *Jakes* a dérivé son modèle de simulation pour les canaux à évanouissement de *Rayleigh* donné par :

$$\beta(t) = \beta_c(t) + j\beta_s(t) = \frac{2}{\sqrt{L}} \sum_{l=0}^{L_0} a_l \cos(\omega_l t) + j \frac{2}{\sqrt{L}} \sum_{l=0}^{L_0} b_l \cos(\omega_l t), \quad (3.16)$$

Où $L = 4L_0 + 2$ et :

$$a_l = \begin{cases} \sqrt{2} \cos \vartheta_0, & l = 0 \\ 2 \cos \vartheta_l, & l = 1, 2, \dots, L \end{cases} \quad (3.17)$$

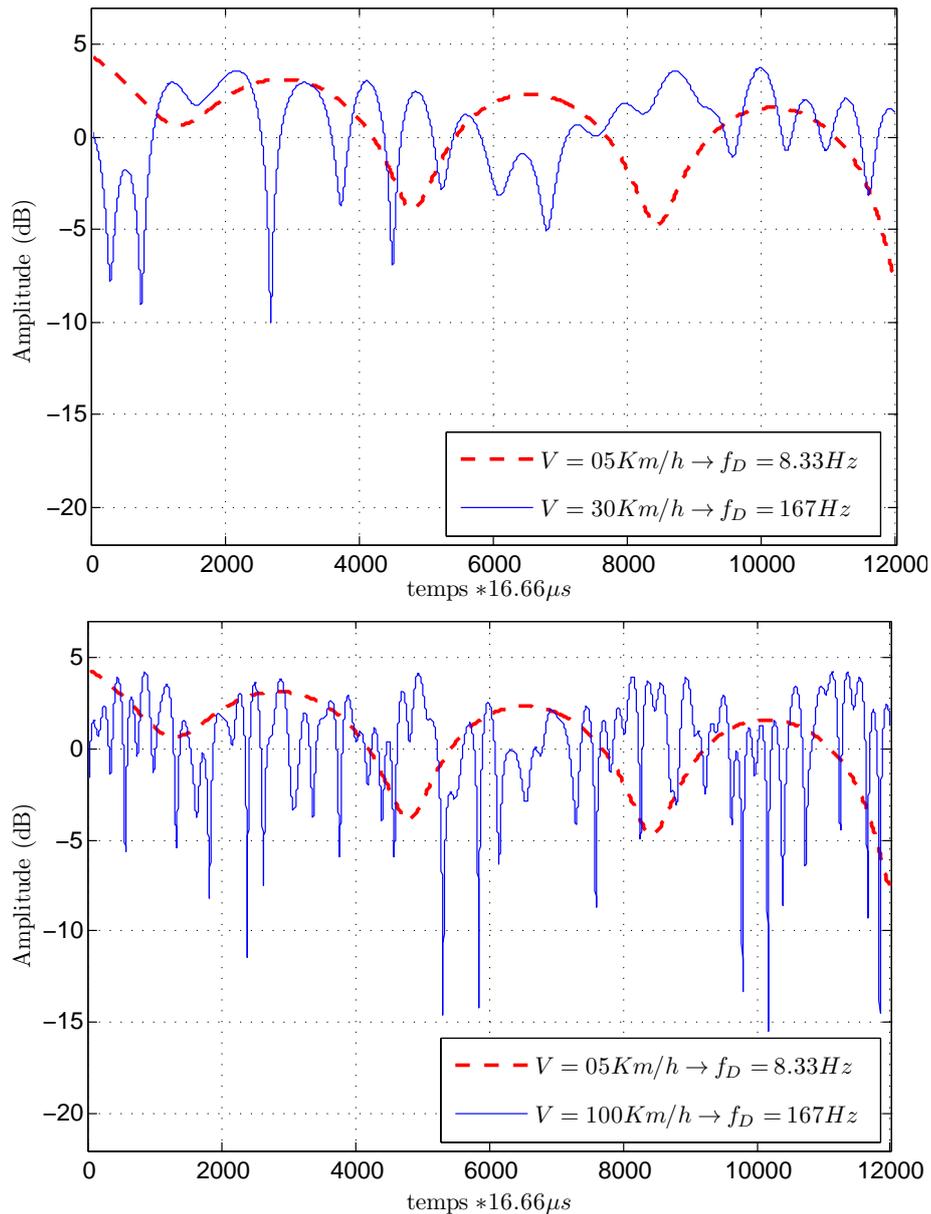
$$b_l = \begin{cases} \sqrt{2} \sin \vartheta_0, & l = 0 \\ 2 \sin \vartheta_l, & l = 1, 2, \dots, L \end{cases} \quad (3.18)$$

$$\omega_l = \begin{cases} \omega_d, & l = 0 \\ \omega_d \cos \frac{2\pi l}{L}, & l = 1, 2, \dots, L \end{cases} \quad (3.19)$$

$$\vartheta_l = \begin{cases} \frac{\pi}{4}, & l = 0 \\ \frac{l\pi}{L}, & l = 1, 2, \dots, L \end{cases} \quad (3.20)$$

Dans [36] l'exactitude de la méthode de *Jakes* est évaluée, pour le nombre de trajet L soit supérieur à 10.

La simulation d'évanouissement de *Rayleigh* pour 3 vitesses croissantes pendant une période de 200 ms est montrée par la figure 3.4. En effet les résultats montrent que les variations du canal sont importantes lorsque la vitesse des mobiles croit. D'ailleurs, dans les 3 situations, le canal de transmission peut être considéré comme lent, puisque le taux d'évanouissement est inférieur au débit de bits.


 FIGURE 3.4 – Simulation de l'évanouissement du *Rayleigh* pour différentes vitesses de la MS_i .

3.5 Simulation du contrôle de puissance

Dans cette section, on présentera la procédure de simulation d'une chaîne de transmission (*Uplink*) CDMA qui utilise le contrôle de puissance basé sur le *SIR*. On suppose que le contrôle de puissance en boucle ouverte peut éliminer parfaitement le problème proche - loin et les pertes engendrées par le *Shadowing* et l'algorithme en boucle fermé est utilisé pour soulager seulement la fluctuation causée par l'évanouissement de *Rayleigh*.

Le modèle de contrôle de puissance, décrit par la figure 3.3, est modifié comme montré par la figure 3.5. D'abord la *BS* estime le *SIR* ($\gamma_{est}(k)$) de chaque utilisateur pendant le slot

3.5.1 Procédure de simulation

Pour évaluer l'effet de contrôle de puissance sur la variation du canal radio mobile, nous avons pris l'exemple d'un système *DS-CDMA* (une seule cellule) avec un nombre d'utilisateurs $K = 10$, pour refléter la situation pratique nous considérons que tous les MS_i sont en mouvement avec des vitesses différentes, la modélisation de cette situation se fait en changeant les vitesses de mouvement des MS_i de 10 à 100 km/h (c à d, la vitesse de MS_i est $v_i = 10i$ km/h pour $i = 1, 2, \dots, 10$).

Les paramètres de simulation sont résumés dans le tableau 3.1.

Paramètres	Notations et valeurs
Nombre d'utilisateurs	$K = 10$
Fréquence porteuse	$f_c = 1.8GHz$
Vitesse de mouvement	$v_i = 10i$ km/h $i = 1, 2, \dots, 10$
Fréquence Doppler max	$f_D = 1.67v_i$ Hz ($v_i = 10, 20, \dots, 100$ km/h)
Facteur d'étalement	$SF = 64$
Débit des codes	$D_c = 3.84Mcps$
Débit de bits	$D_b = 60ksp$
Période de contrôle de puissance	$T_p = 10/15ms$
Pas de mise à jour de puissance	$cmd = 1dB$ ou $2dB$

TABLE 3.1 – Paramètres de simulation

Pour simuler le canal radio mobile, un évanouissement de *Rayleigh* $\beta_i(t)$, $i = 1, 2, \dots, 10$ est généré en utilisant la méthode du *Jakes* décrité dans la section 3.4.1, nous considérons un canal lent dans lequel le temps de cohérence T_0 est plus grand que la durée de symbole T_s donc le facteur d'évanouissement est considéré constant dans la durée de symbole T_s . À l'entrée de récepteur un Bruit Blanc Gaussien Additif est ajouté, pour simuler l'effet de bruit thermique, avec une variance $\sigma^2 = 7dB$.

La figure 3.6 montre les résultats de simulation pour la fréquence Doppler $f_D = 34Hz$, l'enveloppe d'évanouissement est celle modélisée par la méthode de *Jakes*, et le *SIR* est estimé en utilisant l'estimateur proposé dans [19] et décrit en chapitre 2.6. La valeur réelle du *SIR* est également tracée pour comparaison.

À partir la figure 3.6 nous pouvons remarquer que l'estimation du *SIR* proposée dans [19] surestime le *SIR* réel quand le canal est en *deep fades*; ceci est dû au biais de l'estimateur pour les faibles valeurs de *SIR*. En effet, avec un contrôle de puissance basé sur le *SIR*, les variations de *SIR* de la figure 3.6 peuvent être réduites et le *SIR* sera constant ou presque constant autour de valeur seuil.

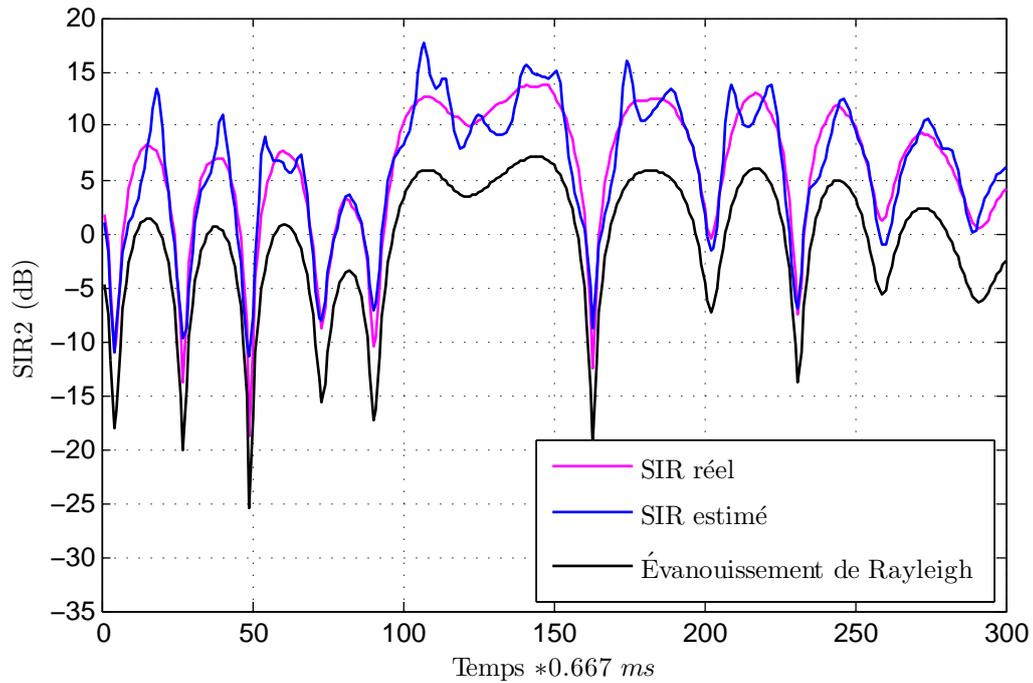


FIGURE 3.6 – *SIR* et évanouissement de *Rayleigh* ($f_D = 34Hz$) sans *TPC*.

La simulation de *SIR* pour le canal d'évanouissement, avec un contrôle de puissance, est représentée sur la figure 3.7, le pas et le taux d'ajustement de puissance sont respectivement $2dB$ et $1.5 kHz$, la valeur désirée de *SIR* est fixée à $10dB$. Comme illustrent les résultats, on constate que le contrôle de puissance en boucle fermée peut transformer l'évanouissement

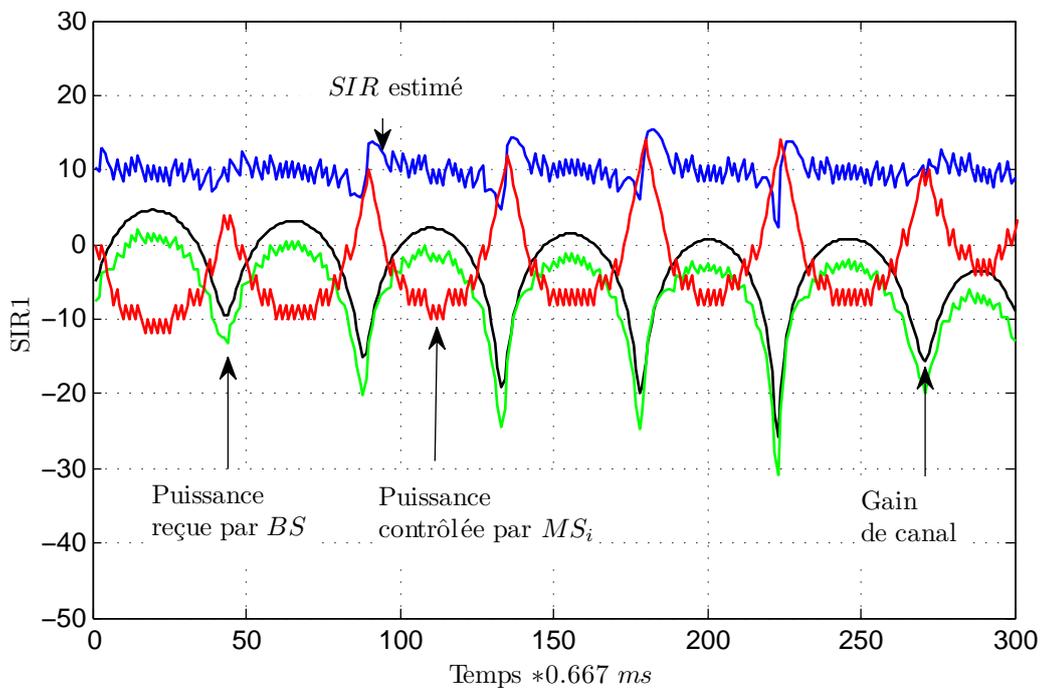


FIGURE 3.7 – *SIR* avec *TPC* dans un canal à évanouissement.

lent de *Rayleigh* en bruit gaussien additif, à l'exception du cas *deep fades*, par contre, pour des taux d'évanouissement plus grand que 150 Hz le contrôle de puissance, ne peut pas être performant.

