

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**  
**UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA**

**FACULTE DE TECHNOLOGIE**  
**DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE**  
**N° :2017/STN01/97/482**



**DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE**  
**FILIERE : GENIE ELECTRIQUE**  
**OPTION : SYSTEME DE**  
**TELECOMMUNICATION NUMERIQUE**

**Mémoire présenté pour l'obtention**  
**Du diplôme de Master Académique**

**Par : FEGRICHE Fatima Zahra**  
**LEBBOUKH Houssem eddine**

**Intitulé**

**Etude et simulation d'un contrôleur de**  
**puissance dans la troisième génération du**  
**réseau mobile.**

**Soutenu devant le jury composé de :**

Dr. BENACENE Madani	Université de M'sila	Président
Dr. KENANE El-Hadi	Université de M'sila	Rapporteur
Dr. GUEREH Messaoud	Université de M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2016 /2017**

# *Remerciements*

*Nous tenons à remercier tout d'abord ALLAH le tout puissant qui nous a donné, durant toutes ces années, la santé, le courage et la foi pour arriver à ce jour.*

*Nous ne saurions réellement, trouver les expressions éloquentes que mérite notre encadreur **Dr. KENANE ELHADI**, afin de le remercier pour sa sympathie, ses encouragements, son aide, son dévouement pour le travail et sa présence totale, malgré la distance, au cours de cette modeste étude.*

*Nous adressons nos remerciements aux membres de jury qui nous ont faits l'honneur d'évaluer, examiner, et enrichir  
Mon modeste travail.*

*Nous tenons à remercier particulièrement tout le personnel du département de l'électronique pour leur gentillesse et leur  
Disponibilité.*

*Enfin, nous exprimons nos remerciements à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.*

# *Dédicace*

*Je dédie ce travail à mes très chers parents, dont le sacrifice, la tendresse, l'amour, la patience, le soutien, l'aide et l'encouragement sont l'essentiel de ma réussite. Sans eux je ne serai pas à ce stade aujourd'hui.*

*A mes frères Lotfi, Walid, Mohcen, Thamer et Aboud, mes sœurs Nawel et Amel et mes neufs Manar, Cerine, Naji et Ayoub et à mon amie M.N pour leur soutien continue durant mon parcours.*

*A ma grande famille.*

*Et à tous mes amis.*

*FEGRICHE*

# *Dédicace*

*Je tiens d'abord à remercier "Allah" pour la volonté et le grand courage qu'il m'a donnés pour arriver à faire et à achever ce modeste travail.*

*Je dédie ce travail à :*

- mes parents.*
- ma sœur Meriem.*
- mes oncles maternels.*
- toute ma famille.*
- tous mes amis.*
- tous mes professeurs.*

*LEBBOUKH Housseem Eddine*

**Table des matières**

<b>Remerciements .....</b>	<b>I</b>
<b>Dédicace.....</b>	<b>II</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>2</b>
<b>CHAPITRE I : Généralités Sur Le réseau UMTS</b>	
<b>I.1 Introduction.....</b>	<b>5</b>
<b>I.2 Nécessité d'utiliser la téléphonie mobile .....</b>	<b>5</b>
<b>I.3 Réseaux mobiles de la troisième génération .....</b>	<b>6</b>
I.3.1 Architecture du réseau UMTS.....	7
I.3.2 Spécification de l'interface radio de l'UMTS .....	8
I.3.3 Techniques d'accès dans le système UMTS .....	10
<b>I.4 Structure des canaux physiques .....</b>	<b>10</b>
I.4.1 Canaux physiques dédiés à la voie montante .....	10
I.4.2 Canaux physiques dédiés à la voie descendante .....	12
<b>I.5 Techniques d'accès multiple .....</b>	<b>12</b>
I.5.1 Accès multiple à répartition de Code (AMRC).....	13
I.5.2 Accès Multiple à Répartition de code à large bande (W-CDMA) .....	14
I.5.2.1 L'étalement .....	14
<b>I.6 Conclusion .....</b>	<b>19</b>
<b>CHAPITRE II : Caractéristiques du canal de transmissions</b>	
<b>II.1 Introduction.....</b>	<b>21</b>
<b>II.2 Mécanismes de propagation .....</b>	<b>21</b>
II.2.1 Réflexion.....	21
II.2.2 Réfraction.....	22
II.2.3 Diffraction et diffusion .....	22
II.2.4 Multi trajets.....	22
II.2.5 Dispersion de temps .....	23
II.2.6 Décalage en fréquence (Effet Doppler) .....	23
II.2.7 Évanouissement .....	24
<b>II.3 Interférences et bruit .....</b>	<b>25</b>
II.3.1 Bruit .....	26
II.3.2 Interférences.....	26
II.3.2.1 Interférence co-canal .....	26
II.3.2.2 Interférence des canaux adjacents .....	26
<b>II.4 Le rapport signal à interférence (SIR) .....</b>	<b>27</b>

<b>II.5 Modèle de Rayleigh .....</b>	<b>27</b>
<b>II.6 Temps de cohérence .....</b>	<b>28</b>
<b>II.8 Conclusion.....</b>	<b>28</b>
<b>CHAPITRE III : Contrôle de puissance</b>	
<b>III.1 Introduction .....</b>	<b>30</b>
<b>III.2 Le contrôle de puissance .....</b>	<b>30</b>
III.2.1 Contrôle de puissance en boucle ouverte .....	31
III.2.2 Contrôle de puissance en boucle intérieure .....	31
III.2.3 Contrôle de puissance en boucle externe.....	32
III.2.4 Contrôle de puissance à boucle intérieure basé sur le rapport SIR .....	32
III.2.4.1 Méthode avec un pas d'ajustement fixe.....	33
III.2.4.2 Méthode avec un pas d'ajustement quantifié.....	33
III.2.4.3 Contrôle de puissance à pas d'ajustement adaptatif .....	34
III.2.4.4 Contrôle de puissance à pas d'ajustement adaptatif modifié.....	37
<b>III.3 Conclusion .....</b>	<b>38</b>
<b>CHAPITRE IV : Simulation et Résultats</b>	
<b>IV.1 Introduction.....</b>	<b>41</b>
<b>IV.2 Le choix de l'algorithme utilisé.....</b>	<b>41</b>
<b>IV.3 Procédure de Simulation .....</b>	<b>42</b>
IV.3.1 Algorithme à pas d'ajustement fixe.....	44
IV.3.2 Algorithme à pas d'ajustement quantifié.....	45
IV.3.3 Algorithme de contrôle de puissance à pas d'ajustement adaptatif modifié(MASPC) .....	46
<b>IV.4 Critère de test statistique .....</b>	<b>47</b>
IV.4.1 L'erreur quadratique moyenne RMSE .....	47
<b>IV.5 Comparaison .....</b>	<b>47</b>
<b>IV.6 Influence de quelques paramètres sur la performance des trois algorithmes.....</b>	<b>49</b>
IV.6.1 Effet de la vitesse de déplacement de l'utilisateur MS .....	49
IV.6.2 Effet de nombre d'utilisateur sur la cellule .....	50
IV.6.3 Effet de la variance de bruit dans les trois algorithmes.....	51
<b>IV.7 Effet de <math>SIR_{seuil}</math> sur L'erreur quadratique moyenne .....</b>	<b>51</b>
<b>IV.8 Choix de la zone <math>\Phi</math> optimale .....</b>	<b>52</b>
<b>IV.9 Conclusion .....</b>	<b>53</b>
<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>55</b>
<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIES.....</b>	<b>58</b>
<b>Résumé .....</b>	<b>61</b>

**Symbole Signification**

$\alpha_n$	L'angle formé par la direction du vecteur vitesse du mobile avec celle du vecteur de propagation de l'onde transmise.
$B_i$	L'ensemble des stations de base.
$D_c$	Le débit de chips.
$D_d$	Le débit de données.
$f$	La fréquence du signal transmis.
$f_d$	La fréquence doppler maximale.
$f_{dn}$	La fréquence doppler du n <sup>ième</sup> trajet.
$\Gamma_k$	Le gain de canal.
$G_i$	Le gain du canal pour l'utilisateur i.
$I_k$	L'interférence reçue via la k <sup>ième</sup> cellule.
$L$	La longueur du code.
$\lambda$	Longueur d'onde.
$N_o$	Le bruit de l'environnement.
$\Phi$	La plage de la zone de stabilisation.
$\phi_i$	La phase pour chacun des trajets.
$P_k(t+1)$	La puissance d'émission pour le slot suivant.
$P_k(t)$	La puissance d'émission actuelle.
$P_{node}$	La puissance initiale du Node B.
$P_{pas}$	Le pas d'ajustement.
$P_r$	La puissance transmise pour l'utilisateur i.
$P_{rj}$	La puissance transmise par l'utilisateur j.
$P_t$	La puissance transmise par le mobile.
$\sigma^2$	La densité dans le spectre de puissance.
$T_c$	Le temps de cohérence.
$T_e$	Le temps d'échantillonnage.
$u_{k_{quantized}}$	Le step size de la méthode quantized.
$Y$	La réponse impulsionnelle du signal reçu.
$ y_i $	Les amplitudes des signaux pour chacun des trajets.
$Z$	L'amplitude à un instant donné.