Pour résoudre ce problème nous déterminerons la taille optimal de pas *cmd*.

3.5.2 Optimisation de la taille du pas

Deux principes sont utilisés pour suivre la fluctuation d'évanouissement, l'ajustement de la puissance de transmission moins fréquemment par un pas grand, ou l'ajustement plus fréquemment avec un petit pas, puisque le taux d'ajustement de puissance est normalisé (1.5kHz dans les systèmes *3G*) alors on peut optimiser la taille du pas pour différents taux d'évanouissement.

Dans la simulation, on mesure l'erreur de contrôle de puissance *PCE*, qui est définie comme l'écarte type de *SIR* contrôlé, alors nous répétons les simulations en utilisant des pas de tailles différentes, et on trace l'erreur *PCE* en fonction de la taille du pas *cmd* pour déduire la valeur optimale de *cmd* correspondant au minimum de *PCE*.

On définit d'abord la variance de *SIR* contrôlé comme suit :

$$VAR[\gamma_{est}] = \frac{1}{N_t} \sum_{k=1}^{N_t} [\gamma_{est}(k) - \gamma_t]^2, \quad (3.22)$$

Où N_t est le nombre d'échantillons, $\gamma_{est}(k)$ est le *SIR*-contrôlé en *dB* estimé par la *BS* pendant le slot k , et γ_t est la valeur désirée de *SIR*. Par conséquent nous pouvons définir le *PCE* pour chaque valeur de *cmd* comme suit :

$$PCE[cmd] = \sigma_{\gamma_{est}} = \sqrt{\frac{1}{N_t} \sum_{k=1}^{N_t} [\gamma_{est}(k) - \gamma_t]^2}, \quad (3.23)$$

Pour étudier l'effet des taux d'évanouissement, on introduit le paramètre $f_D T_P$, défini comme le rapport entre le taux d'évanouissement et le taux d'ajustement de puissance, nous optimisons la taille du pas pour trois vitesses différentes de la *MS_i* : $10, 30$ et 60 km/h , représentant les environnements à faible vitesse, où le contrôle de puissance est encore efficace. Pour la fréquence de porteuse 1.8GHz , les vitesses $10, 30$ et 60 km/h correspondent à la fréquence Doppler $16.7, 50$ et 100 Hz respectivement, et avec un intervalle de contrôle $T_P = 0.66\text{ ms}$ le paramètre $f_D T_P$ est égale à $0.01, 0.033$ et 0.067 Hz , correspondant à des taux d'ajustement de puissance plus grands de $100, 30$ et 15 fois que les taux d'évanouissement.

En utilisant les paramètres définis dans le tableau 3.1. Avec $N_t = 300$ (300 slots) et $\gamma_t = 7\text{ dB}$, le *PCE* en fonction de *cmd* pour différentes valeurs de $f_D T_P$ est représenté sur la figure 3.8.

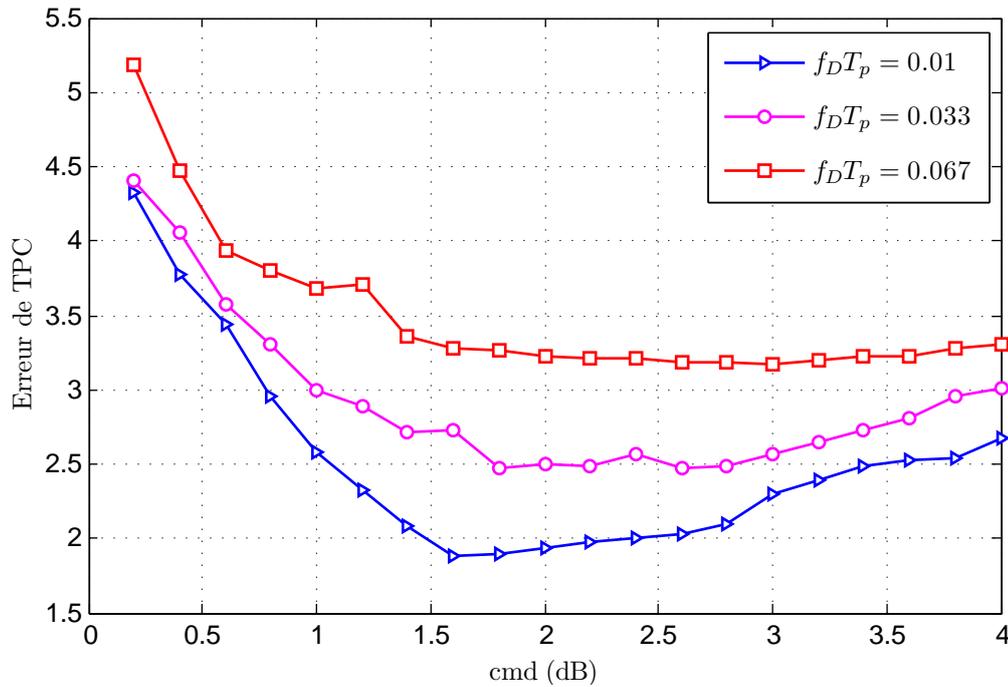


FIGURE 3.8 – L’erreur de contrôle de puissance en fonction de cmd pour différents taux d’évanouissement.

Taux d’évanouissement	Taille de pas (cmd)
$f_D T_P = 0.010$	1.5 dB
$f_D T_P = 0.033$	2 dB
$f_D T_P = 0.067$	3 dB

TABLE 3.2 – Les valeurs optimales de cmd en fonction de taux d’évanouissement $f_D T_P$,

À partir des résultats, on remarque que le cmd varie en fonction du taux d’évanouissement. En effet, le tableau 3.2 résume les valeurs optimales du pas cmd pour chaque valeur de $f_D T_P$, d’une autre manière on peut noter, à partir de la figure 3.8, que l’erreur de contrôle de puissance augmente quand le cmd diminue au-dessous de la valeur optimale ; ceci signifie que si la taille du pas est trop petite, l’algorithme de contrôle suit avec retard la fluctuation du canal. Lorsque le cmd augmente au-dessus de la valeur optimale, l’erreur augmente aussi ; ceci peut être expliqué comme suit : avec des $cmds$ élevées, l’algorithme suit l’évanouissement du canal plus rapidement, mais à cause des commandes *UP/DOWN*, une oscillation de γ_{est} autour de γ_t est importante.

En effet, puisque la valeur optimale de cmd dépend du taux d’évanouissement, la MS_i doit changer la valeur du pas en fonction de la vitesse de son mouvement. D’une autre manière, si la fréquence *Doppler* ou la vitesse de déplacement, de la MS_i , peut être estimé la pas optimale peut être maintenu [37],[38]. Par contre, dans l’algorithme à pas variable, l’estimation de la fréquence Doppler n’est pas nécessaire, puisque la taille du pas varie selon les états du canal.

3.6 Performance du contrôle de puissance

Afin d'évaluer la performance du *TPC*, il est indispensable d'étudier le facteur *BER* en fonction de *SIR*. Dans un canal à *AWGN* le *SIR* est constant, et le *BER* peut être exprimé comme suit :

$$BER = Q(\sqrt{\gamma}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}), \quad (3.24)$$

D'ailleurs, dans un canal d'évanouissement de *Rayleigh*, le rapport *SIR* suit la variation du canal comme le montre dans la figure 3.6, et le *BER* peut être exprimé par :

$$BER = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}/2}{1 + \bar{\gamma}/2}} \right) \quad (3.25)$$

ou $\bar{\gamma}$ est la valeur moyenne de γ , si le *TPC* est parfait la variation du *SIR* dans un canal d'évanouissement de *Rayleigh* sera constante comme dans un canal à *AWGN*. Par conséquent la performance du *BER* d'un canal à *AWGN* est la meilleure performance réalisable (limite inférieure) pour le *TPC*, et la performance du *BER* d'un évanouissement de *Rayleigh* et la limite supérieure (sans *TPC*).

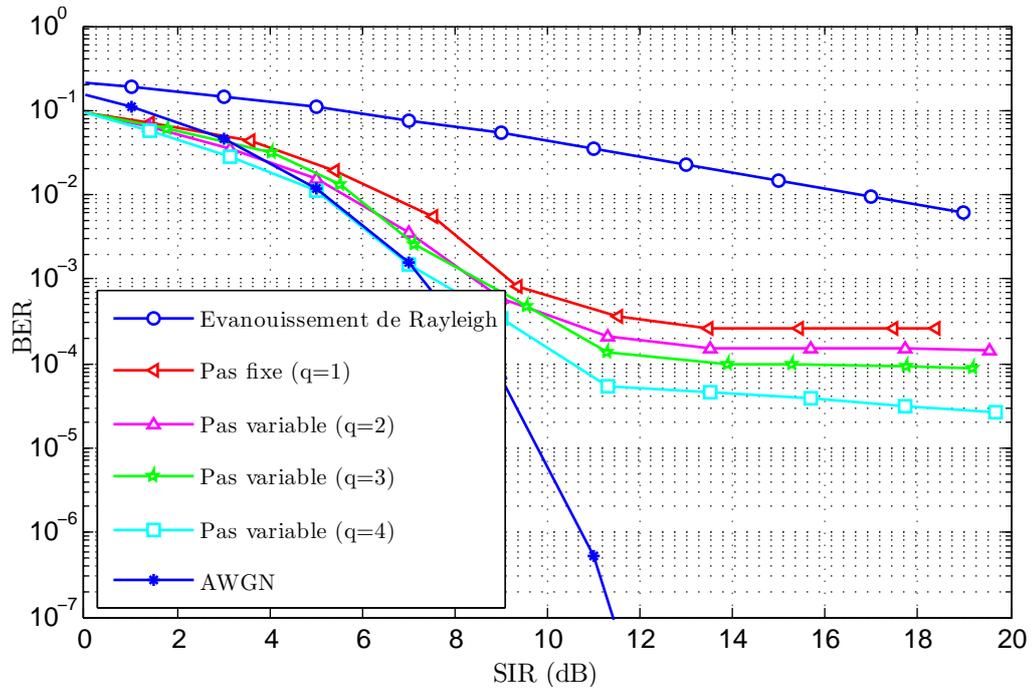
Par la suite, nous allons étudier l'effet de quelques paramètres du système sur la performance du *TPC*.

3.6.1 Effet du pas d'ajustement de puissance

Dans cette section, on fait une comparaison entre les algorithmes de contrôle de puissance à pas fixe et à pas variable. L'algorithme à pas variable est réalisé en employant une modulation par impulsions codées (*PCM*) décrite par l'équation (3.5).

Pour étudier l'effet des différents algorithmes, la performance du *BER* est évaluée sur la même condition de canal (c-à-d avec $f_{DTP} = 0.01$). Les résultats obtenus sont représentés dans la figure 3.9, la courbe supérieure présente le *BER* pour le canal d'évanouissement sans *TPC*, alors que la courbe inférieure représente le *BER* pour le canal d'*AWGN*.

On remarque, dans la figure 3.9, que la performance de *BER* avec l'algorithme de contrôle de puissance à pas variable est meilleure que celle avec l'algorithme à pas fixe, puisque dans le premier cas, le *TPC* peut suivre l'évanouissement approfondi plus rapidement en utilisant un pas de taille adapté, et peut réduire aussi l'oscillation du SIR_{est} sur sa valeur de seuil. D'ailleurs, il est intéressant de noter que l'augmentation des nombres de bits (*PCB*) pour améliorer la performance est obtenue aux dépens d'une bande passante de transmission plus élevée sur le canal descendant (*downlink*), ce qui est non désirable ; parce que, en *3G*, la capacité du canal *downlink* est réservée pour la navigation *Internet*. De plus, comme nous

FIGURE 3.9 – Effet de pas d’ajustement de puissance ($f_D T_P = 0.01$)

pouvons voir sur la figure 3.9, l’amélioration de la performance à $BER = 10^{-3}$ (pour la voix) n’est pas importante quand le mode de quantification est augmenté de $q = 1$ à $q = 4$.