<b>Terme</b>	<b>Définition</b>
<b>AMRC</b>	Accès <b>M</b> ultiple à <b>R</b> épartition de <b>C</b> ode
<b>AMRF</b>	Accès <b>M</b> ultiple à <b>R</b> épartition de <b>F</b> réquence
<b>AMRT</b>	Accès <b>M</b> ultiple à <b>R</b> épartition de <b>T</b> emps
<b>ARPT</b>	Autorité de <b>R</b> égulation de la <b>P</b> oste et des <b>T</b> élécommunications
<b>ASPC</b>	Adaptive <b>S</b> tep <b>P</b> ower <b>C</b> ontrol
<b>BS</b>	<b>B</b> ase <b>S</b> tation
<b>CDMA</b>	<b>C</b> ode <b>D</b> ivision <b>M</b> ultiple <b>A</b> ccess
<b>C/I</b>	<b>C</b> arrier/ <b>I</b> nterference
<b>CN</b>	<b>C</b> ore <b>N</b> etwork
<b>DCH</b>	<b>D</b> edicated <b>C</b> hannel
<b>DPCH</b>	<b>D</b> edicated <b>P</b> hysical <b>C</b> hannel
<b>DPCCH</b>	<b>D</b> edicated <b>P</b> hysical <b>C</b> ontrol <b>C</b> hannel
<b>DPDCH</b>	<b>D</b> edicated <b>P</b> hysical <b>D</b> ata <b>C</b> hannel
<b>DL</b>	<b>D</b> own <b>L</b> ink
<b>EDGE</b>	<b>E</b> nhanced <b>D</b> ata <b>R</b> ates for <b>G</b> SM <b>E</b> volution
<b>FBI</b>	<b>F</b> eed <b>B</b> ack <b>I</b> nformation
<b>FDD</b>	<b>F</b> requency <b>D</b> ivision <b>D</b> uplex
<b>FDMA</b>	<b>F</b> requency <b>D</b> ivision <b>M</b> ultiple <b>A</b> ccess
<b>FSPC</b>	<b>F</b> ixed <b>S</b> tep <b>S</b> ize <b>P</b> ower <b>C</b> ontrol
<b>3GPP</b>	<b>T</b> he <b>3</b> rd <b>G</b> eneration <b>P</b> artnership <b>P</b> roject
<b>GPRS</b>	<b>G</b> eneral <b>P</b> acket <b>R</b> adio <b>S</b> ervice
<b>GSM</b>	<b>G</b> lobal <b>S</b> ystem for <b>M</b> obile communication
<b>MAI</b>	<b>M</b> ulti <b>A</b> ccess <b>I</b> nterference
<b>MAPC</b>	<b>M</b> odified <b>A</b> daptive <b>P</b> ower <b>C</b> ontrol
<b>MASPC</b>	<b>M</b> odified <b>A</b> daptive <b>S</b> tep <b>P</b> ower <b>C</b> ontrol
<b>MMS</b>	<b>M</b> ultimedia <b>M</b> essaging <b>S</b> ervice
<b>MS</b>	<b>M</b> obile <b>S</b> tation
<b>NLOS</b>	<b>N</b> on <b>L</b> ine <b>O</b> f <b>S</b> ight
<b>OVSF</b>	<b>O</b> rthogonal <b>V</b> ariable <b>S</b> preading <b>F</b> actor
<b>PCB</b>	<b>P</b> ower <b>C</b> ontrol <b>B</b> it
<b>PCC</b>	<b>P</b> ower <b>C</b> ontrol <b>C</b> ommand
<b>PN</b>	<b>P</b> seudo <b>N</b> oise
<b>QSPC</b>	<b>Q</b> uantized <b>S</b> tep <b>S</b> ize <b>P</b> ower <b>C</b> ontrol

<b>RMSD</b>	<b>Root Mean Square Deviation</b>
<b>RMSE</b>	<b>Root Mean Square Error</b>
<b>RNC</b>	<b>Radio Network Controller</b>
<b>RRC</b>	<b>Radio Resource Control</b>
<b>RRM</b>	<b>Radio Resource Management</b>
<b>SF</b>	<b>Spreading Factor</b>
<b>SIR</b>	<b>Signal Interference Ratio</b>
<b>SNR</b>	<b>Signal to Noise Ratio</b>
<b>TDD</b>	<b>Time Division Duplex</b>
<b>TDMA</b>	<b>Time Division Multiple Access</b>
<b>TFCI</b>	<b>Transport Format Combination Identification</b>
<b>TPC</b>	<b>Transmit Power Control</b>
<b>UE</b>	<b>User Equipment</b>
<b>UL</b>	<b>Up Link</b>
<b>UMTS</b>	<b>Universal Mobile Telecommunications System</b>
<b>UTRAN</b>	<b>Universal Terrestrial Radio Access Network</b>
<b>WCDMA</b>	<b>Wideband Code Division Multiple Access</b>

---

# **INTRODUCTION**

## **GENERALE**

---

## **INTRODUCTION GENERALE**

Au cours de ces dernières années, le développement des systèmes de la télécommunication mobile a connu une explosion technologique fulgurante à cause du besoin de la mobilité dans toutes les faces de la vie quotidienne. Le dernier rapport de l'ARPT (Autorité de Régulation de la Poste et des Télécommunications), publié en décembre 2015, souligne l'augmentation de l'usage de la téléphonie mobile 3G chez les Algériens avec plus de 16 millions d'abonnés [1]. L'évolution est notable dans tous les réseaux de communication sans fil. Cette progression exige d'introduire de nouvelles technologies visant à améliorer les performances des échanges de l'information, d'augmenter la couverture, d'améliorer la qualité de service pour les abonnés et, par conséquent, d'augmenter encore plus le nombre d'utilisateurs. Par conséquent, une utilisation efficace des ressources radio est devenue un défi mondial impératif.

Parmi les techniques utilisées pour accroître la capacité des systèmes, on peut citer les techniques d'accès multiples en temps, en fréquence et en codage. Pour le réseau de la troisième génération (Universal Mobile Telecommunications System : UMTS), la technique d'accès utilisée est WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access). Généralement, les bandes des fréquences utilisées ont une largeur de 60 MHz (1920-1980 MHz et 2110-2170 MHz) pour les systèmes FDD (Frequency Duplex Division) et une largeur de 15MHz (2010-2025 MHz) pour les systèmes TDD (Time Duplex Division) qui utilisent la même bande de fréquence dans les deux sens (montant et descendant) [2].

La technique WCDMA utilise l'étalement de spectre ce qui permet d'avoir une gestion rigoureuse du spectre et une robustesse par rapport aux perturbations engendrées au sein du canal de propagation. À cause du problème proche lointain [3], le signal issu d'un utilisateur proche du Node B va être à forte puissance que celui issu d'un autre utilisateur qui se trouve à la frontière de la cellule. Ce dernier sera donc dominé par ceux qui sont proches du Node B. Pour remédier ce problème, plusieurs techniques sont utilisées. Parmi ces techniques, la gestion des ressources radio par le contrôle de puissance TPC (Transmit Power Control) des différents utilisateurs dans la cellule. Le contrôle de puissance joue un rôle important dans un système WCDMA à limitation d'interférences, ce qui augmente l'efficacité en atténuant l'interférence adjacente et co-canal dans le système.

En plus, les techniques de contrôle de la puissance de transmission évoluent et dépendent de plusieurs paramètres tels que la vitesse et le nombre des utilisateurs, le niveau de rapport signal à interférences  $SIR_{\text{seuil}}$ , le gain du canal de propagation (brouillage, multi trajets, Rayleigh) et des autres.

L'objectif principal de ce mémoire est l'étude d'un contrôleur de puissance afin de remédier le problème proche lointain. Le contrôle de puissance est basé sur l'estimation du rapport SIR d'un utilisateur pour ajuster sa puissance transmise ce qui permet de réduire les interférences (MAI : *multi access interferences*) et économiser la consommation de la batterie de cet utilisateur. Chaque utilisateur dans la cellule peut être une source d'interférence pour les autres utilisateurs. A la lumière du rapport SIR, propre à chaque utilisateur, une commande d'ajustement de puissance d'émission sera transmise ce permet de recevoir des puissances identiques au niveau du Node B.

Dans le système WCDMA, le mécanisme du contrôle de puissance existe pour les deux sens (montant et descendant) sous plusieurs catégories. Parmi ces catégories, un contrôle de puissance à boucle ouverte, à boucle fermée et à boucle intérieure [2]. Il existe plusieurs méthodes pour choisir le pas d'ajustement (*step size*) ; parmi ces contrôleurs, on peut trouver un contrôleur à pas d'ajustement fixe, à pas quantifié et à pas adaptatif. Dans ce manuscrit, une étude comparative entre ces trois contrôleurs et un autre contrôleur avec une zone de stabilité d'intervalle  $\Phi$  sera faite pour voir la performance de ce dernier en termes de réduction d'oscillation autour de  $SIR_{seuil}$ , la rapidité de compensation des effets produits au canal et la consommation d'énergie.

Pour mieux appréhender le contexte de l'étude, le premier chapitre dressera un bref aperçu concernant le réseau mobile de la troisième génération et la technique WCDMA. Dans le deuxième chapitre, on présentera les différents effets trouvés dans le canal de propagation tels que l'effet Rayleigh, multi trajets et l'effet doppler. Le troisième chapitre sera consacré à la présentation des différents algorithmes de contrôle de puissance en détail. Dans le dernier chapitre, nous ferons le contrôle de puissance à pas d'ajustement adaptatif au sens montant et nous présenterons les résultats de simulation des différents exemples traités.

Enfin, nous terminerons ce manuscrit par une conclusion générale qui permettra d'évaluer les différents résultats obtenus et nous présenterons des perspectives pour nos travaux futurs.

# **C**HAPITRE I

---

*Généralités*  
*Sur*  
*Le réseau UMTS*

---

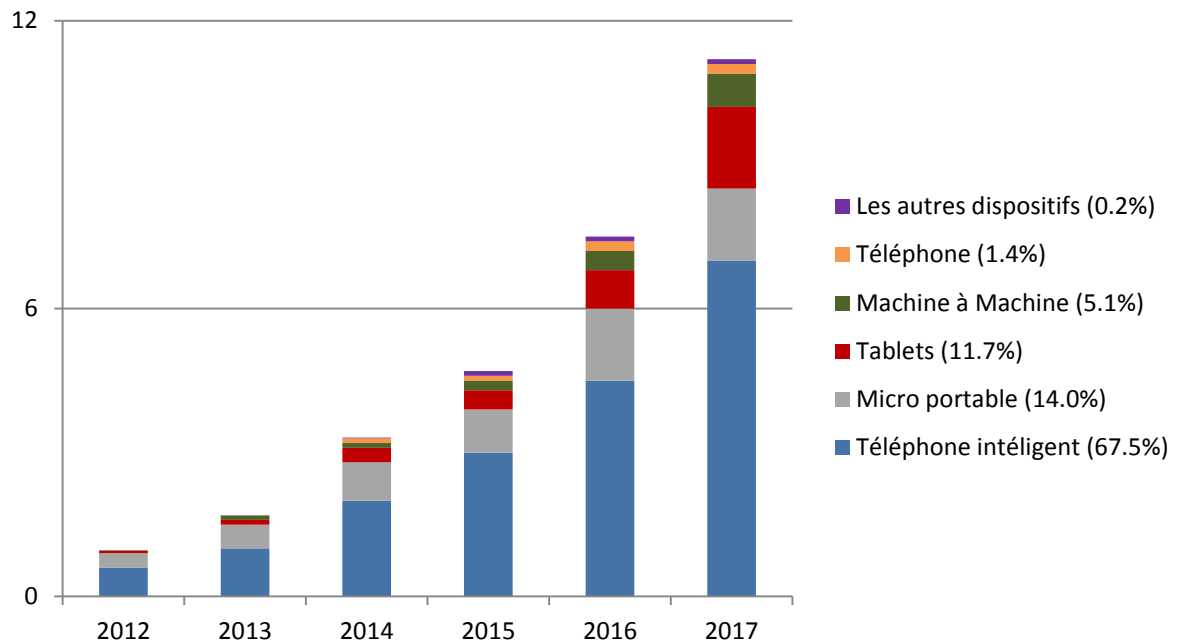
## I.1 Introduction

L'objectif majeur des systèmes de télécommunications mobiles est de fournir une variété de services (multimédias) nécessitant du haut débit. Tous les utilisateurs, quelle que soit leur localisation, devraient être servis instantanément, avec une qualité de service acceptable [3].

Dans ce chapitre, on va présenter une description sur les systèmes des télécommunications radio mobiles. On commence par la description des réseaux mobiles de la troisième génération, l'architecture du réseau UMTS (Universal mobile télécommunications system) et la spécification de l'accès radio dans ce système. Ensuite, on va voir la structure des canaux physiques dédiés aux deux voies (montante et descendante). Enfin, on va étudier les méthodes d'accès dans les réseaux mobiles et plus particulièrement celles à base de CDMA, on introduit, par la suite, le concept d'étalement de spectre.

## I.2 Nécessité d'utiliser la téléphonie mobile

A cause du besoin de la mobilité dans tous les domaines de la vie quotidienne, le développement des systèmes de la télécommunication mobile a connu une explosion fulgurante. Ce besoin est traduit par une augmentation dans la consommation des données mobiles comme le montrent les statistiques données par la compagnie Ericsson (figure I.1). Ces statistiques sont données en Exabytes ( $10^{15}$  Gigabytes) par mois et concernent la consommation enregistrée ces dernières années et de même pour un proche futur. Le dernier rapport de l'ARPT (Autorité de régulation de la poste et des télécommunications), publié en 2015, souligne l'augmentation de l'utilisation de la téléphonie mobile 3G chez les Algériens avec plus de 16 millions d'abonnés [1]. L'évolution est notable dans tous les pays sans exceptions. Cette progression doit être accompagnée par des améliorations sur les performances des échanges de l'information, une augmentation dans la couverture, une amélioration dans la qualité de services et de même d'augmenter la capacité du système de télécommunications.



**Figure I. 1:** Prédiction de l'augmentation de la consommation des données mobiles (en exabytes par mois) [4].

### I.3 Réseaux mobiles de la troisième génération

Les systèmes de troisième génération sont conçus pour fournir des services multimédias de haute qualité de services et une meilleure couverture en comparaison avec celles offertes par les réseaux de la deuxième génération. Pour répondre à cette augmentation de la capacité et du débit de transmission (en plus du problème de couverture), une solution fiable réside dans l'utilisation des systèmes intelligents qui s'adaptent mieux aux besoins de l'environnement, sans avoir à installer de nouveaux sites. Les réseaux de troisième génération permettent de transmettre des signaux avec de différentes qualités de services et des débits très hauts (de 2 à 42Mb/s définis par le réseau UMTS) par rapport aux générations précédentes telles que le réseau GSM [3].

Les caractéristiques principales de la téléphonie mobile de la troisième génération sont :

- Transport des données sans fil à haut débit,
- Cohabitation avec les réseaux préexistants, en particulier le GSM.
- Un réseau d'accès spécifique, UTRAN (*Universal Terrestrial Radio Access Network*) [3].

### I.3.1 Architecture du réseau UMTS

Le réseau UMTS repose sur une architecture flexible et modulaire comme illustrée dans la figure I.2. Le réseau est constitué de plusieurs entités logiques afin d'assurer une fonction précise pour chacune de ces entités. Ces entités sont groupées en une interface utilisateur, un réseau d'accès UTRAN et un réseau cœur [5].

➤ **L'utilisateur MS:**

C'est l'équipement terminal (mobile, laptop, tablets, ...) exploité par l'être humain afin d'accéder aux différents services fournis par le réseau UMTS.

➤ **Réseau d'accès UTRAN :**

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 par des autres fonctions :

- Sécurité, il permet de protéger les informations échangées par l'interface radio en utilisant des algorithmes de codage et cryptage.
- Mobilité, le réseau d'accès UTRAN peut estimer la position géographique d'utilisateur UE.
- 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 :

**Le Node B :**

Est l'unité de communication radio entre le réseau d'accès et les utilisateurs. Parmi ses fonctions, on trouve le contrôle de puissance des utilisateurs afin d'assurer un rapport SIR acceptable quelle que soit la position de cet utilisateur dans la cellule.

**RNC (Radio Network Controller) :**

Est le nœud central dans l'UTRAN. Il contrôle plusieurs Nodes B via l'interface Iub et de même, il contrôle les ressources radio.

➤ **Réseau cœur (CN) :**

Cette partie regroupe l'ensemble des équipements assurant plusieurs fonctions telles que le contrôle des appels, le contrôle de la sécurité et la gestion de l'interface avec les réseaux externes [5].

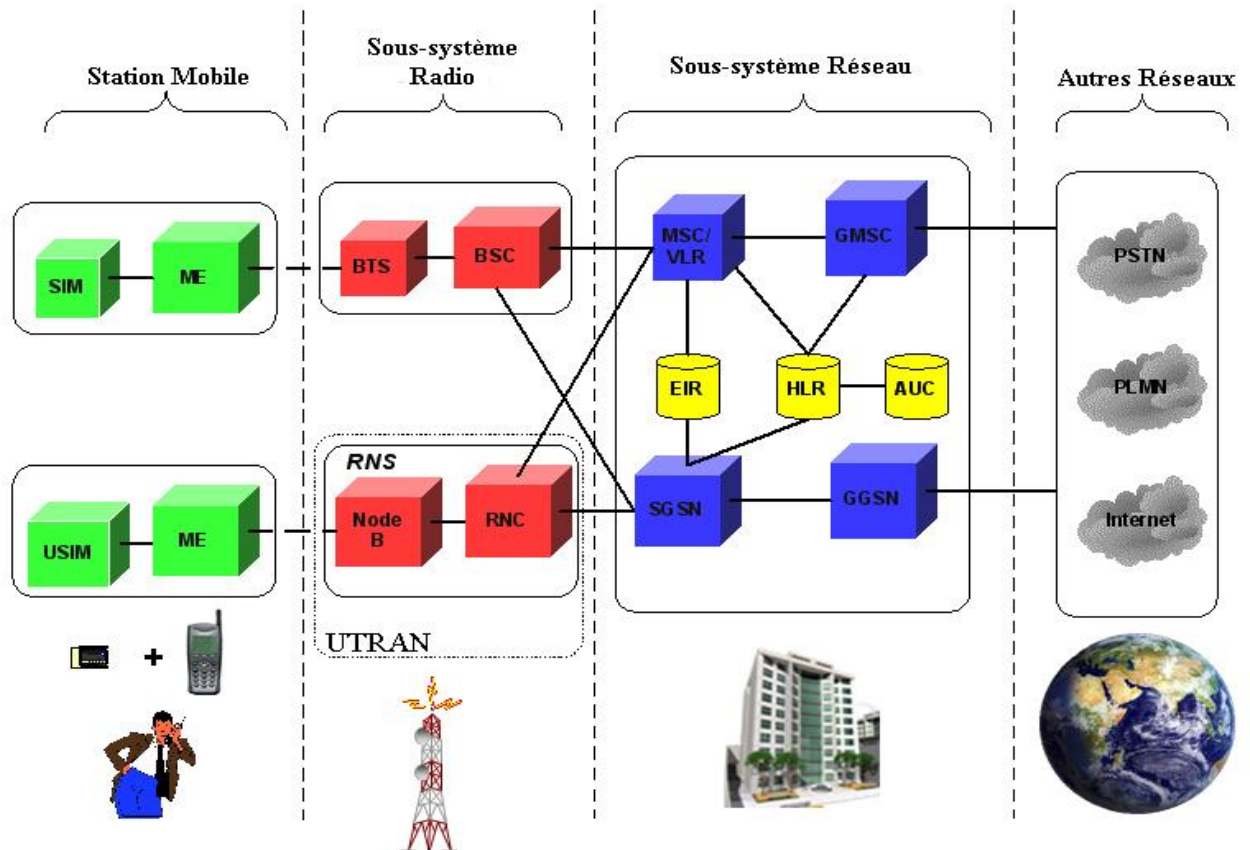


Figure I. 2: Architecture du réseau UMTS [6].

### I.3.2 Spécification de l'interface radio de l'UMTS [1]

L'interface radio de l'UMTS (UTRAN) est basée sur deux fronts de transmission, un descendant (Node B vers MS) et un autre ascendant (MS vers Node B). Pendant la transmission, la norme UMTS propose deux modes de multiplexage sur la voie radio : le FDD (*Frequency Division Duplex*) et le TDD (*Time Division Duplex*) [7].

- En FDD, chaque front de communications utilise une fréquence propre. Entre ces deux voies de communications, un écart duplex (bande de garde) est utilisé pour séparer les parties de transmission et de réception radio. Dans ce mode, le débit maximum par utilisateur est 384kb/s.
- En TDD, une seule fréquence est utilisée alternativement par les deux voies de communications (montante et descendante). Généralement, cette technique est utilisée lorsque le spectre est limité. Dans ce mode, le débit maximum théorique pourrait atteindre 2Mb/s [1].

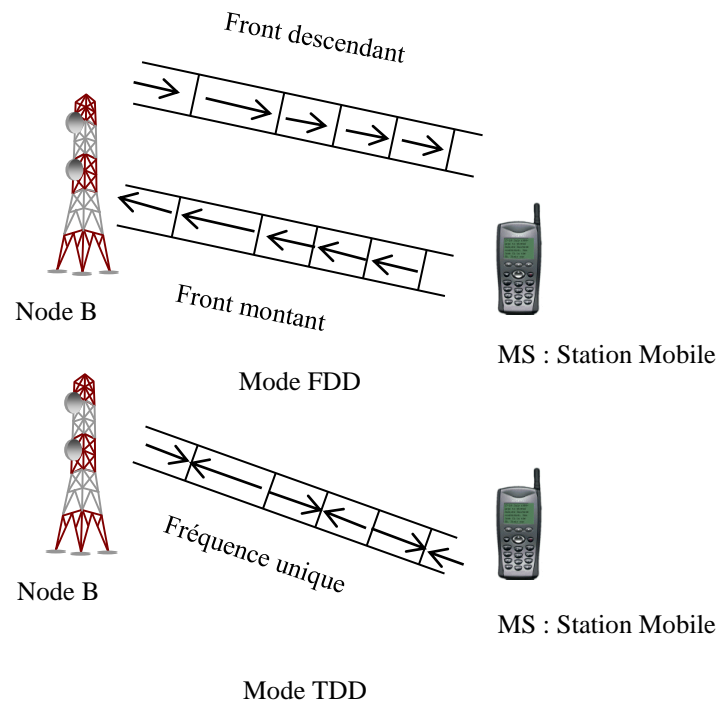


Figure I.3: Mode TDD et Mode FDD [7].

Le tableau I.1 illustre les paramètres de l'UMTS (pour les deux voies) en termes de débit de transmission, la bande de séparation, le facteur d'étalement et des autres [3].

Tableau I. 1: Paramètres de l'UTRAN (UMTS Radio Access) [3].