3.6.2 Effet du taux d’évanouissement

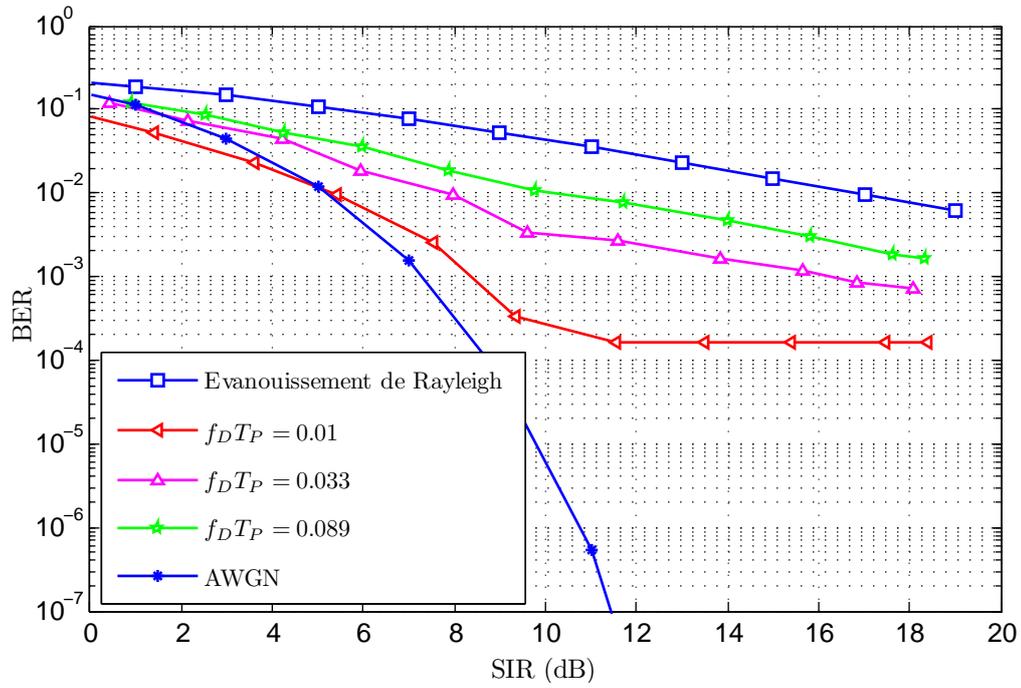
Pour évaluer l’effet des taux d’évanouissement sur la performance de *TPC*, nous effectuons des simulations en utilisant deux types d’algorithmes : pas fixe ($q = 1$) et pas variable ($q = 4$) pour trois vitesses différentes de la MS_i : 10km/h , 30km/h et 80km/h . Les résultats de simulation sont présentés sur la figure 3.10.

D’après la figure 3.10(a) on remarque que l’algorithme de *TPC* à pas fixe est moins efficace pour des taux d’évanouissement $f_D T_P$ plus grands que 0.033. Toutefois il est plus efficace pour des taux d’évanouissement lents, comme le montre la performance de BER à $f_D T_P = 0.01$. Contrairement à l’algorithme à pas fixe, l’algorithme à pas variable améliore la performance du BER avec des valeurs $f_D T_P$ plus grandes que 0.033.

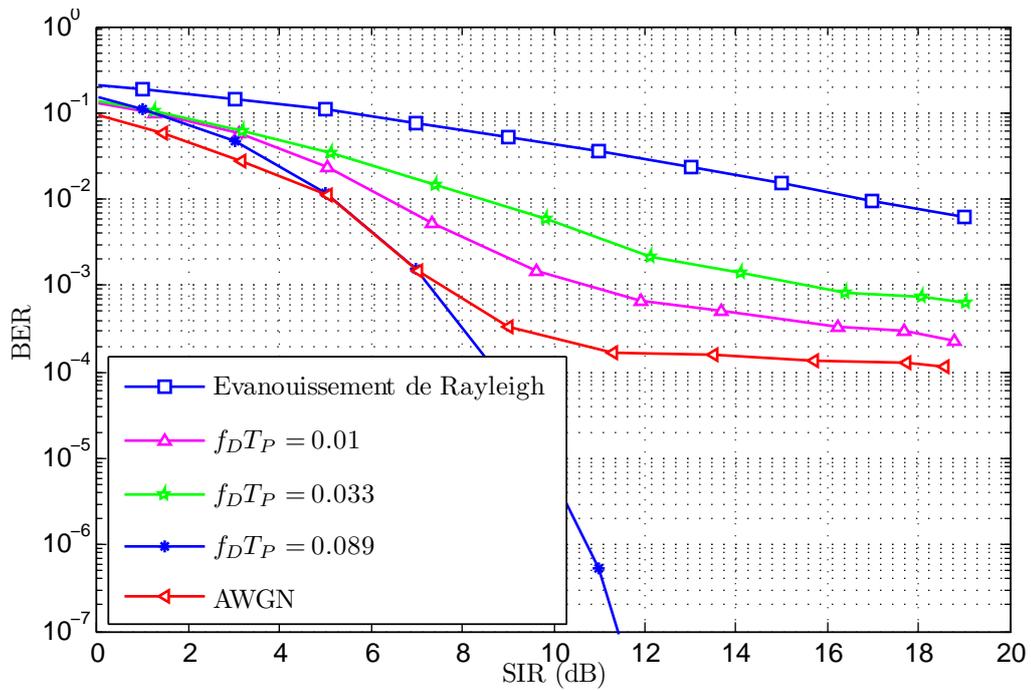
La limite de la performance de l’algorithme de *TPC* à pas fixe, à résister les taux d’évanouissement élevés, est due au fait que l’algorithme est trop lent et ne peut pas suivre les variations du canal.

3.6.3 Effet du retard de la boucle de réaction (*feedback Delay*)

Le retard de la boucle de réaction est le problème majeur dans n’importe quel algorithme en boucle fermée. Dans les simulations décrites dans les sections précédentes, les mobiles



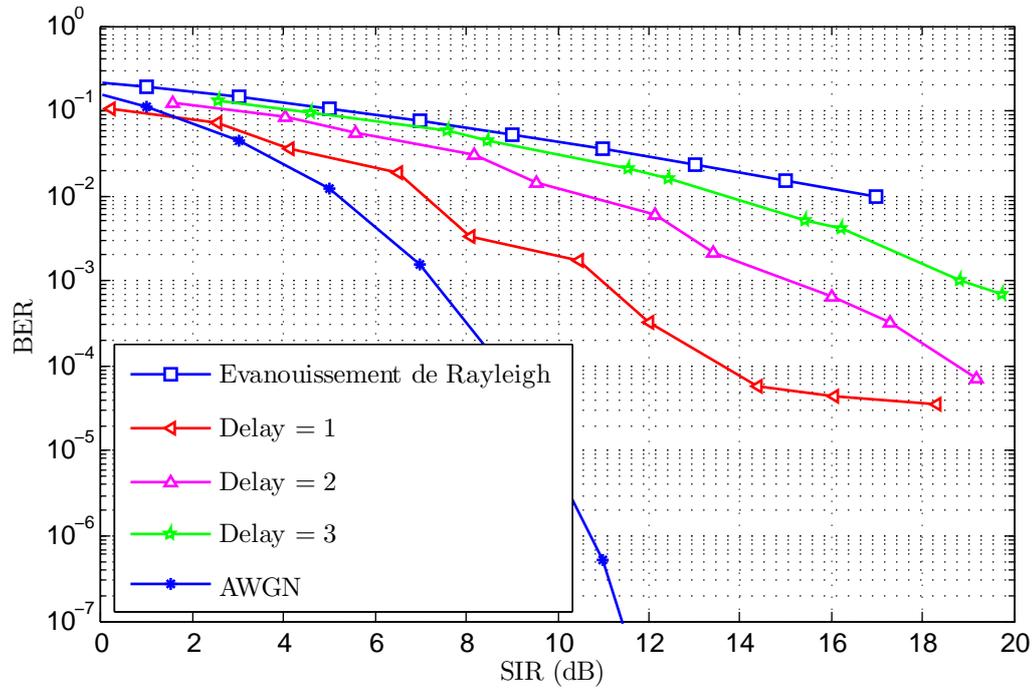
(a)



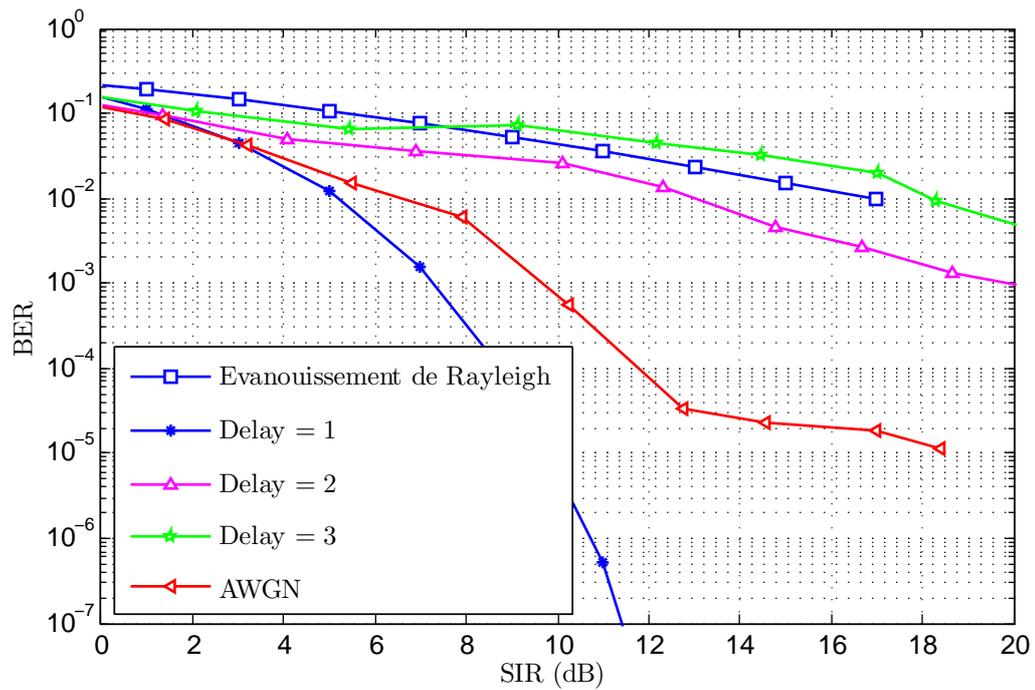
(b)

FIGURE 3.10 – Effet de taux d'évanouissement :
 (a) Algorithme à pas fixe, (b) Algorithme à pas variable ($q = 4$).

(MS_i) ajustent leurs puissances de transmission immédiatement dès que la mesure de *SIR* (au niveau de la *BS*) est terminée. Cependant, dans les systèmes réels, il y a un retard entre ces deux opérations, dus à la durée de traitement, le temps de propagation des bits de commande, et la synchronisation entre les transmissions de la liaison montante et liaison descendante.



(a)



(b)

FIGURE 3.11 – Effet de retard de boucle de réaction :
 (a) Algorithme à pas fixe (b) Algorithme à pas variable ($q = 4$)

Dans cette section, on va étudier la dégradation de la performance de contrôle de puissance introduite par un retard de *feedback* D de 1, 2 et 3 slots. En effet, pour simuler le système avec un retard de *feedback* $D \geq T_P$, le SIR_{est} est stocké dans une mémoire, et la puissance de transmission du $k^{\text{ème}}$ slot est contrôlée par le SIR_{est} stocké par le $(k - D)^{\text{ème}}$ slot, avec $D = nT_P$, $n \in \mathbb{R}$ et T_P est la durée de slot. La performance du BER, pour différents

valeurs du retard de *feedback* ($D = T_P$, $D = 2T_P$, $D = 3T_P$) est présentée sur la figure 3.11 (a) (b), pour les algorithmes à pas fixe et pas variable respectivement.

À partir des résultats de simulation, il apparaît clairement que l'effet de retard du *feedback* sur la performance du *TPC* est plus significatif dans l'algorithme à pas variable que dans l'algorithme à pas fixe, cela est dû au grand erreur sur le pas d'ajustement. Finalement, comparé à d'autres imperfections dans le système de contrôle de puissance (section 3.3), le retard de *feedback* introduit un problème très grave dans la boucle de contrôle.

3.7 Conclusion

Le modèle général, du contrôle de puissance en boucle fermé, est développé et simulé pour les deux algorithmes, pas fixe et pas variable. Les résultats de simulation montrent :

- Pour rendre le contrôle de puissance efficace, les taux d'ajustement de puissance doit être beaucoup plus grand que les taux d'évanouissement,
- L'algorithme de contrôle à pas fixe est plus souhaitable que l'algorithme à pas variable afin de réduire au minimum la bande passante de transmission,
- L'algorithme à pas variable est plus sensible aux perturbations, internes et externes du système, que l'algorithme à pas fixe.

Dans le chapitre qui suit, nous allons considérer le problème du retard de la boucle de réaction (*feedback delay*) dans la boucle de contrôle. En présence de ce problème, on va montrer qu'il est préférable de modifier le schéma du *TPC* conventionnel en utilisant une structure de prédiction linéaire du comportement du canal.

Chapitre 4

Contrôle prédictif de la puissance de transmission

4.1 Introduction

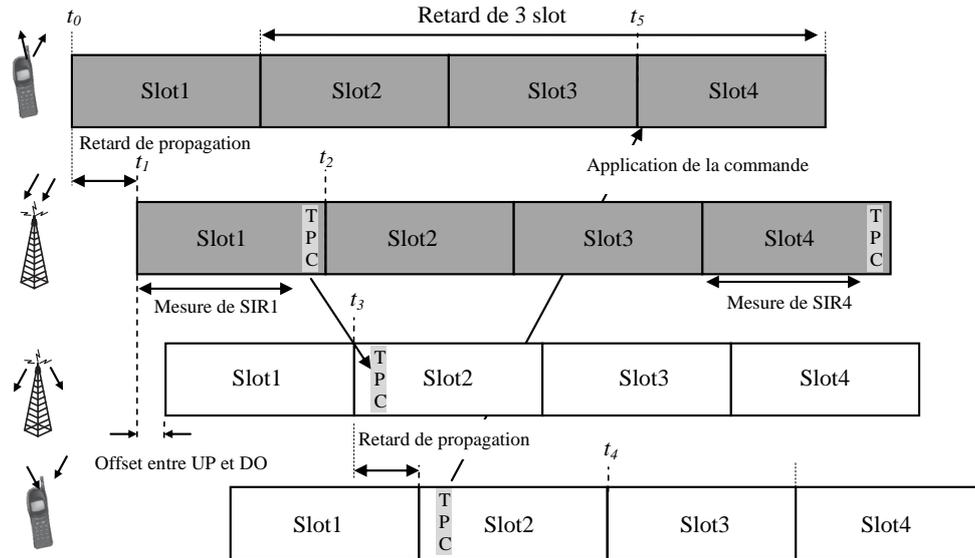
Après avoir montré l'importance du contrôle de puissance de transmission des stations mobiles, on va étudier un autre aspect d'application de la technique du contrôle basé sur la prédiction du comportement du canal de transmission.

L'algorithme prédictif permet de résoudre le problème de retard en boucle de réaction, ou par un autre terme, la synchronisation entre la prise de décision et de son exécution, un filtre de prédiction est utilisé à la station de base pour prédire le gain du canal de transmission, où certaines propriétés statistiques du canal d'évanouissement sont utilisées par le filtre de prédiction pour calculer ses coefficients.

4.2 Présentation du problème de retard de *feedback*

Comme nous l'avons vu à la section 3.7, le retard de *feedback* est un facteur important qu'il faut contrôler pour améliorer la qualité de transmission des MS_i . En effet dans le *TPC* en boucle fermée, l'état du canal est estimé à la *BS*, cette dernière traite l'information reçue, elle envoie la décision à la MS_i qui, à son tour, exécute l'ordre d'augmenter ou de diminuer sa puissance pour compenser l'effet du canal de transmission (*Uplink*). Donc la commande ne serait exécutée qu'après un retard par rapport à ce que la *BS* avait déjà transmis, et l'ajustement de puissance ne compense pas l'état courant du canal. Les opérateurs suivants contribuent à augmenter le retard de *feedback* en *TPC* basé sur le *SIR* :

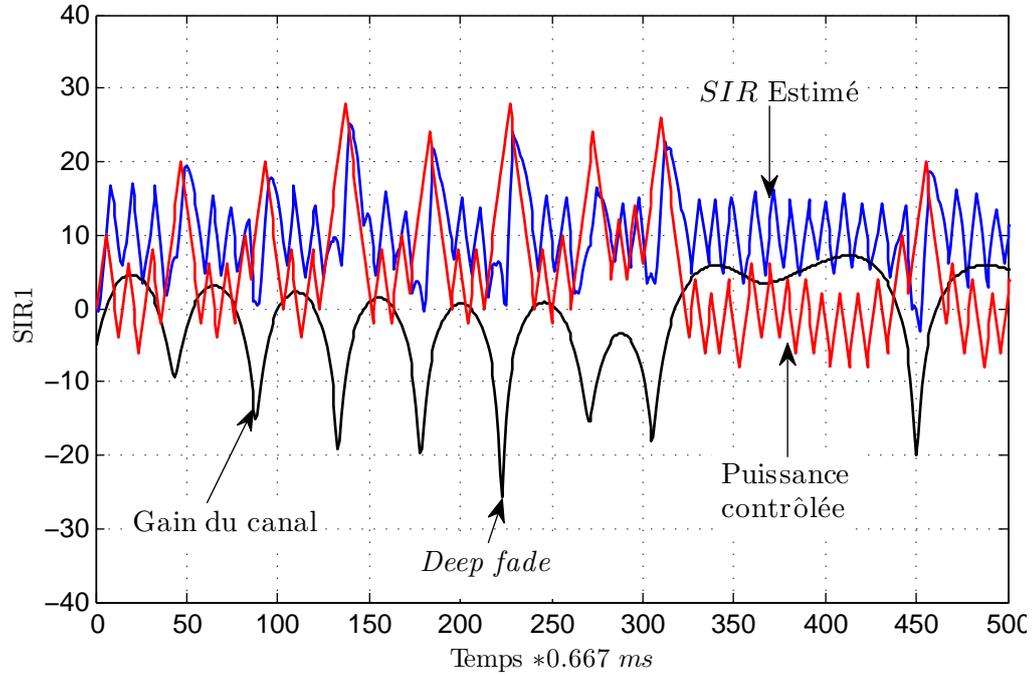
- Le temps de mesure du *SIR*,
- L'offset de synchronisation entre les deux voix de transmission,
- Le retard de propagation de transmission des bits de commande *PCB*.


 FIGURE 4.1 – Ordonnement de contrôle de puissance avec retard de *feedback*.

Puisque l'intervalle de contrôle de puissance est standardisé en 3G ; $T_P = 0.665ms$ le retard total peut être exprimé en fonction de l'intervalle de contrôle : DT_P . Généralement en pratique, le retard de *feedback* est supposé égale à $2T_P$ ou $3T_P$ pour moduler les cas réels. En effet, la figure 4.1 illustre l'ordonnement entre la MS_i et son BS dans lequel le retard de *feedback* peut être déterminé, il apparaît que le bit de contrôle doit, attendre jusqu'à t_3 ; début du slot 2, pour le transmettre à la MS_i . Après le retard de propagation dans la voie descendante (*downlink*) le bit de commande est reçu par l'utilisateur au temps t_4 , alors la MS_i ajuste sa puissance au temps t_5 (commencement de transmission de slot 4 dans la voie montante) ce qui induit un retard total de 3 slots.

La figure 4.2 montre la simulation du contrôle de puissance conventionnel avec un retard de *feedback* $2T_P$, et $SIR_{seuil} = 10 dB$. En revanche, comme le montre clairement la figure, le SIR contrôlé oscille autour de sa valeur seuil (10 dB), mais avec un grand dépassement lorsque le canal s'évanouit profondément (*Deep fade*), à ces moments la station de base envoie des ordres d'augmentation successive, de puissance à la station mobile, pour compenser les pertes de sa puissance de transmission. Cependant, quand le canal revient de l'évanouissement, la MS_i continue à augmenter sa puissance, à cause des commandes retardées par le retard de *feedback* ! ce problème de synchronisation, provoque un excès de SIR après les *Deep fades* qui n'est pas désirable dans les systèmes *DS-CDMA*.

Afin de résoudre ce problème en *TPC* un prédicteur d'état du canal doit être placé au niveau de station de base, pour prédire à l'étape (k) la décision de l'étape ($k + 1$) ou celle


 FIGURE 4.2 – TPC conventionnel avec retard de feedback : $D = 2T_P$ et $f_D T_P = 0.01$.

de $(k + 2)$. La deuxième solution envisageable pour compenser les imperfections du retard de *feedback*, est de compenser ce retard à la station de base en utilisant une méthode de compensation (*TDC*) [39–41], où le *SIR* estimé est ajusté selon les commandes de contrôle qui ont été envoyées par la *BS* mais n'ont pas été exécutées par la MS_i .

4.3 Prédiction du gain du canal d'évanouissement

Afin de prédire la puissance reçue de chaque usager et évaluer le rapport signal à interférence, nous reformulons cette prédiction pour l'application du contrôle de la puissance en se basant sur la prédiction du gain du canal. À l'instant k , la relation entre la puissance reçue $Pr_i(k)$ et le gain $\beta_i(k)$ de l'utilisateur MS_i est la suivante :

$$Pr_i(k) = Pt_i(k)\beta_i(k), \quad (4.1)$$

Avec $Pt_i(k)$ la puissance de transmission de la MS_i supposée connue par la *BS*. Pour expliquer, le principe de la prédiction du canal, nous avons défini pour chaque utilisateur MS_i d'une cellule donnée les variables suivantes :

- k : durée du groupe de contrôle,
- D : retard de boucle de réaction,
- V : la longueur du prédicteur,
- $\beta_i(k)$: le gain mesuré à l'instant k ,

– $G_i(k)$: l'historique de V mesures du gain :

$$G_i(k) = [\beta_i(k), \beta_i(k-1), \dots, \beta_i(k-V+1)], \quad (4.2)$$

– $\hat{\beta}(k)$: le gain prédit à l'instant k ,

– $W_i(k)$: les coefficients caractéristiques du prédicteur,

Le prédicteur de canal proposé ici (figure 4.3) est considéré comme un filtre linéaire à réponse impulsionnelle finie d'ordre V , (*FIR : finite impulse response filter*). À l'instant k , V valeurs précédentes des gains $\beta_i(k)$ sont appliquées à l'entrée du prédicteur qui va estimer le coefficient du canal $\hat{\beta}(k)$ (facteur d'évanouissement).

La prédiction du facteur d'évanouissement s'écrit (voir Annexes ??) :

$$\hat{\beta}_i(k) = W_i^T(k) G_i(k-D) = \sum_{v=0}^{V-1} w_v(k) \beta(k-D-v), \quad (4.3)$$

Les coefficients caractéristiques du prédicteur $W_i(k) = [w_0, w_1, \dots, w_{V-1}]$ sont calculés en minimisant le critère de l'Erreur Quadratique Moyenne (*EQM*) défini par :

$$E\{\epsilon_i^2(k)\} = E\{(\beta_i(k) - \hat{\beta}_i(k))^2\}, \quad (4.4)$$

soit :

$$W_i(k) = \mathbf{R}^{-1}(k) \mathbf{r}(k) \quad (4.5)$$

Il y a plusieurs méthodes qui peuvent être utilisées pour déterminer les coefficients optimaux du prédicteur, la méthode d'inversion de matrice de corrélation (équation 4.5) est une solution directe, mais pratiquement cette méthode n'est pas désirable, parce qu'elle demande plus de calcul à cause de l'opération inversion de matrice. Par conséquent, les algorithmes récursifs comme l'algorithme de *Levison - Durbin* [42–44] ou *Recursive Least Square* [45], [46] sont préférables.

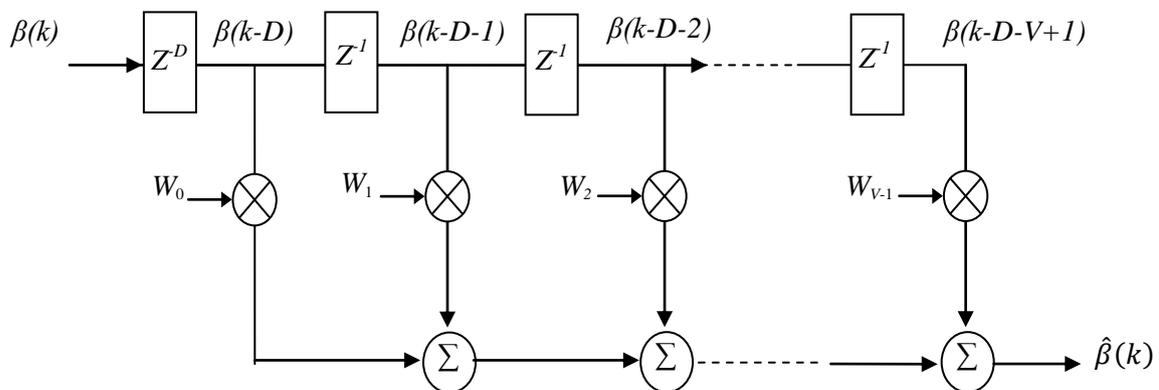


FIGURE 4.3 – Schéma de principe du prédicteur avec un retard D slot.

4.3.1 Algorithme de *Levison-Durbin* (*LD*)

Pour calculer les coefficients caractéristiques du prédicteur de canal par l'équation 4.5, il faut déterminer l'inverse de la matrice \mathbf{R} le calcul de l'inverse à une complexité d'ordre V^3 . Un algorithme plus rapide a été développé par *Levison* (1948) et reformulé par *Durbin* (1959), il permet de diminuer la complexité à l'ordre V^2 . Une présentation complète de la méthode peut être trouvée dans [44].

Nous décrivons ici, de façon générale, les étapes de base de l'algorithme. L'algorithme utilise les coefficients du prédicteur d'ordre $(V-1)$ pour calculer les coefficients du prédicteur d'ordre V . On peut résumer l'algorithme de *LD* par les étapes suivants :

- Initialisation :

$$\hat{w}_0 = 1, \sigma_0 = \mathbf{R}_{xx}(0), \Delta_0 = \mathbf{R}_{xx}(1), \quad (4.6)$$

Pour $v = 1$ à V

- Calculer le coefficient de réflexion d'ordre v :

$$\Gamma_v = -\frac{\Delta_{v-1}}{\sigma_{v-1}}, \quad (4.7)$$

- Calculer les coefficients du prédicteur par :

$$\hat{w}_v = \begin{bmatrix} \hat{w}_{v-1} \\ 0 \end{bmatrix} + \Gamma_v \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{J}\hat{w}_{v-1} \end{bmatrix}, \quad (4.8)$$

avec \mathbf{J} la matrice d'identité arrière $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & & 1 \\ & \ddots & \\ 1 & & 0 \end{bmatrix}$,

- Calculer l'erreur de prédiction :

$$\sigma_v = \sigma_{v-1} (1 - |\Gamma_v|^2), \quad (4.9)$$

- Calculer :

$$\Delta_v = \mathbf{r}_v \hat{w}_{v-1}. \quad (4.10)$$

La matrice d'autocorrélation

Soit un vecteur d'observation $G(k)$ tel que :

$$G_i(k) = [\beta_i(k), \beta_i(k-1), \dots, \beta_i(k-V+1)], \quad (4.11)$$

On définit alors la matrice de corrélation par :

$$\mathbf{R} = E \{ G(k) G^H(k) \}, \quad (4.12)$$

Où $G^H(k)$ représente la matrice Hermitienne de $G(k)$, c'est-à-dire le vecteur transposé conjugué.