MODE	FDD	TDD
Accès multiple	DS-CDMA	TDMA-CDMA
Débit chip	3.84Mchip/s	-
Bande de séparation	4.4 à 5 MHz	-
Inter porteuse	10 ms	-
Modulation DL/UL	QPSK/BPSK	QPSK/QPSK
Facteur d'étalement	Liaison montante 4 à 256 Liaison descendante 4 à 512	1à16 1à16
Codage canal	Convolutionnel (1/2-1/3) Turbo code BER moins de 10 <sup>-3</sup>	-

### I.3.3 Techniques d'accès dans le système UMTS

Le système UMTS utilise le WCDMA (*Wideband CDMA*) comme technique d'accès multiple par répartition de code à large bande [8]. L'information est ainsi étalée sur une bande de fréquence de 5 MHz, d'où la désignation de large bande. Le WCDMA permet également de tenir en compte la propagation multi-trajets empruntés par un signal (dus à des obstacles naturels) ce qui permet de les combiner en utilisant un réseau d'antennes (*rake receiver*) afin de reconstituer un signal de meilleure qualité. Théoriquement, le rapport signal à bruit en CDMA donne un nombre maximum d'utilisateurs par cellule qui 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.

### I.4 Structure des canaux physiques

Les spécifications de l'UTRAN contiennent un grand nombre des canaux de communications qui sont réparties en trois grandes classes (canaux logiques, de transport et les canaux physiques). Dans notre étude, on va citer uniquement deux types des canaux (physiques et de transport). On commence par les canaux dédiés aux deux voies montante et descendante [9,10].

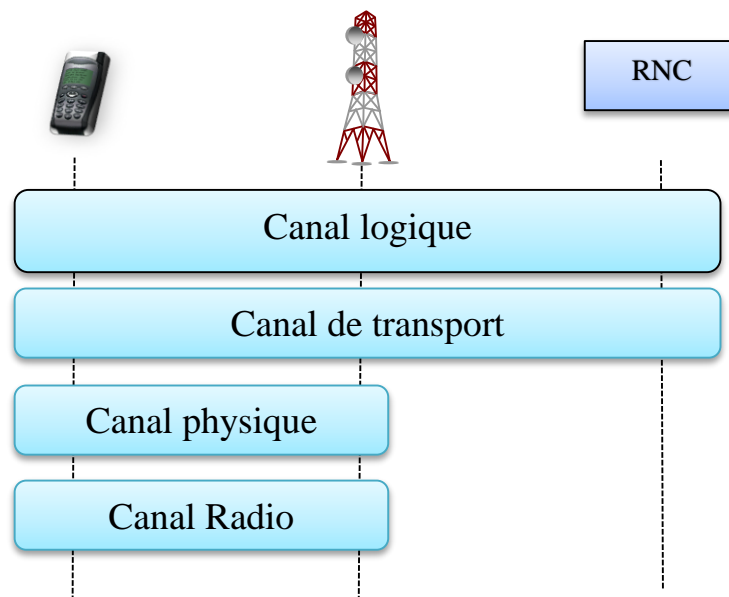


Figure I. 4: Structure des canaux dans l'UMTS [2].

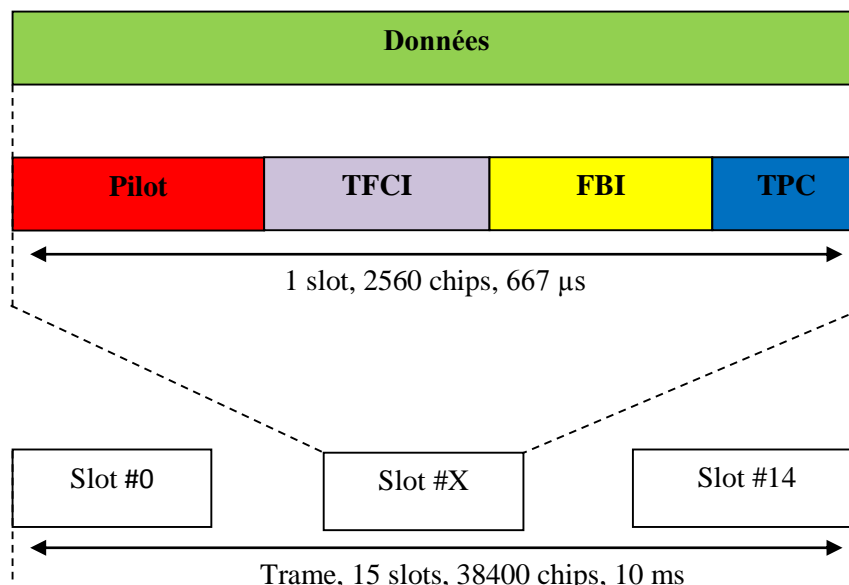
#### I.4.1 Canaux physiques dédiés à la voie montante

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

Le DPDCH doit acheminer l'information du canal de transport dédié DCH (*Dedicated Channel*), alors que le DPCCH véhicule l'information de contrôle ou de signalisation générée par la couche physique. Chacun de ces canaux est composé de séquences de bits regroupés dans des intervalles de temps ou des slots (figure I.5) [11].

L'information de contrôle contenue dans les séquences de bits du DPCCH inclut [12] :

- Des bits pilotes connus par le récepteur du Node B. Les bits pilotes (entre 3 et 8 bits) sont utilisés pour estimer le rapport signal à interférence SIR dans l'interface 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, le Node B détermine les attributs dans lesquels les bits de données acheminés par le DPDCH ont été traités au niveau des canaux de transport (opérations de multiplexage et de codage). 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 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'utilisateur MS 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 I. 5 :** Structure des canaux physiques dédiés à la voie montante (DPDCH et DPCCH) [11].

### I.4.2 Canaux physiques dédiés à la voie descendante

Au contraire de la voie montante, il existe un seul type de canal physique dédié à la voie descendante appelé DPCH (*Dedicated Physical Channel*). Ce canal achemine l'information (données ou de contrôle) du canal de transport dédié DCH. Par définition, les canaux de transport représentent le format et la manière dont les informations sont transmises dans l'interface radio. De ce fait, le canal de transport est considéré comme un multiplexage temporel d'un canal physique dédié aux données (DPDCH) et d'un canal physique dédié au contrôle (DPCCH). Dans la figure I.6, on voit que les bits de données sont répartis en deux séquences de bits à l'intérieur du slot (partie DPDCH). Dans la partie de contrôle (DPCCH), à l'exception des bits FBI, on retrouve les mêmes bits d'informations que celles existant dans la voie montante [11].

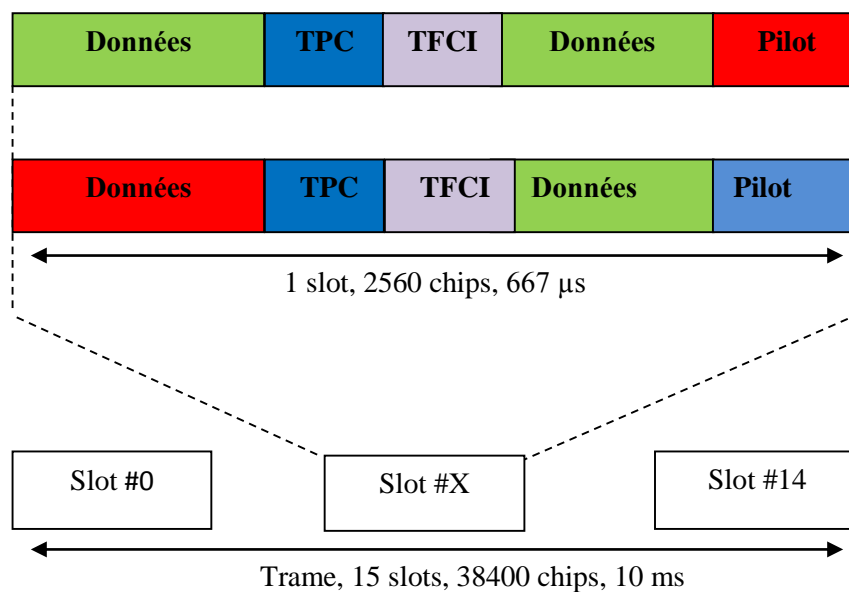


Figure I. 6 : Structure du canal physique dédié DPCH de la voie descendante [11].

### I.5 Techniques d'accès multiple

Les systèmes de télécommunications mobiles étaient initialement conçus en affectant, à chaque couple du Node B-terminal mobile, un canal de transmission physique, donc une ressource fréquentielle. L'interface radio constitue une ressource importante qui permet de garder une connexion permanente entre le terminal mobile et le Node B. Afin de permettre à un groupe d'utilisateurs d'accéder simultanément au réseau, une solution doit être utilisée, présentée dans la répartition des ressources entre les divers utilisateurs. Cette répartition doit être optimisée afin de maximiser la capacité de réseau en termes de nombre d'utilisateurs supportés. Des techniques d'accès multiple sont alors mises en place pour permettre à plusieurs utilisateurs de partager efficacement la bande radio disponible [8].

Parmi ces techniques, on peut citer :

- Accès Multiple à Répartition de temps (TDMA) ;
- Accès Multiple à Répartition de fréquence (FDMA) ;
- Accès Multiple à Répartition de Code (CDMA) ;
- Accès Multiple à Répartition de Code à large bande (WCDMA) [8].

### I.5.1 Accès multiple à répartition de Code (CDMA)

L'AMRC, plus fréquemment désigné par l'abréviation anglaise CDMA (*code division multiple access*). Les utilisateurs d'un système CDMA utilisent tous la même bande de fréquence au même instant, la séparation entre les différents utilisateurs étant assurée par un code propre à chacun [13].

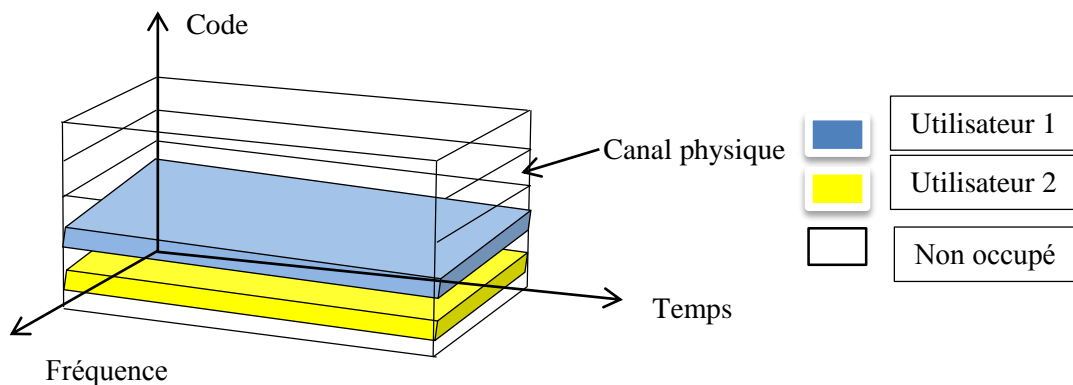


Figure I. 7: L'accès CDMA [13].