En détaillant la matrice de corrélation, on obtient immédiatement :

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r(0) & r(1) & \dots & r(V-1) \\ r(-1) & r(0) & \dots & r(V-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r(-V+1) & r(-V+2) & \dots & r(0) \end{bmatrix}, \quad (4.13)$$

4.3.2 Algorithme des moindres carrés récurrents avec facteur d'oubli

L'algorithme des moindres carrés récurrents (*RLS* : *Recursive Least Square*) permet de déterminer les coefficients optimaux au sens du critère suivants :

$$\xi(W) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} [\epsilon(i)]^2, \quad (4.14)$$

Avec $\epsilon(i)$ l'erreur de prédiction, et λ le facteur d'oubli. On peut résumer l'algorithme *RLS* avec facteur d'oubli comme suit :

– Initialisation :

$$\hat{w}_0 = 1, \quad \mathbf{P}(0) = \delta^{-1} \mathbf{I}, \quad (4.15)$$

\mathbf{I} , est la matrice carré identité de dimension V , $\delta = 0.01$ et $\lambda = 0.99$.

Pour $k = 1$ à ∞

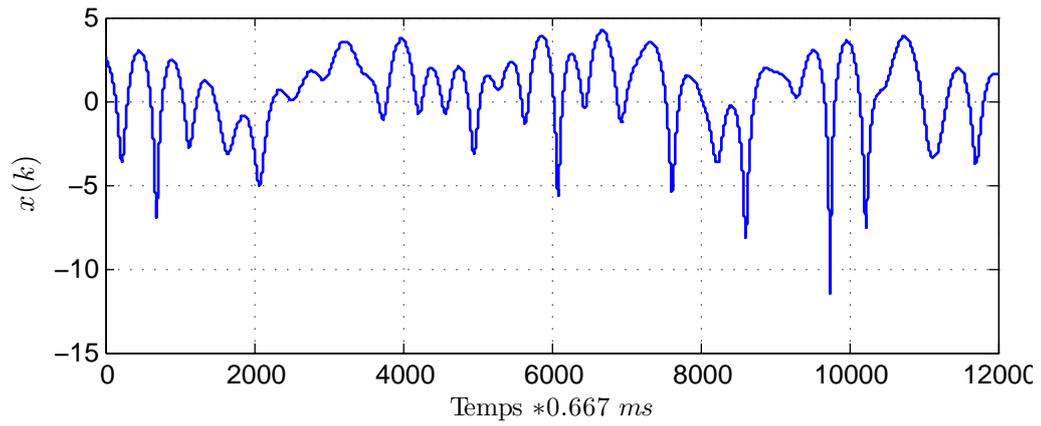
– Calculer les coefficients du prédicteur par :

$$W_i(k) = W_i(k-1) + \nu(k) \epsilon(k), \quad (4.16)$$

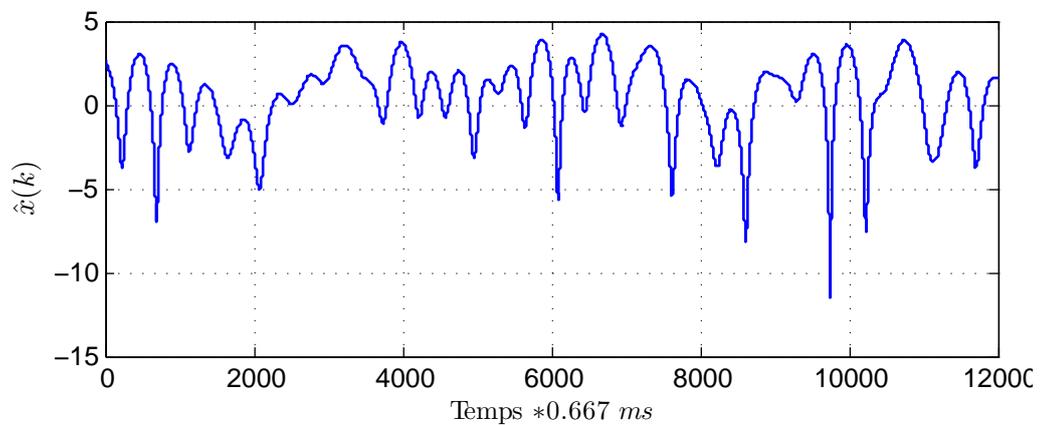
où $\nu(k)$ s'écrit :

$$\nu(k) = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{P}(k-1) G_i(k)}{1 + \lambda^{-1} G_i^T(k) \mathbf{P}(k-1) G_i(k)}, \quad (4.17)$$

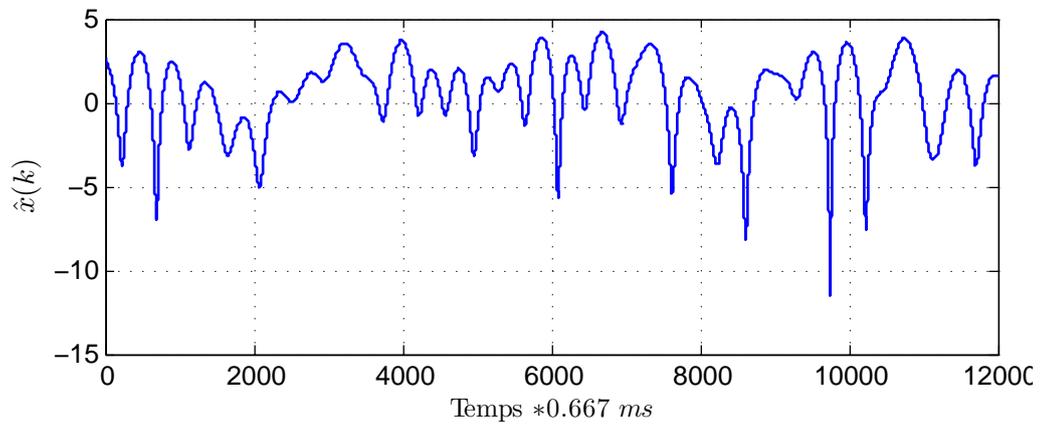
$$\mathbf{P}(k) = \lambda^{-1} \mathbf{P}(k-1) - \lambda^{-1} \nu(k) G_i^T(k) \mathbf{P}(k-1), \quad (4.18)$$



(a)



(b)



(c)

FIGURE 4.4 – Résultats de simulation du prédicteur par l’algorithme *LD* et *RLS*
 (a) Signal réel, (b) Signal prédit par *LD*, (c) Signal prédit par *RLS*,

4.3.3 Comparaisons

Dans cette section, on fait une comparaison entre les deux méthodes *Levison-Durbin* et *WRLS* par simulation pour en déterminer la méthode qui permet de meilleurs résultats. On

choisit un signal d'entrée (à prédire) un évanouissement de *Rayleigh* avec vitesse de déplacement $v = 50 \text{ km/h}$.

Les résultats de simulation sont présentés par les figures 4.4 et 4.5.

En effet, les résultats en termes de l'erreur de prédiction montrent que l'algorithme *WRLS* est meilleure que l'algorithme *Levison-Durbin*. Alors, l'algorithme de prédiction *WRLS* est plus applicable aux situations réelles que le prédicteur basé sur le critère de l'erreur quadratique moyenne minimale, puisqu'il évite le calcul de la matrice d'autocorrélation.

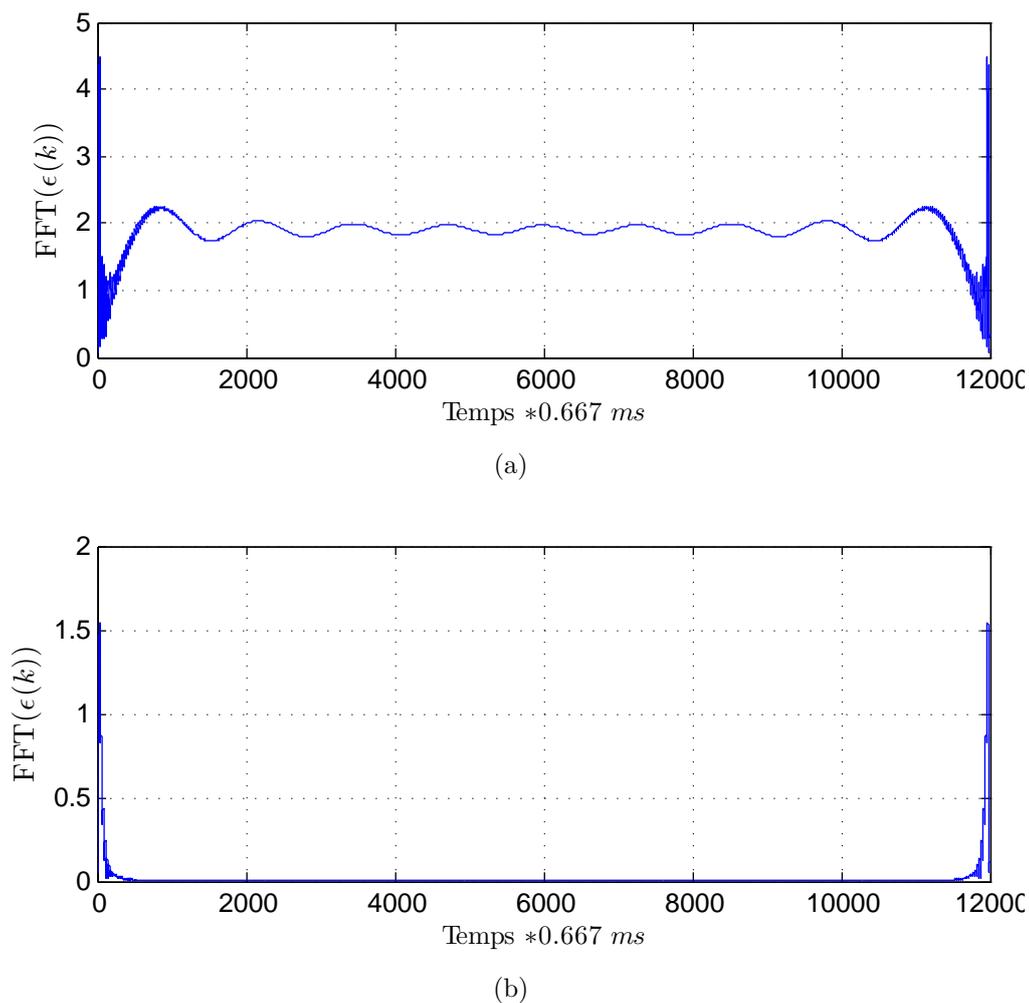


FIGURE 4.5 – Erreur de prédiction : (a) Algorithme de (*LD*), (b) Algorithme de (*RLS*),

4.4 Contrôle de puissance avec prédicteur de canal

La deuxième étape est de l'utilisation de l'algorithme de prédiction dans la chaîne de transmission à la station de base comme représenté dans la figure 4.6. En effet, un bloc additionnel dit *prédicteur de canal* permet d'améliorer les performances de contrôle de puissance. Dans l'algorithme de contrôle basé sur le rapport SIR (γ_i), la décision d'ajustement de puissance est une fonction de la différence $e(k) = \gamma_i^t - \gamma_i^{est}$. Par conséquent, l'estimateur de SIR décrit dans la section 2.4 est modifié comme suit :

$$\gamma_i^{est}(k) = \frac{[\hat{y}_i(k)]^2}{\frac{1}{B} \sum_{m=1}^B |y_a(m)|^2 - \frac{1}{SF} [\hat{y}_i(k)]^2}, \quad (4.19)$$

où

$$\hat{y}_i(k) = \sum_{v=0}^{V-1} w_v(k) y_i(k - D - v), \quad (4.20)$$

et

$$y_i(k - D - v) = \prod_{u=1}^v 10^{PCB_i(k-D-u)/20} y_i'(k - D - v). \quad (4.21)$$

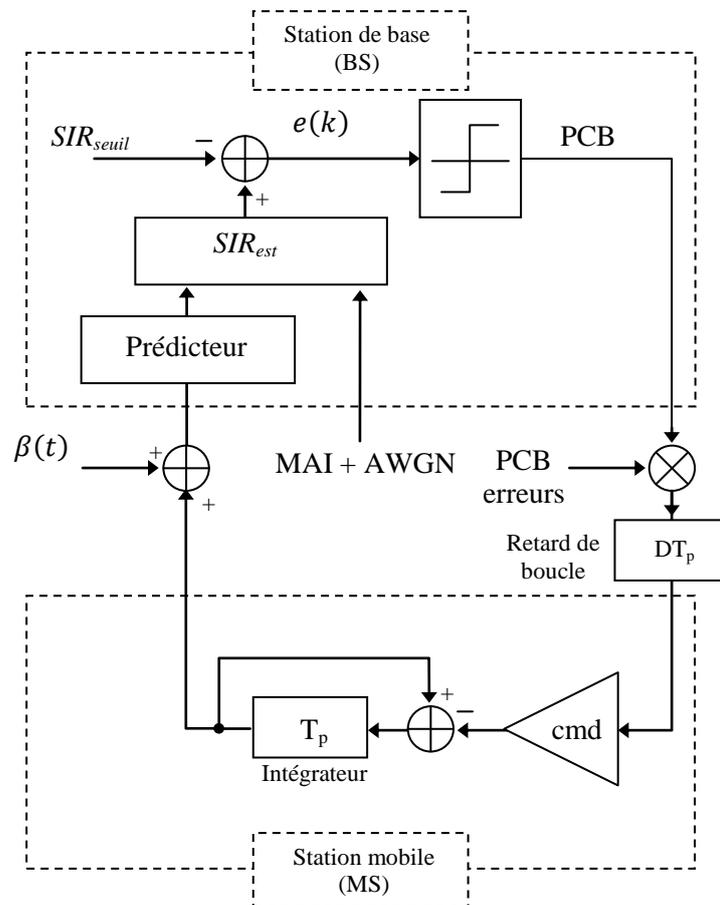


FIGURE 4.6 – Principe de contrôle de puissance avec prédiction du canal à la BS.