Ce type de multiplexage pourrait se comparer à un rassemblement de personnes de nationalités différentes où tout le monde parlerait en même temps et au même endroit, mais avec des langages différents. Un utilisateur peut extraire facilement les mots prononcés par sa langue.

Le signal généré 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 des autres utilisateurs, la réduction de MAI (*multiple access interference*) n'est obtenue que dans le cas de l'utilisation de codes strictement orthogonaux. En effet, contrairement aux techniques TDMA et 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 le codage, sur toute la largeur de la bande de fréquence disponible [13].

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 [13].

- **Problématique**

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 du Node B va être plus fort, en termes de puissance, que celui issu d'un autre utilisateur qui se trouve à la frontière de la cellule. La cellule sera donc dominée par les utilisateurs qui sont proches du Node B. Ce problème de saturation est connu sous le nom de proche-lointain (*near-far effect*) [3].

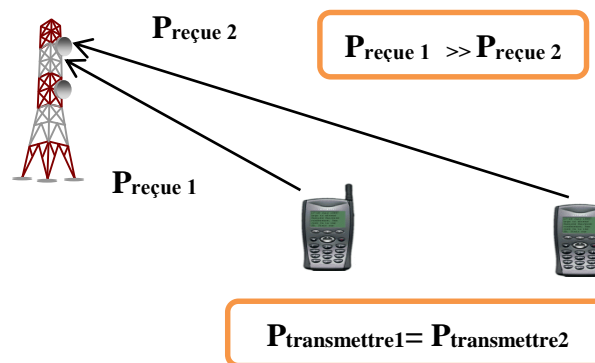


Figure I. 8: Problème proche-lointain [2].

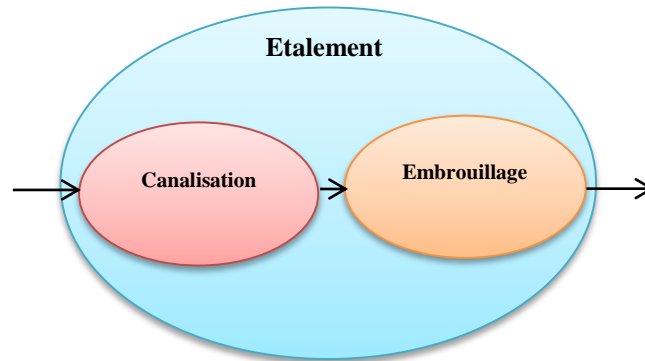
## I.5.2 Accès Multiple à Répartition de code à large bande (W-CDMA) [2]

Cette technique est utilisée dans la norme 3G (UMTS), elle peut prendre en charge les communications voix, images, données et vidéo mobiles jusqu'à 2 Mbps pour l'accès local (*low mobility*) ou 384 Kbps pour l'accès à large zone (*high mobility*). Les signaux d'entrée sont numérisés et transmis en mode codé, à spectre étalé sur une large gamme de fréquences. Un support de 5 MHz est utilisé, en comparaison avec un support de 200 KHz pour le CDMA à bande étroite.

### I.5.2.1 L'étalement [2]

L'étalement est appliqué aux canaux physiques. Il se compose de deux opérations. La première est l'opération de canalisation, qui transforme chaque symbole de données en un certain nombre de chips, augmentant ainsi la bande passante du signal. La petite unité d'information dans le code d'étalement est mentionnée comme un chip. Le nombre de chips par symbole de données est appelé le facteur d'étalement (SF). Plus la cadence de l'information est haute, plus la largeur de bande du

signal résultant est grande. Le signal à large bande est transmis par l'interface radio. La deuxième opération est le brouillage, dans laquelle un code d'embrouillage est appliqué au signal étalé afin d'améliorer les propriétés du signal [2].



**Figure I. 9:**  $Étalement = Canalisation + Embrouillage$  [2].

- **Canalisation**

Une des exigences dans l'UMTS est la capacité d'avoir des services multiples simultanés. Pour accomplir cette exigence, chaque service doit avoir son propre canal, qui est défini par le code de canalisation. La canalisation est utilisée pour séparer les services d'une station mobile ou Node B. Les canaux binaires à étaler sont représentés par des séquences réelles. Pour chaque utilisateur, la séquence du code est unique et constitue la clé de codage. Cette dernière est conservée si le symbole de donnée est égal à 1, sinon elle est inversée. La longueur du code est appelée facteur d'étalement (SF). De cette façon, l'étalement peut être observé comme une augmentation du débit binaire. Pour des raisons de terminologie, des bits de code sont appelés chips, et le taux après étalement est appelé taux de chips. La figure **I.10** montre le concept de canalisation [2].

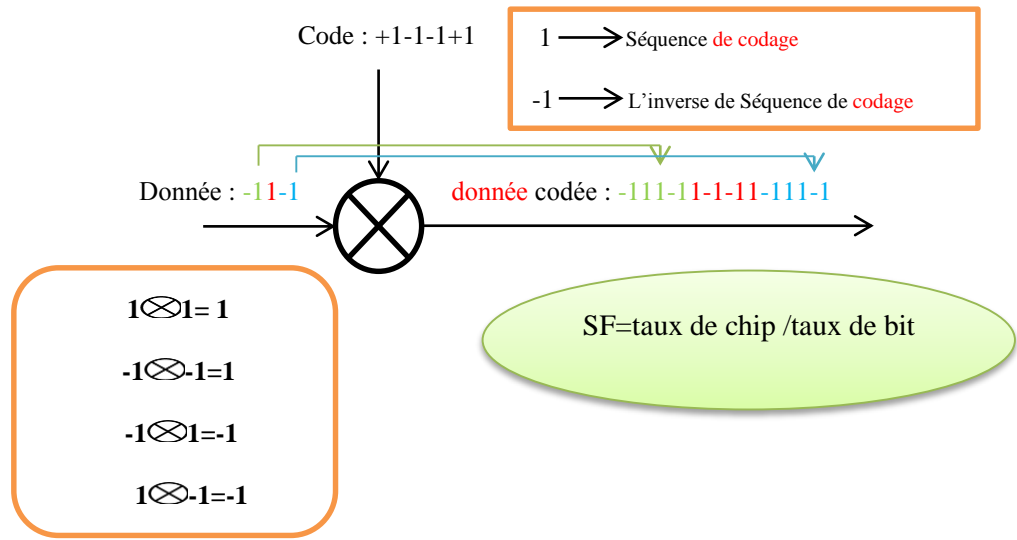


Figure I. 10: Le concept de canalisation [2].

Une relation entre le débit initial et sa valeur finale est donnée par  $D_{chip} = D_{donnée} \times SF$ .

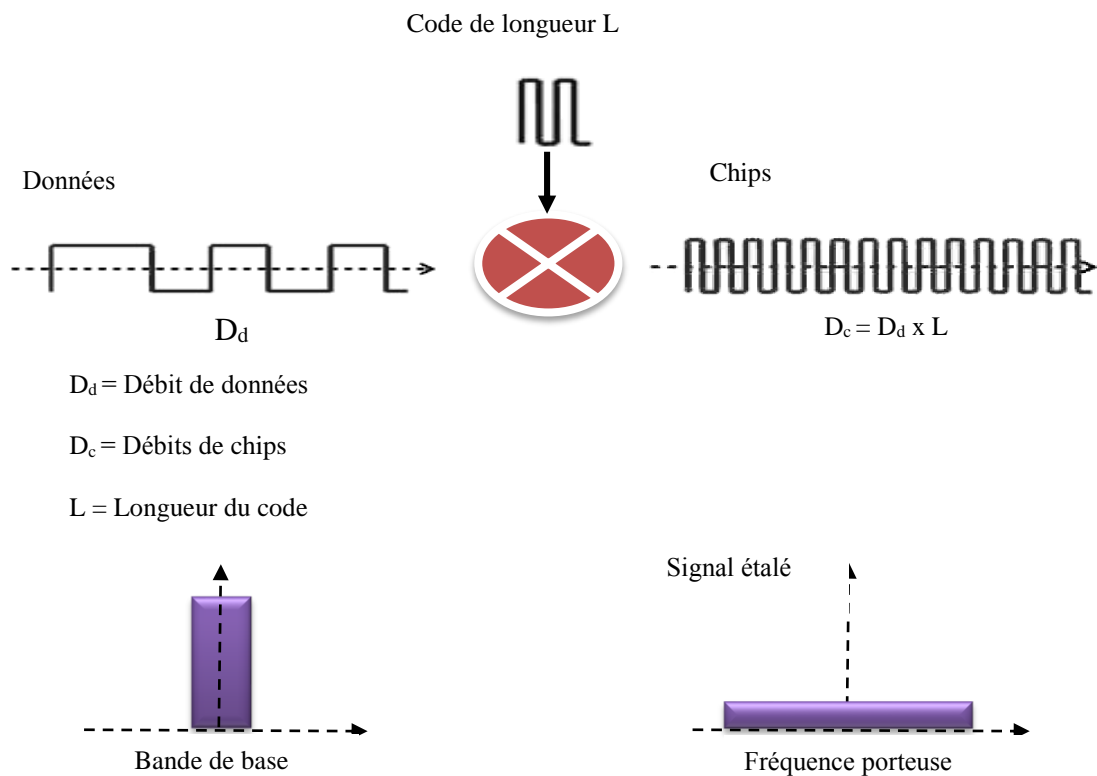


Figure I. 11: L'étalement de spectre [14].

Selon les spécifications de 3GPP, le taux de chips est fixé à 3,84 Mchips /s. Lorsque le débit binaire d'entrée est changé, des codes différents doivent être utilisés afin de maintenir un débit de chips constant. Les codes de canalisation peuvent être changés toutes les 10 ms, c'est-à-dire pour chaque trame [2].

Les codes de canalisation devraient minimiser les interférences entre les débits transmis par la même source. Autrement dit, l'inter corrélation doit être faible le plus possible. Cette propriété est parfaitement remplie par les codes de Walsh qui sont employés pour la canalisation dans WCDMA. Théoriquement, l'inter corrélation des codes de Walsh est égal à zéro. Cela explique un autre nom qui est parfois utilisé pour les codes de Walsh, c'est les codes orthogonaux. Les codes de Walsh séparent parfaitement les différents services d'un émetteur [2].

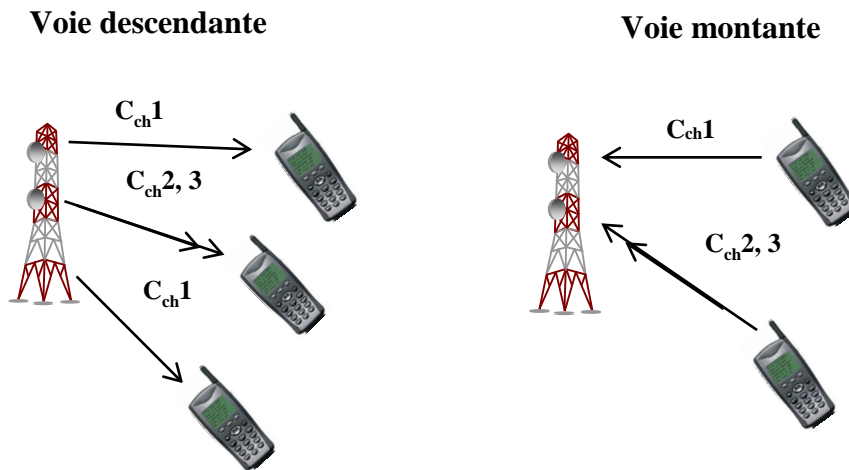


Figure I. 12: Codes de canalisation dans les deux voies [2].

Les codes de Walsh sont organisés dans l'arbre présenté dans la figure I.13. On note que le nombre de codes disponibles d'une longueur spécifique est égal au facteur d'étalement correspondant.

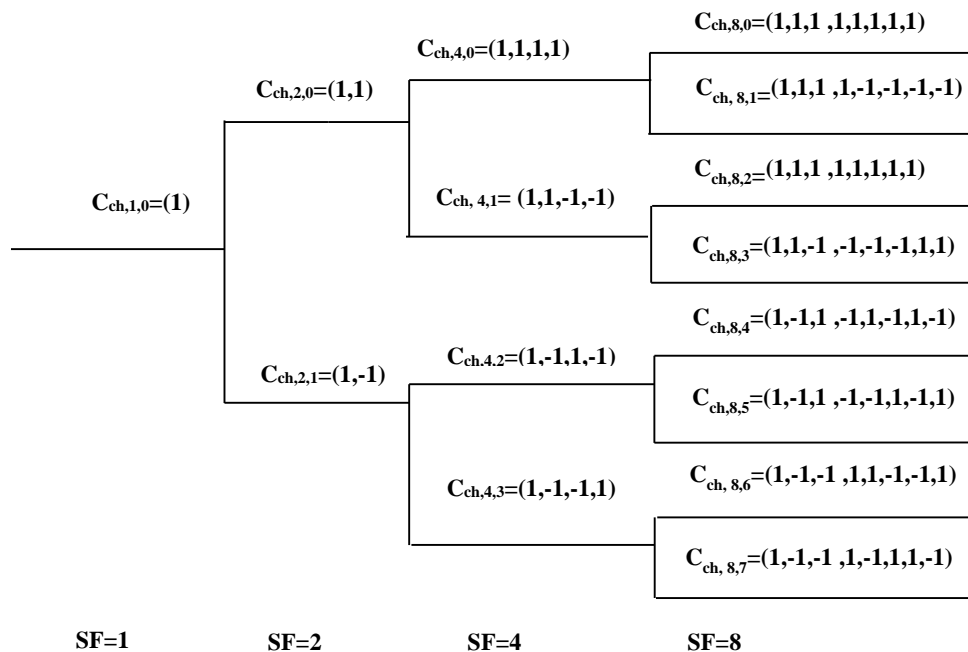


Figure I. 13: Arbre de codes de Walsh [2].

L'arbre est construit après chaque division en doublant le code parent sur une branche et en répétant le code parent suivi du code parent inversé sur l'autre branche.

Dans l'arbre, les codes situés à un même niveau hiérarchique de l'arbre sont de même longueur et offrent le même gain d'étalement. Le SF maximal autorisé par la norme WCDMA est de 256 pour les canaux montants et 512 pour les canaux descendants [2].

- **Embrouillage et les codes de brouillage**

Les codes de Walsh ne peuvent pas être utilisés car il ne s'agit pas de séquences pseudo-aléatoires. ( $C_{256,1}$  est une séquence de 256 bits à 1). Il est donc nécessaire d'avoir un deuxième niveau de codage après la canalisation. Afin de réaliser l'étalement spectral, le codage le plus utilisé dans ce niveau est de type PN (pseudo noise). Ce code est appelé le code de brouillage (*scrambling code*). Il existe plusieurs méthodes de génération de codes PN. L'une des plus simples consiste à utiliser un générateur à base de registres à décalage et d'additionneur modulo 2. Les séquences produites sont périodiques de longueur  $2^{n-1}$ ,  $n$  étant le nombre de registre à décalage du générateur.

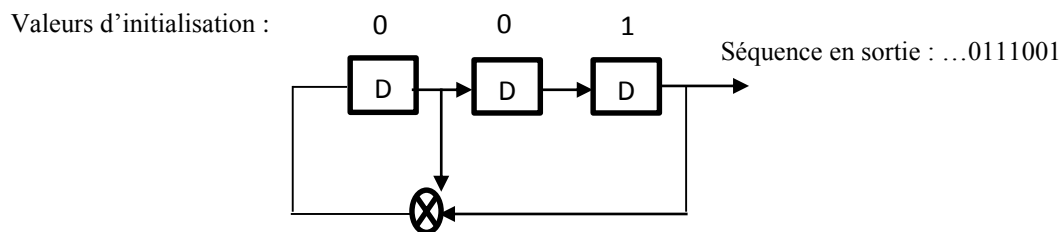


Figure I. 14: Un générateur de séquence PN [2].

En plus de l'identification de l'émetteur, L'embrouillage est utilisé pour améliorer les caractéristiques du signal et aide dans le processus de synchronisation et améliore la sécurité du système.

L'opération de brouillage est une multiplication de signal et de code chip-by-chip. Le taux de chip n'est pas affecté par le code de brouillage. L'étalement de bande réelle est obtenu, seulement, par le processus de canalisation [2].



# **C**HAPITRE II

---

*Caractéristiques*

*Du*

*Canal de transmissions*

---

## II.1 Introduction

Dans les communications mobiles, l'interface radio influence sur la qualité de service offert aux utilisateurs. L'espace libre constitue le support nécessaire pour les communications entre émetteurs et récepteurs, où les informations sont transmises sous forme des ondes électromagnétiques. Les caractéristiques des systèmes de communications sans fil sont fortement liées par les effets des phénomènes engendrés dans le canal de propagation tels que l'effet de Rayleigh, l'effet Doppler, l'évanouissement, les multi-trajets, ... Il est donc important de connaître les caractéristiques spatiales du canal pour la détermination des performances des systèmes de communications. Un opérateur essaie de trouver un compromis entre les différents effets trouvés dans le canal et la qualité de service minimale pour tous les utilisateurs.

## II.2 Mécanismes de propagation [15]

Dans la propagation radio fréquence, l'onde peut être altérée par plusieurs phénomènes tels que la réflexion, la réfraction, la diffusion, la diffraction et l'absorption. Ces phénomènes ont une influence importante sur la propagation et la qualité du signal transmis.

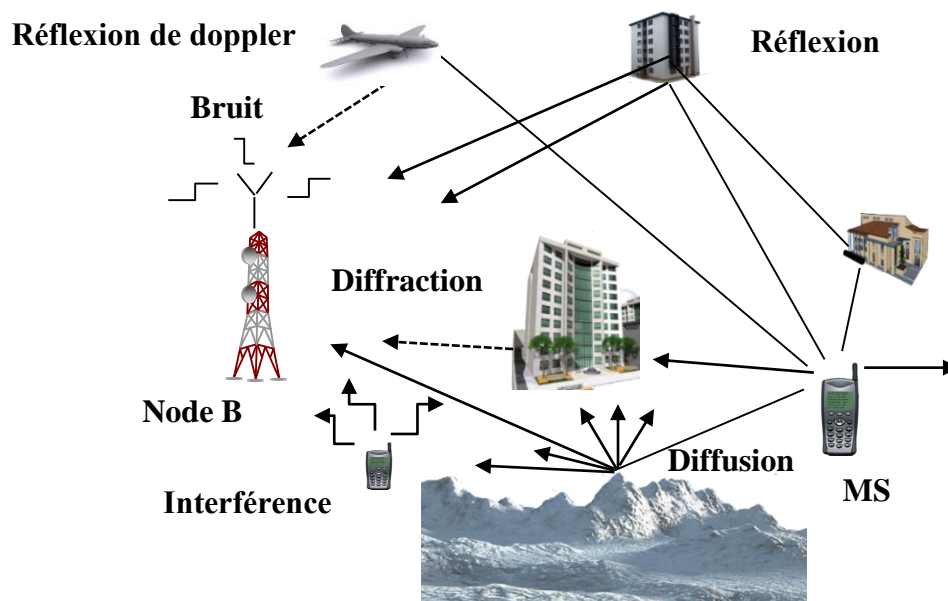


Figure II. 1: Mécanisme de propagation [16].

### II.2.1 Réflexion

A La présence d'un obstacle, le phénomène de réflexion est apparu comme une déviation de l'onde électromagnétique. Dans une zone urbaine, la présence des immeubles, des véhicules et parfois des reliefs peut contribuer, considérablement, à la réflexion des ondes électromagnétiques. Suivant la dimension de l'obstacle par rapport à longueur d'onde  $\lambda$ , de sa nature et de sa forme, l'onde sera affectée différemment (déviation, changement dans l'amplitude et la phase) [15].

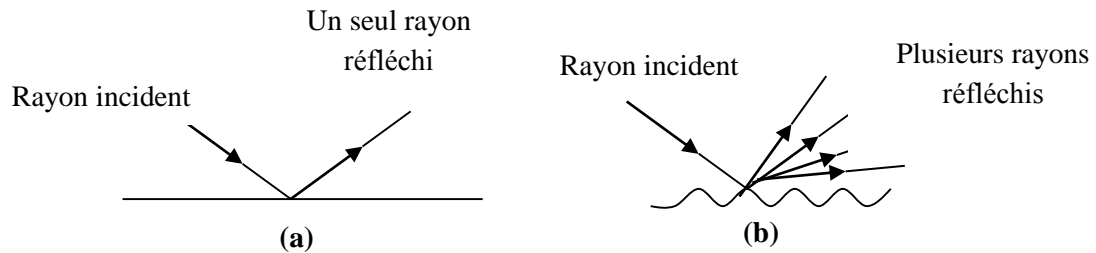


Figure II. 2: Réflexion spéculaire (a) et diffuse (b) [15].

### II.2.2 Réfraction

Ce phénomène traduit le passage d'une onde d'un milieu à un autre dont l'indice est différent. Dans le cas où le second milieu est d'épaisseur finie, l'onde est à nouveau réfractée dans le premier milieu et traverse ainsi l'obstacle [15].