Dans l'équation précédente $y'_i(k - D - v)$ représente le signal réel reçu par la station de base et $y(k - D - v)$ le signal d'entrée du prédictiveur. On a alors, comme le montre l'équation (4.20), une prédiction du signal D - slot en avant.

Dans la simulation, nous utiliserons l'algorithme *WRLS* pour calculer $\hat{\gamma}_i(k)$, l'ordre de prédictiveur est choisi assez grand ($V \geq 10$). Pour la comparaison, nous effectuerons également des simulations de *TPC* en utilisant une approche de compensation.

Definition 4.1. Soit on définit l'opérateur de retard q^{-D} par :

$$q^{-D} P_{t_i}(k) = P_{t_i}(k - D) \quad (4.22)$$

L'algorithme de contrôle de puissance à pas fixe (*FSPC*) peut être écrit sous la forme :

– À la station de base (*BS*) :

$$PCB_i(k) = \text{sign}[\gamma_i^t(k) - \gamma_i(k)], \quad (4.23)$$

– À la station mobile (*MS_i*) :

$$P_{t_i}(k+1) = P_{t_i}(k) + \text{cmd} \cdot PCB_i(k), \quad (4.24)$$

La substitution de (4.22) et (4.23) dans (4.24) donne :

$$P_{t_i}(k) = \frac{\text{cmd}}{q-1} \text{sign}[\gamma_i(k) - \gamma_i^t(k)], \quad (4.25)$$

Le mécanisme de *FSPC* pour la station mobile *MS_i* est schématisé par la figure 4.7, où q^{-D} est le retard de *feedback* de D slot, $I_i(k)$ est l'interférence + bruit.

Remarque 4.1. Nous avons considéré l'erreur de canal sur les *PCBs* comme nulle.

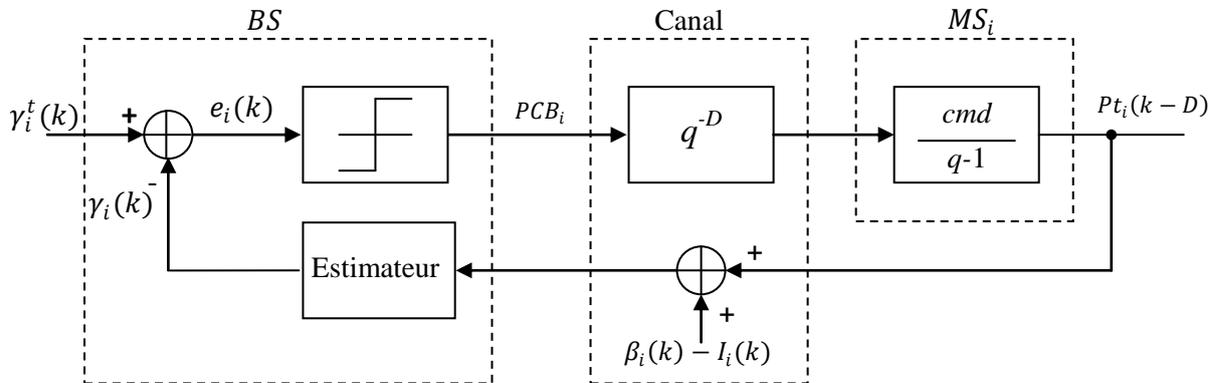


FIGURE 4.7 – Système avec *FSPC* et retard de *feedback* D .

4.5 Compensation du retard de feedback

Le problème principal de retard de feedback, tel qu'indiqué dans la section 4.2, est que les mesures du SIR ne reflètent pas l'état réel du système à l'instant de mesure. L'objectif de l'algorithme (TDC) est de compenser les mesures des SIR selon les commandes envoyées par la BS mais que n'ont pas été exécutées par la MS_i [47].

4.5.1 Algorithme et implémentation

Puisque le SIR $\gamma_i(k)$ est linéairement dépendant de la puissance de transmission $P_{t_i}(k)$, une augmentation au niveau de puissance $P_{t_i}(k) + cmd$, aura une augmentation correspondante de SIR , $\gamma_i(k) + cmd$ et les commandes qui n'ont pas été encore exécutées doivent être compensées par l'ajustement du SIR comme suite [48] :

$$\check{\gamma}_i(k) = \gamma_i + cmd \sum_{j=1}^D q^{-j} PCB_i(k), \quad (4.26)$$

Remarque 4.2. Dans le cas $D = 1$ (retard de 1 slot) la mesure du SIR est ajustée simplement par :

$$\check{\gamma}_i(k) = \gamma_i + cmd \cdot PCB_i(k-1), \quad (4.27)$$

En effet, le terme de compensation dans l'équation (4.26) peut-être réécrit sous la forme :

$$\begin{aligned} cmd \sum_{j=1}^D q^{-j} PCB_i(k) &= cmd \left(q^{-1} \frac{1 - q^{-D}}{1 - q^{-1}} \right) PCB_i(k) \\ &= (1 - q^{-D}) \cdot \frac{cmd}{q-1} PCB_i(k), \end{aligned} \quad (4.28)$$

L'introduire du $\check{P}_{t_i}(k)$, la puissance contrôlé par l'algorithme, l'équation (4.24) permet d'écrire :

$$\check{P}_{t_i}(k+1) = \check{P}_{t_i}(k) + cmd \cdot PCB_i(k) \Rightarrow \check{P}_{t_i}(k) = \frac{cmd}{q-1} PCB_i(k), \quad (4.29)$$

La substitution de (4.29) dans (4.28) donne :

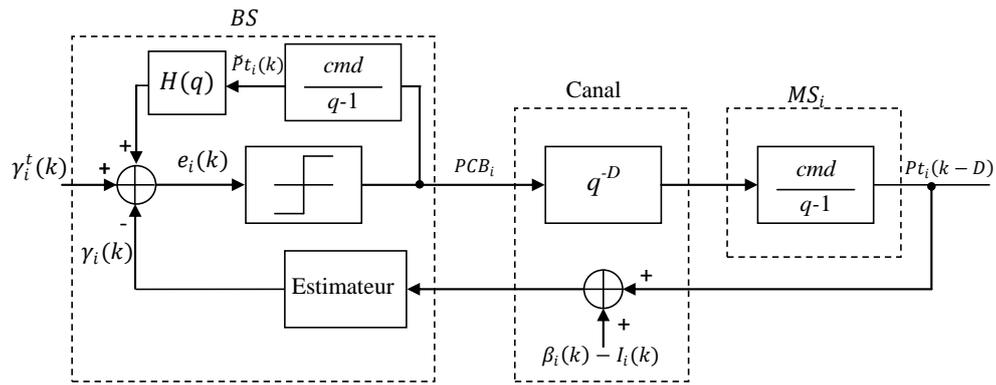
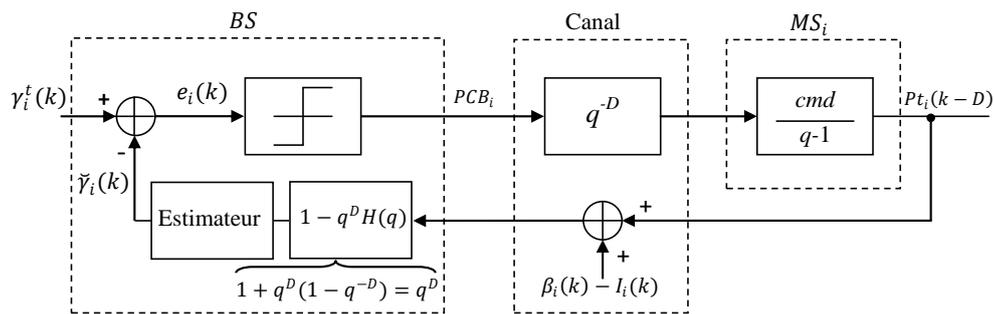
$$\begin{aligned} cmd \sum_{j=1}^D q^{-j} PCB_i(k) &= (1 - q^{-D}) \check{P}_{t_i}(k) \\ &= \check{P}_{t_i}(k) - \check{P}_{t_i}(k-D), \end{aligned} \quad (4.30)$$

L'ajustement du SIR dans l'équation (4.26) peut être écrit alors comme :

$$\check{\gamma}_i(k) = \gamma_i + \check{P}_{t_i}(k) - \check{P}_{t_i}(k-D), \quad (4.31)$$

Par conséquent, le bit de contrôle de puissance est calculé par :

$$PCB_i(k) = \text{sign}[\gamma_i^t(k) - \check{\gamma}_i(k)]. \quad (4.32)$$


 FIGURE 4.8 – Implémentation de l’algorithme *TDC* dans le système *FSPC*.

 FIGURE 4.9 – Compensation du retard de feedback D .

Introduire

$$H(q) = -(1 - q^{-D}). \quad (4.33)$$

La figure 4.8 montre le schéma de principe de l’algorithme du contrôle de puissance avec *TDC*, et après simplification algébrique, l’algorithme peut être présenté par la figure 4.9 où se manifeste l’avantage du *TDC*.

4.5.2 Simulation

Pour étudier l’impact de l’algorithme *TDC* sur la boucle de *TPC*, nous avons simulé dans cette section un système cellulaire à 3 utilisateurs qui se déplacent avec 3 vitesses différentes 10km/h, 20km/h et 30km/h respectivement, le canal de transmission (*Uplink*) est considéré non sélectif à évanouissement de *Rayleigh*, le retard de *feedback* est de 1 slot, soit $D = T_P$. Les résultats de simulation sont présentés sur la figure 4.10.

Comme illustré à la figure 4.10(b) l’oscillation du *SIR* autour de sa valeur seuil est plus importante en l’absence de l’algorithme de *TDC*, c’est à cause de la mauvaise synchronisation entre la *BS* et ses stations mobiles.

Par contre, avec compensation de retard (figure 4.10(c)) le *SIR* est plus stable, et son allure est proche de celle du *SIR* réel ($D = 0$) mais avec un décalage de D slot. Dans la section suivante, la performance du *TPC* est simulée par les deux algorithmes, prédictif et *TDC*.

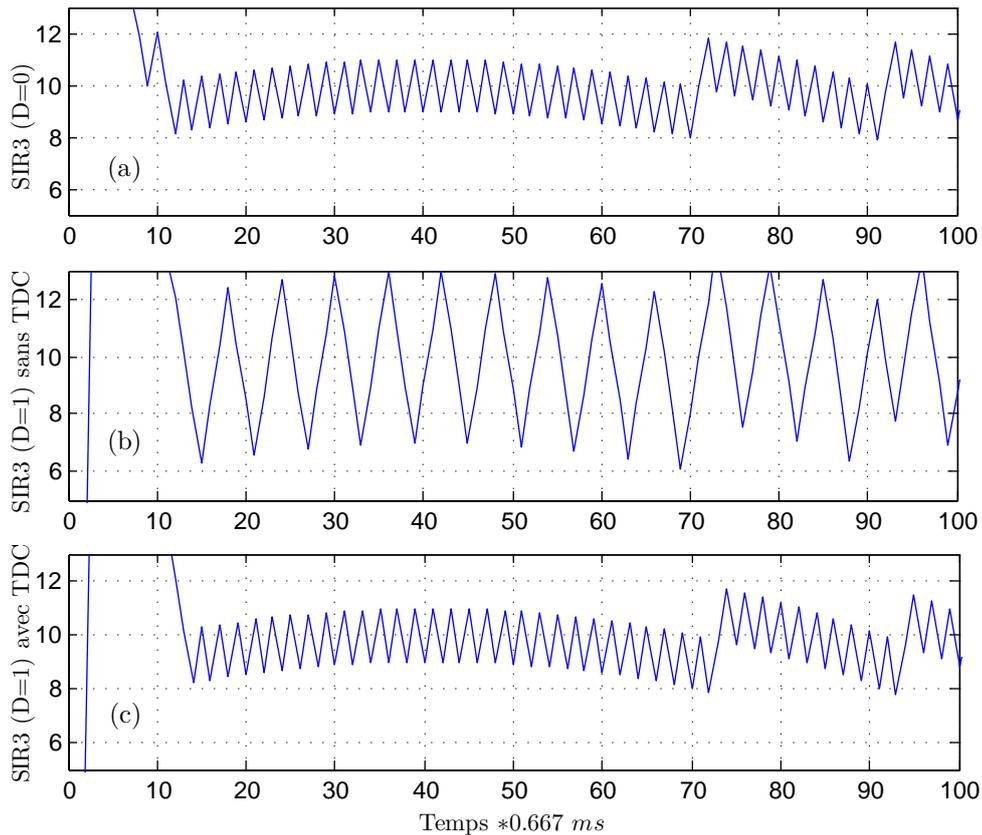


FIGURE 4.10 – Simulation de l’algorithme *FS-TPC* avec *TDC*, $f_{DT_P} = 0.00036$:
 (a) SIR sans retard, (b) SIR avec retard $D = 1$ slot, (c) *SIR* avec retard $D = 1$ slot et compensation du retard (*TDC*)

4.6 Simulation de la performance du contrôle prédictif de puissance

Dans la simulation, on a utilisé les paramètres définis dans le tableau 3.1, l’erreur de canal de réaction (*downlink*) est supposée nulle. On a étudié la performance de *P-TPC* avec l’algorithme à pas fixe et à pas variable (*FS-TPC* et *VS-TPC*).

4.6.1 Effet du retard de boucle de réaction (*feedback Delay*)

Comme nous avons obtenu, par simulation, dans la section 3.6.3 l’effet de *feedback Delay* sur la performance du *TPC*, est un problème grave en particulier avec l’algorithme *VS-TPC*. L’implémentation de l’algorithme de prédiction ou de compensation (*TDC*) dans la boucle de contrôle (figure 4.6) permet de résoudre le problème de *feedback Delay*, comme illustré à la figure 4.11.

Les résultats de simulation mettent clairement en évidence les points suivants :

- L’algorithme prédictif et *TDC* permettent d’obtenir des améliorations sur la performance du *TPC* en terme de *BER*,
- La méthode prédictive présente des résultats meilleurs que ceux obtenus par la méthode

- TDC ; par ce que cette dernière ne compense pas le retard dû à la mesure du SIR ,
- La méthode prédictive joue un rôle plus important, dans $VS-TPC$ (figure 4.11 (b)), pour résoudre le problème du $feedback\ Delay$ que dans $FS-TPC$ (figure 4.11 (a)) ; parce que le 1^{ier} algorithme est plus sensible au $feedback\ Delay$ que le 2^{ème} algorithme.
 - La supériorité de l'algorithme de prédiction du canal sur TDC devient plus évidente dans le contrôle à pas variable.

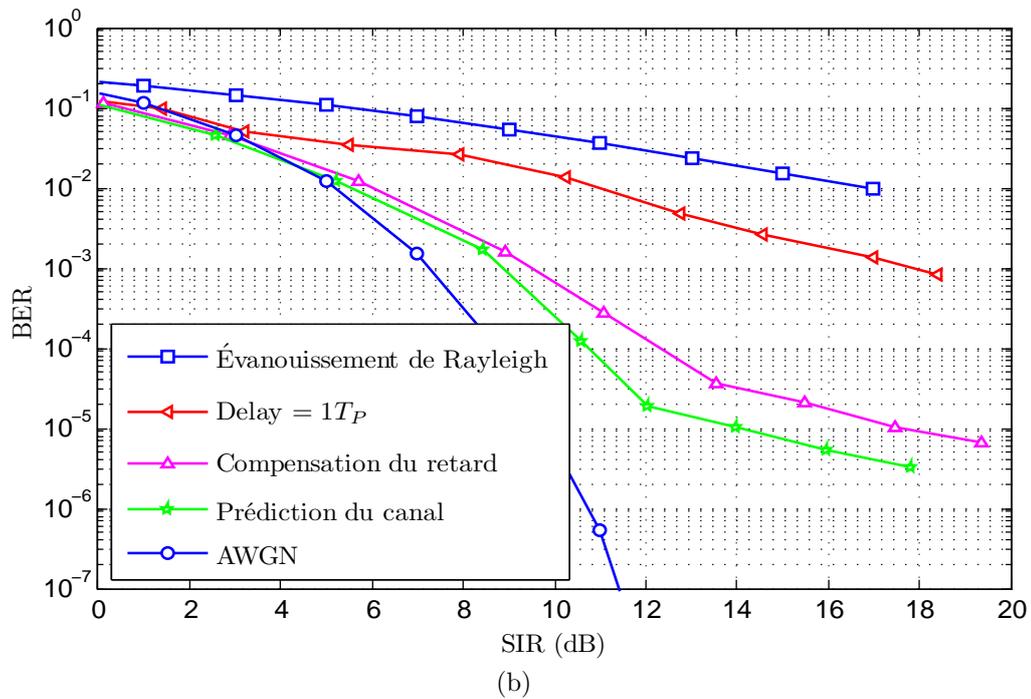
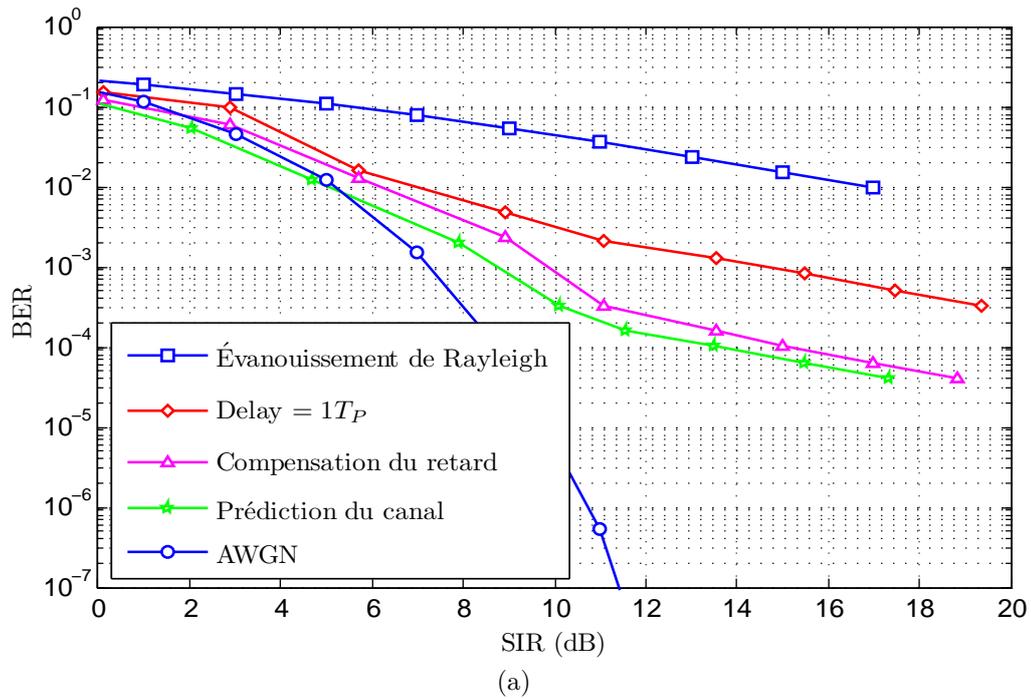


FIGURE 4.11 – Performance de TPC avec prédiction du canal et $TDC\ f_D T_P = 0.00036$:
 (a) Algorithme à pas fixe, (b) Algorithme à pas variable ($q = 4$)

4.6.2 Effet du taux d'évanouissement

Pour étudier la performance de l'algorithme de prédiction, nous proposons de répéter la simulation décrite dans la section 3.6.2 mais avec un prédicteur de canal. Les résultats de simulation sont présentés sur la figure 4.12 (a) et (b) pour l'algorithme à pas fixe et à pas variable respectivement.

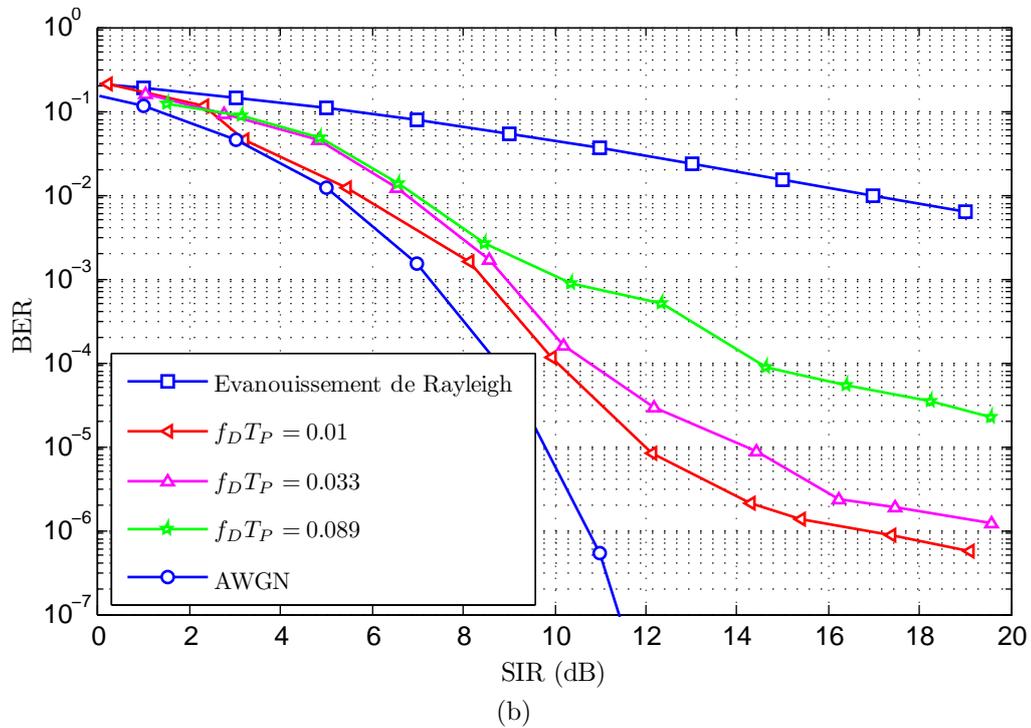
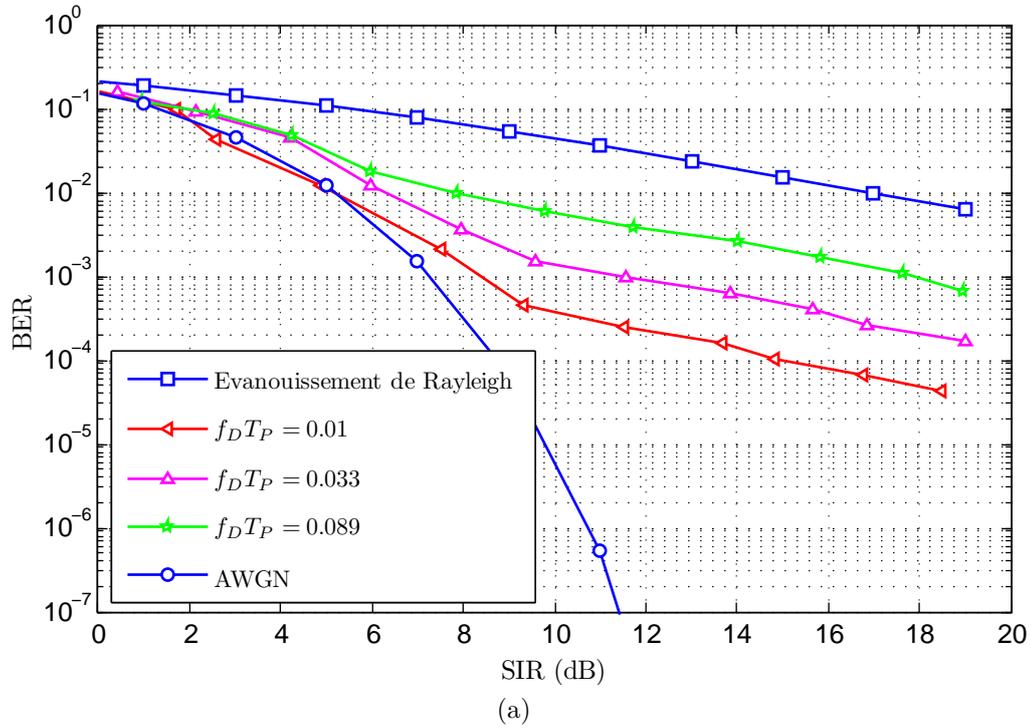


FIGURE 4.12 – Performance de P -TPC pour différents taux d'évanouissement :
 (a) Algorithme à pas fixe (b) Algorithme à pas variable ($q = 4$)

Nous pouvons remarquer d'après les résultats (figure 4.12 (a)) que la performance du contrôle prédictive à pas fixe est acceptable pour des situations à mobilité lent (piétons par exemple). Par contre, lorsque la vitesse de déplacement est plus grande que 10 km/h la performance de l'algorithme prédictif à pas fixe se dégrade, mais reste supérieur à celle de l'algorithme sans prédiction.

Avec l'algorithme à pas variable, la performance du contrôle prédictive est acceptable pour des vitesses allant jusqu'à 80 km/h, comme le montre la figure 4.12 (b), ce qui met en évidence l'intérêt de l'algorithme prédictif dans la boucle de contrôle.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré que la méthode de contrôle de puissance de transmission en boucle fermée basée sur la prédiction apporte un gain important à la qualité de la transmission. Cette dernière présente des résultats meilleurs que ceux présentés par la méthode de compensation ou par la méthode conventionnelle décrite dans le chapitre 2.6.

Conclusion générale

Le travail que nous avons mené dans ce mémoire de *magister* nous a permis de comprendre les fondements des systèmes de télécommunication mobile, de **3G**, basées sur la technique de codage des transmissions *DS-CDMA*. Nous avons tout d'abord présenté les systèmes de télécommunication mobile et les méthodes d'accès radio, en mettant l'accent sur celles qui sont basées sur la technique d'étalement de spectre, cette technique possède un inconvénient dans le sens de capacité de système, c'est l'interférence d'accès multiple (*IAM*) où l'utilisation du contrôle de puissance est important.

Dans une deuxième phase, nous avons étudié le problème *Near-Far* engendré par la réception, au niveau de la station de base, des puissances de valeurs différentes issues des stations mobiles actives. En suite, nous avons montré par simulation l'effet de quelques paramètres du système cellulaire (*BS – MS*) sur la qualité de transmission, c'est-à-dire : le rapport des puissances, le facteur d'étalement, les nombres d'utilisateurs,... etc. À partir des résultats on a pu conclure que la nécessité du contrôle de puissance est obligé par le choix des codes d'étalement.

Ensuite, on a étudié le problème du contrôle de puissance, premièrement par l'étude du principe de *TPC* et l'algorithme en boucle ouverte et fermée, et la limitation du contrôle de puissance dans le cas réel en utilisant ces deux algorithmes. On a considéré dans la première partie l'influence du canal de transmission radio mobile et son influence sur la performance du *TPC* conventionnel, la prise en considération du canal radio contribue à rendre les simulations plus réalistes. Les phénomènes, comme l'évanouissement du signal ou les pertes de propagation, existent dans la réalité et ils ont une influence considérable sur les performances du *TPC*, pour cela un modèle de l'évanouissement de *Rayleigh*, proposé par *Jakes*, est utilisé dans la simulation du *TPC*. La simulation de la boucle de contrôle, sous *Matlab* a permis d'étudier l'effet de certains paramètres et algorithmes (*FSTPC*, *VSTPC*) sur la performance du contrôle de puissance.