### II.2.3 Diffraction et diffusion

Lorsque l'onde incidente rencontre une surface dont la dimension des irrégularités est comparable à  $\lambda$ . Chaque irrégularité va diffracter l'onde en sous-ondes ; du fait que l'onde incidente au lieu d'être réfléchie dans une seule direction est alors diffusée dans plusieurs directions. La diffraction se produit chaque fois qu'une onde rencontre un obstacle au cours de sa propagation [15].

### II.2.4 Multi trajets

A cause de la mobilité et la non-visibilité des récepteurs MS (mobile station) dans les systèmes de télécommunications sans fil, le signal reçu du Node B comprend plusieurs composantes du signal émis à cause des multiples chemins parcourus. Elles ont deux effets, l'un positif et l'autre négatif.

La figure II.3 illustre la notion de propagation par trajets multiples, ainsi que les principaux phénomènes de propagation [15].

- **Effets positifs**

Dans l'absence de la vision directe, l'avantage de trajets multiples est de permettre une communication d'avoir lieu. Les trajets multiples permettent, en zones radio, de franchir les obstacles (montagne, bâtiment, tunnel, parking souterrain, ...) et donc d'assurer une certaine continuité de la couverture radio.

- **Effets négatifs**

Dans certains cas, la propagation par trajets multiples crée des problèmes difficiles associés à l'environnement mobile, tels que :

- ◆ La dispersion des retards du signal reçu.
- ◆ Le phénomène d'évanouissement (*fading*) où des fluctuations rapides dans le niveau du signal peuvent résulter en des signaux multiples s'ajoutant de façon destructive au niveau de récepteur [15].

- ◆ Décalage en fréquence [15].

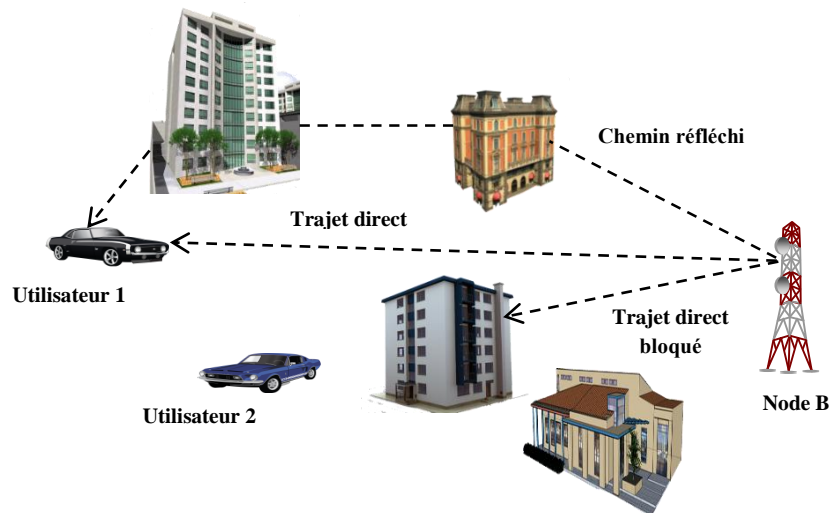


Figure II. 3: Différentes sources des multi trajets dans un environnement de propagation radio mobile [17].

### II.2.5 Dispersion de temps [15]

Les trajets réfléchis sont généralement plus longs que le trajet direct, c'est à dire qu'ils atteignent l'émetteur plus tard que le trajet direct. Les divers signaux arrivent au récepteur avec un léger décalage dans le temps. Du fait que ces différents trajets entraînent de légères différences de temps d'arrivée, il se produit une déformation avec un étalement du signal.

Dans les systèmes numériques particulièrement ceux opérants à un haut débit binaire, l'étalement du signal fait que chaque symbole interfère avec les symboles précédents ou suivants produisant une interférence inter-symbole. La dispersion des retards peut être calculée selon la formule suivante :

$$\text{Dispersion des retards} = (\text{Trajet le plus long} - \text{trajet le plus court}) / C \quad (\text{II.1})$$

### II.2.6 Décalage en fréquence (Effet Doppler)

L'effet Doppler est un phénomène dû à la mobilité du récepteur (station mobile) par rapport à l'émetteur (Node B). Il entraîne une variation dans la fréquence du signal reçu ; il est connu par l'effet Doppler. Ce décalage en fréquence dépend fortement de deux facteurs :

- La direction de déplacement.
- La vitesse du récepteur par rapport à l'émetteur [15].

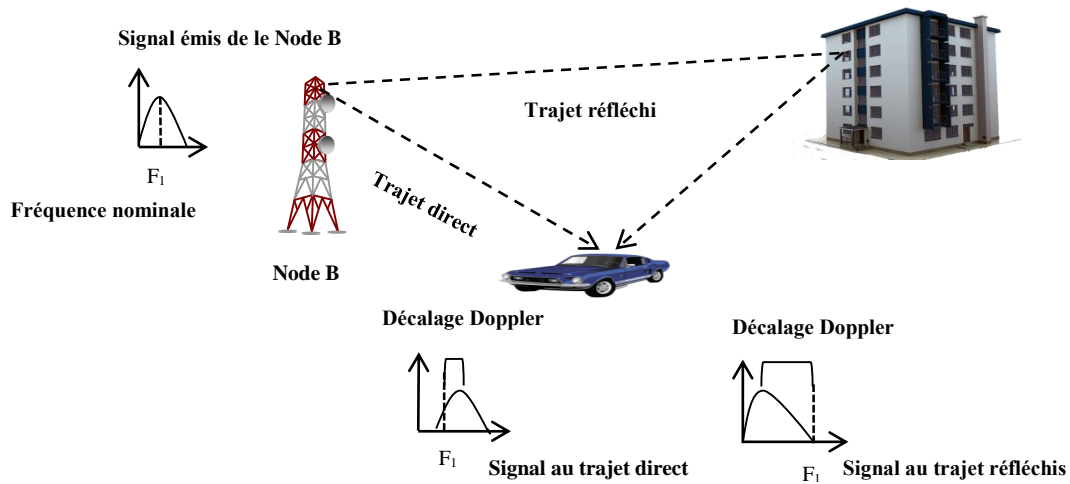


Figure II. 4: Effet Doppler [17].

Si le récepteur se déplace à une vitesse relative  $v$  et reçoit un signal arrivant avec un angle  $\alpha_n$ , par rapport à la direction du mobile, le décalage en fréquence observé est donné par la relation (II.2)

$$f_{dn} = 2f \frac{v}{c} \cos(\alpha_n) \quad (\text{II.2})$$

Où  $f_{dn}$  est la fréquence Doppler du  $n^{\text{ième}}$  trajet, " $c$ " est la vitesse de la lumière,  $f$  est la fréquence du signal transmis et  $\alpha_n$  est l'angle formé par la direction du vecteur vitesse du mobile avec celle du vecteur de propagation de l'onde transmise. La fréquence Doppler maximale est donnée par la relation (II.3) [15].

$$f_d = 2f \frac{v}{c} \quad (\text{II.3})$$

### II.2.7 Évanouissement [3]

Les fluctuations d'un signal reçu dans l'un des trois domaines (fréquentiel, temporel ou spatial), qui subissent des variations aléatoires de courte durée, sont considérées comme des évanouissements (*fading*). Ils peuvent résulter de divers phénomènes qui se produisent dans l'espace tels que les interférences, l'absorption, la polarisation et la zone de silence. Il existe plusieurs types d'évanouissement dont on peut citer trois catégories :

- **Évanouissement à long terme (lente)**

Les évanouissements à long terme se manifestent lorsque la distance entre l'émetteur et le récepteur est importante (de quelques dizaines à quelques milliers de mètres). En pratique, ces évanouissements sont modélisés par les modèles d'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 rapide (fast fading)*

En général, les évanouissements rapides du canal de propagation correspondent aux fluctuations dans l'amplitude d'un signal reçu ; ces fluctuations résultent de la propagation par multi trajets et la vitesse relative entre le mobile et le Node B. Il peut être évalué pour un signal à bande étroite ou pour un retard donné dans le cas du signal à large bande. Généralement, les distributions utilisées, pour évaluer l'évanouissement rapide, sont celles de Rayleigh, Rice et Nakagami [3].

La figure II.5 montre un exemple d'évanouissements rapide pour un récepteur avec différentes vitesses.

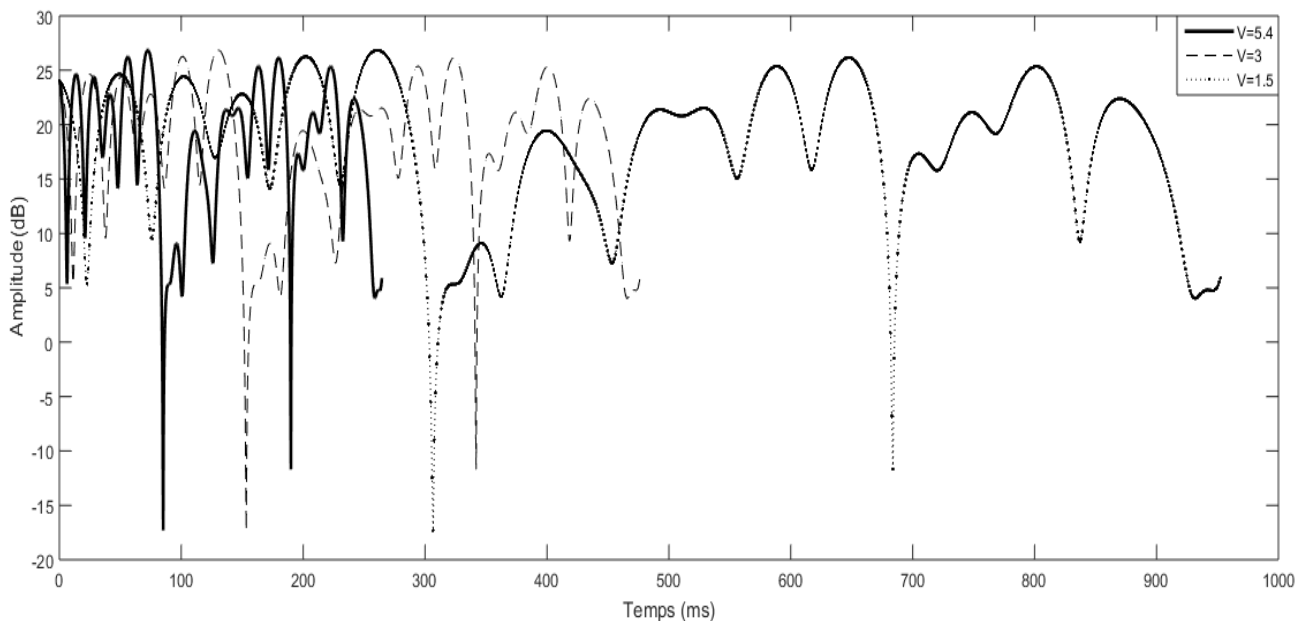


Figure II. 5 : Évanouissement rapide avec plusieurs vitesses différentes.