Dans la deuxième partie, les limites de la technique conventionnelle de *TPC* ont été

montrées en présence d'une mauvaise synchronisation entre la station de base et ces stations mobiles à cause des retards de *feedback*, de même nous avons proposé d'utiliser un contrôleur prédictif du gain de transmission de chaque station mobile selon les variations du canal radio qui le sépare de la station de base. Nous avons utilisé une structure linéaire de prédiction dont les paramètres sont calculés d'une manière adaptative par des algorithmes d'estimation tels que, *MMSE*, l'algorithme de *Levinson-Durbin* et l'algorithme *WRLS*.

D'une manière générale, nous pouvons affirmer que l'objectif principal de ce travail a été atteint à travers la mise en œuvre de la prédiction linéaire sur la boucle de contrôle. Les résultats ont confirmé l'amélioration des performances grâce à la prédiction. Cependant, nous dirons que les gains de performances apportés par l'introduction du prédictif du canal, dépendent en grande partie de l'algorithme d'estimation.

Comme perspective à ce travail, nous envisageons d'utiliser un contrôleur intelligent au niveau des stations mobiles pour estimer la vitesse de déplacement d'utilisateur, autrement dit la fréquence *Doppler*, ce qui permet de soulager le contrôle avec la station de base.

Bibliographie

- [1] B. Walke, R. Seidenberg, and M. P. Althoff, *UMTS : The Fundamentals*. Germany : John Wiley & Sons, Inc, 2003.
- [2] A. Brand and H. Aghvami, *Multiple Access Protocols for Mobile Communications : GPRS, UMTS, and Beyond*. New York, USA : John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [3] S. C. Yang, *CDMA RF System engineering*. Norwood, MA, USA : Artech House, Inc., 1st ed., 1998.
- [4] M. Lourdiane, *CDMA à séquence directe appliqué aux communications optiques*. Thèse de Doctorat, ENST Paris, 2005.
- [5] M. Mekni, “évaluation de performance de la méthode d’accès radio 1xEV-DO,” mémoire de maîtrise, Faculté des études supérieures de l’Université Laval, Québec, 2006.
- [6] J. Korhonen, *Introduction to 3G Mobile Communications*. Norwood, MA, USA : Artech House, Inc., 2nd ed., 2003.
- [7] J. Sanchez and M. Thioune, *UMTS ; Services, Architectures et WCDMA*. Lavoisier ; Paris : Hermès science publications, 2001.
- [8] E. Sandrine, “Contrôle d’admission avec mesures pour une meilleure gestion des ressources dans les réseaux de troisième génération,” M.Sc.A, département de génie électrique, Université de Montréal, 2003.
- [9] J. L. Walsh, “A closed set of normal orthogonal functions,” *American Journal of Mathematics*, vol. 45, pp. 5–24, 1923.
- [10] R. Gold, “Maximal recursive sequences with 3-valued recursive cross-correlation function,” *IEEE trans. Info. Theory*, vol. IT-14, no. 01, pp. 154 –156, janv. 1968.
- [11] <http://www.3gpp.org>, *3rd Generation Partnership Project*.

- [12] H. Holma and A. Toskala, *WCDMA for UMTS : Radio Access for Third Generation Mobile Communications*. New York, NY, USA : John Wiley & Sons, Inc., 1st ed., 2004.
- [13] C. Smith and D. Collins, *3G Wireless Networks*. New York, NY, USA : McGraw-Hill, Inc., 2001.
- [14] R. Esmailzade and M. Nakagawa, *TDD-CDMA for Wireless Communications*. Norwood, MA, USA : Artech House, Inc., 2003.
- [15] 3rd Generation Partnership Project, *Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD)*. 3GPP TS 25.221 V4.1.0, 06 2004.
- [16] M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels*. New York : John Wiley & Sons, Inc., 2000.
- [17] A. Kurniawan, "SIR estimation in CDMA systems using auxiliary spreading sequence," *Magazine of Electrical Engineering Institut Teknologi Bandung (Indonesian : Majalah Ilmiah Teknik Elektro)*, vol. 05, no. 02, pp. 9–18, August 1999.
- [18] A. Kurniawan, *Predictive Power Control in CDMA Systems*. Phd. dissertation, Institute for Telecommunications Research, University of South Australia, 2003.
- [19] A. Kurniawan, "A simple SIR-estimator for CDMA systems," *Electrical Engineering and Informatics Institut Teknologi Bandung, Indonesia*, no. 03, pp. 287–280, June 2007.
- [20] J. S. Lee and L. E. Miller, *CDMA Systems Engineering Handbook*. Norwood, MA, USA : Artech House, Inc., 1st ed., 1998.
- [21] B. Vucetic and S. Glisic, *Spread spectrum CDMA Systems for wireless communications*. Norwood, MA, USA : Artech House, Inc., 1st ed., 1997.
- [22] T. IS95-A, *Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System*. arlington, va : telecommunications industry association, ed., 1995.
- [23] 3rd Generation Partnership Project, *Technical Specification Group Radio Access Network : Physical layer procedures (FDD)*. 3GPP TS 25.214 V5.0.0 . (Release 5), 03 2002.

- [24] 3rd Generation Partnership Project, *Technical Specification Group Radio Access Network : Physical layer - Measurements (FDD)*. 3GPP TS 25.215 V4.1.0 (Release 4), 06 2001.
- [25] J. C. Lin, *Power Control Algorithms for Cellular Mobile Systems*. Phd thesis, Institute of Electronics National Chiao Tung University, Hsinchu, Taiwan, Republic of China, June 1995.
- [26] W.-M. Tam and F. Lau, "Analysis of power control and its imperfections in CDMA cellular systems," *IEEE Trans. Veh. Technol*, vol. 48, no. 05, pp. 1706–1717, September 1999.
- [27] M. Rintamäki, *Adaptive Power Control In Cdma Cellular Communication Systems*. Phd thesis, Department of Electrical and Communications Engineering - Helsinki University of Technology, November 2005.
- [28] C. J. Chung, J. H. Lee, and F. C. Ren, "Design of power control mechanisms with PCM realization for the uplink of a DS-CDMA cellular mobile radio system," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 45, no. 03, pp. 522–530, August 1996.
- [29] P. Diaz and R. Agusti, "Analysis of a fast CDMA power control scheme in an indoor environment," in *Proceedings IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 42, no. 02, pp. 67–70, May 1992.
- [30] C. B. S. M. L. Sim, E. Gunawan and B. N. Soong, "Characteristics of closed loop power control algorithm for a cellular DS/CDMA system," *IEE Proceedings-Communications*, vol. 145, no. 05, pp. 355–362, October 1998.
- [31] T. D. S. Seo and F. Adachi, "SIR-based transmit power control of reverse link for coherent DS-CDMA mobile radio," *IEICE Transactions on Communications*, vol. E81-B, no. 07, pp. 1508–1516, 1998.
- [32] A. Kurniawan, S. Perreau, J. Choi, and K. Lever, "SIR-based power control in third generation CDMA systems," in *Proceedings of the 5th CDMA International Conference*, vol. II, no. 04, pp. 90–94, November 2000.
- [33] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, and L. A. Weaver, "On the capacity of a cellular CDMA system," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, no. 02, pp. 303–312, May 1991.

- [34] W. C. Jakes and D. C. Cox, *Microwave Mobile Communications*. New York : Wiley-IEEE Press, 1994.
- [35] Y. R. Zheng and C. Xiao, "Simulation models with correct statistical properties for rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Commun*, vol. 51, no. 06, June 2003.
- [36] M. Pätzold and F. Laue, "Statistical properties of jakes' fading channel simulator," in *Proc. IEEE 48th Veh. Technol. Conf., VTC'98*, vol. 2, pp. 712–718, Ottawa, Ontario, Canada, may 1998.
- [37] L. Krasny, H. Arslan, D. Koilpillai, and S. Chennakeshu, "Doppler spread estimation in mobile radio systems," *IEEE Communications Letters*, vol. 05, no. 05, pp. 197–199, May 2001.
- [38] C. Tepedelenlioglu and G. B. Giannakis, "On velocity estimation and correlation properties of narrow-band mobile communication channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, no. 03, pp. 1039–1052, July 2001.
- [39] F. Gunnarsson, *Power Control in Cellular Radio Systems : Analysis, Design, and Estimation*. Phd dissertation, Department of Electrical Engineering, Linkopings University, Sweden, 2000.
- [40] M. L. Sim, E. Gunawan, B. H. Soong, and C. B. Soh, "Performance study of closed-loop power control algorithm for a cellular CDMA system," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, no. 03, pp. 911–921, May 1999.
- [41] J. M. A. Tanskanen, J. Mattila, M. Hall, T. Korhonen, and S. J. Ovaska, "Predictive closed loop power control for mobile CDMA systems," in *Proceedings IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, no. 04, pp. 934–938, May 1997.
- [42] B. D. O. Anderson and J. B. Moore, *Optimal Filtering*. NJ : Prentice-Hall INC., 1979.
- [43] T. F. Chan and P. C. Hansen, "A look-ahead levinson algorithm for general toeplitz systems," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 40, no. 03, pp. 1079–1090, May 1992.
- [44] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. USA : Prentice Hall, New Jersey, 3rd ed., 1996.
- [45] M. Hayes, *Statistical Digital Signal Processing and Modeling*. John Wiley & Sons Ltd., 1996.

- [46] N. Benvenuto and G. Cherubini, *Algorithms for Communications Systems and their Applications*. John Wiley & Sons Ltd., 2003.
- [47] C.-Y. Yang and B.-S. Chen, “Robust power control of CDMA cellular radio systems with time-varying delays,” *Signal Process.*, vol. 90, no. 01, pp. 363–372, January 2010.
- [48] F. Gunnarsson, F. Gustafsson, and J. Blom, “Dynamical effects of time delays and time delay compensation in power controlled DS-CDMA,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, no. 01, pp. 141–151, February 2001.

Annexe A

Pédicteur linéaire

Definition A.1. Un modèle de pédicteur linéaire permettant de prédire l'amplitude d'un signal $x(k)$ au temps k , peut être défini par :

$$\hat{x}(k) = \sum_{v=0}^{V-1} w_v x(k-v), \quad (\text{A.1})$$

$\hat{x}(k)$ est la prédiction de $x(k)$, et w_v sont les coefficients du pédicteur

Definition A.2. L'erreur de prédiction $e(k)$, définie comme la différence entre la valeur réelle d'échantillon $x(k)$ et sa valeur prédite $\hat{x}(k)$, est donnée par :

$$\begin{aligned} e(k) &= x(k) - \hat{x}(k) \\ &= x(k) - \sum_{v=0}^{V-1} w_v x(k-v), \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Les coefficients optimaux du pédicteur sont normalement obtenus en minimisant le critère de l'Erreur Quadratique Moyenne définie par :

$$E\{e^2(k)\} = E\left\{\left(x(k) - \sum_{v=0}^{V-1} w_v x(k-v)\right)^2\right\}, \quad (\text{A.3})$$

Théorème A.1. Les coefficients optimaux caractéristiques du pédicteur W sont calculés par :

$$W = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xx}, \quad (\text{A.4})$$

Où :

- $W^T = [w_0, w_1, \dots, w_{V-1}]$,
- $\mathbf{R}_{xx} = E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^T\}$: est la matrice d'autocorrelation de vecteur d'entrée $\mathbf{x}^T = [x(k-1), x(k-2), \dots, x(k-V)]$
- \mathbf{r}_{xx} est le vecteur d'autocorrelation.

Démonstration. La preuve de l'équation (A.4) est comme suit :

$$\begin{aligned}
 E \{ e^2(k) \} &= E \left\{ \left(x(k) - \sum_{v=0}^{V-1} w_v x(k-v) \right)^2 \right\} \\
 &= E \{ x^2(k) \} - 2 \sum_{v=0}^{V-1} w_v E \{ x(k)x(k-v) \} + \sum_{v=0}^{V-1} W_v \sum_{j=0}^{V-1} w_j E \{ x(k-v)x(k-j) \} \\
 &= \mathbf{r}_{xx}(0) - 2\mathbf{r}_{xx}^T W + W^T \mathbf{R}_{xx} W,
 \end{aligned} \tag{A.5}$$

Pour que le filtre défini par l'équation (A.1) soit optimal, une condition nécessaire est que le gradient du critère (A.5), par rapport aux coefficients du prédicteur W , soit nul.

$$\frac{\partial}{\partial W} E \{ e^2(k) \} = -2\mathbf{r}_{xx}^T + 2W^T \mathbf{R}_{xx} = 0, \tag{A.6}$$

avec :

$$\frac{\partial}{\partial W} = \left(\frac{\partial}{\partial w_0}, \frac{\partial}{\partial w_1}, \dots, \frac{\partial}{\partial w_{V-1}} \right)^T, \tag{A.7}$$

$$(A.6) \Leftrightarrow \mathbf{R}_{xx} W = \mathbf{r}_{xx}, \tag{A.8}$$

et :

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{R}_{xx}^T, \tag{A.9}$$

À partir de l'équation (A.9) le vecteur des coefficients optimaux est donné par :

$$W = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xx}, \tag{A.10}$$

□

Cet ensemble d'équations porte le nom d'équation de *Wiener-Hopf*.