### II.3 Interférences et bruit [15]

Aux détériorations subies par le signal dues aux phénomènes de propagation décrits précédemment, des signaux bruyants s'ajoutent au signal utile et ayant pour origines des sources d'émissions extérieures. On distingue deux types des signaux brouillant, le bruit et les interférences qui sont responsables de la dégradation de la qualité des signaux et de la capacité du réseau mobile. Afin d'améliorer la portée et la couverture, tout en minimisant l'impact des trajets multiples, on doit augmenter le rapport signal à bruit C/N (carier/noise) et le rapport signal à interférences C/I (carier/interférences).

### II.3.1 Bruit

Les sources de bruit peuvent être classées en deux catégories principales internes et externes. Le rapport signal à bruit est donné par le rapport entre la puissance du signal reçu et la densité spectrale du bruit [15].

### II.3.2 Interférences

Dans un système radio mobile, les liaisons radio sont affectées par deux types d'interférences :

#### II.3.2.1 Interférence co-canal

A cause de mauvaise réutilisation des fréquences dans un réseau mobile, l'interférence co-canal est se produit lorsque la même fréquence, à une zone donnée, est utilisée par deux cellules différentes. L'interférence co-canal va être prépondérante par rapport à tous les autres brouillages :  $N \ll I$ . Le rapport  $C / (I+N)$  peut prendre la forme :

$$C / I = C / \sum_{k \in B_i} I_k \quad (\text{II.4})$$

Où  $B_i$  est l'ensemble des stations de base en émission sur la fréquence de réception du mobile et  $I_k$  est l'interférence reçue via la  $k^{\text{ième}}$  cellule,  $N$  est le bruit [15].

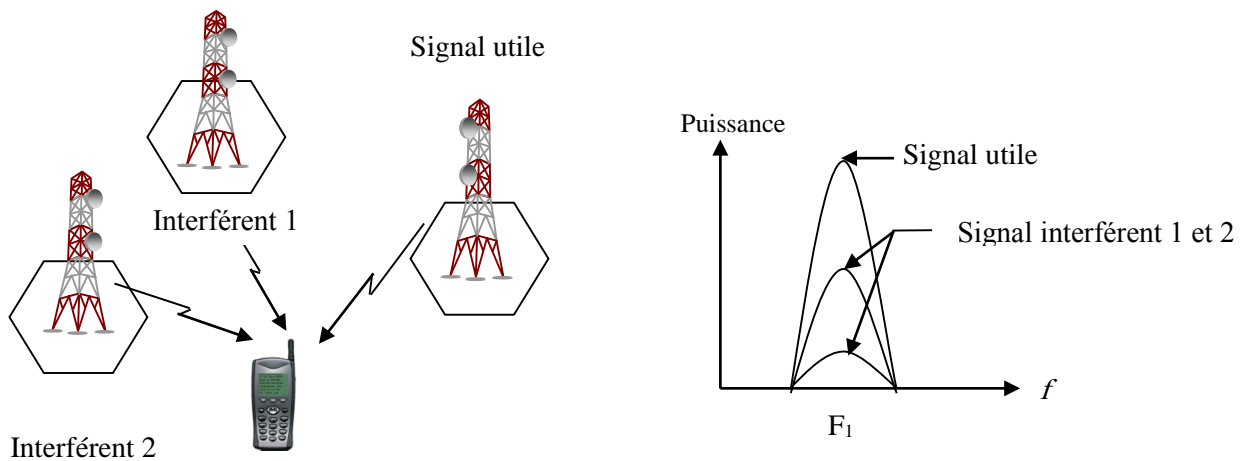


Figure II. 6 : Principe d'interférences co-canal [15].

#### II.3.2.2 Interférence des canaux adjacents [15]

Due à l'utilisation des fréquences adjacentes par des sites qui couvrent des endroits communs, l'interférence des canaux adjacents se produit. Le phénomène d'interférence des canaux adjacents est représenté sur la figure ci-dessous :

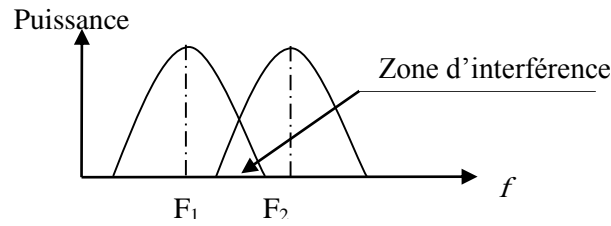


Figure II. 7 : Interférence des canaux adjacents [15].

## II.4 Le rapport signal à interférence (SIR)

Pour assurer une bonne qualité de réception, on doit augmenter le rapport signal à interférence (SIR). Il suffit qu'en tout point de la cellule, le signal reçu ait une puissance supérieure à la sensibilité du récepteur. Si on considère  $M$  utilisateurs dans une cellule donnée, chaque utilisateur ' $i$ ' a une puissance transmise  $Pr_i$ , Le rapport SIR de l'utilisateur ' $i$ ' est donné par :

$$SIR_i = Pr_i * G_i / \sum_{j \neq i}^{M-1} [Pr_j * G_j] + N_0 \quad (II.5)$$

Où  $Pr_j$  est la puissance transmise par l'utilisateur ' $j$ ' avec  $j \neq i$ ,  $G_i$  est le gain du canal pour l'utilisateur  $i$ ,  $N_0$  représente le bruit de l'environnement [18].

On note ici que le contrôle de puissance est fortement lié au calcul de ce rapport.

## II.5 Modèle de Rayleigh [19]

Le modèle a été établi afin de prédire le comportement du canal de transmission. En général, ce modèle est identifié suivant le type de variation qu'il modélise. Si le signal reçu par le récepteur se compose de plusieurs ondes, issues de chemins différents (multi trajets), l'amplitude résultante de ce signal est la somme vectorielle des ondes diffusées, qui ont chacune une phase propre.

Le modèle de Rayleigh permet de modéliser les variations rapides du canal radio mobile dues à l'effet multi-trajet. Ce modèle est utilisé dans le cas d'une communication sans trajet prédominant NLOS (*Non Line Of Sight*). En effet, dans un environnement riche en multi-trajet, la réponse impulsionnelle du signal reçu  $Y$  est la somme vectorielle des amplitudes des signaux impulsionnels  $|y_i|$  associées à une phase  $\phi_i$  pour chacun des trajets. Les amplitudes des signaux  $|y_i|$  sont du même ordre de grandeur et les phases  $\phi_i$  sont uniformément distribuées entre  $-\pi$  et  $+\pi$ . On peut considérer  $|y_i|$  et  $\phi_i$  comme deux variables aléatoires gaussiennes indépendantes. La densité de probabilité de la somme des  $y_i$  est aussi gaussienne. La densité de probabilité de l'amplitude résultante ( $Z$ ), de l'enveloppe est alors donnée par l'équation de Rayleigh :

$$P_z(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right); z \geq 0 \quad (II.6)$$

Où  $z$  est l'amplitude à un instant donné et  $\sigma^2$  la densité dans le spectre de puissance.

## II.6 Temps de cohérence [20]

Le temps de cohérence est le temps durant lequel le canal de transmission est quasi invariant. Ce paramètre dépend de la vitesse de déplacement de l'UE (User Equipment) et des obstacles sur le trajet entre l'émetteur et le récepteur. Le temps de cohérence dans un environnement intérieur est donné par :

$$T_c \approx \frac{1}{2f_D} \quad (\text{II.7})$$

où  $f_D = 2f_c v / C$  c'est l'écart Doppler maximale avec  $f_c$  la fréquence de la porteuse,  $v$  la vitesse de déplacement de l'UE et des obstacles et  $c$  la vitesse de la lumière dans le vide. Dans un environnement extérieur, le temps de cohérence est donné par :

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_D^2}} = \frac{0.423}{f_D} \quad (\text{II.8})$$

avec  $f_D = v / \lambda$  [19]. Comme le canal est quasiment invariant pendant un intervalle de temps  $T_c$ , le contrôle de la puissance doit être rafraîchi à une période d'échantillonnage  $T_e$  telle que  $T_e \leq T_c$ .

## II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a décrit quelques phénomènes de propagation dans le domaine de télécommunications mobiles tels que le multi-trajet, l'évanouissement et l'effet Doppler. La connaissance de ces aspects est fondamentale dans le processus de planification des systèmes cellulaires de la troisième génération surtout dans le contrôle de la puissance transmise d'un mobile. Le chapitre suivant fera l'objet d'une présentation détaillée sur les algorithmes de contrôle de puissance afin d'éviter le problème proche-lointain.

# **C**HAPITRE III

---

*Contrôle*

*De puissance*

---

### III.1 Introduction

Dans le système WCDMA, tous les utilisateurs, dans une cellule donnée, émettent simultanément dans la même bande de fréquence. Le terminal mobile émettant à une puissance trop élevée pourrait empêcher les autres utilisateurs dans la cellule à communiquer. Ce problème est connu par l'effet proche-lointain (*near-far effect*) [2]. Pour remédier ce problème, un contrôle de puissance est primordial dans ce type de communications mobiles, en particulier dans la liaison montante. Chaque utilisateur dans la cellule peut être une source d'interférence pour les autres utilisateurs. A la lumière du rapport *SIR*, propre à chaque utilisateur, une commande d'ajustement de puissance d'émission sera transmise ce permet de recevoir des puissances identiques au niveau du Node B.

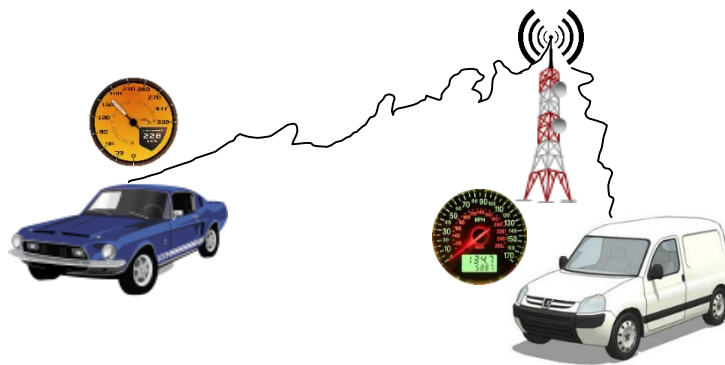


Figure III. 1: Problème proche -lointain [2].

### III.2 Le contrôle de puissance [21]

Le contrôle de puissance est effectué par l'UE ou le Node B pour régler et contrôler la puissance des signaux d'émission en fonction des changements existe dans l'environnement et la qualité des signaux reçus. Dans le système WCDMA, le mécanisme du contrôle de puissance existe pour les deux sens (montant et descendant) sous les catégories suivantes :

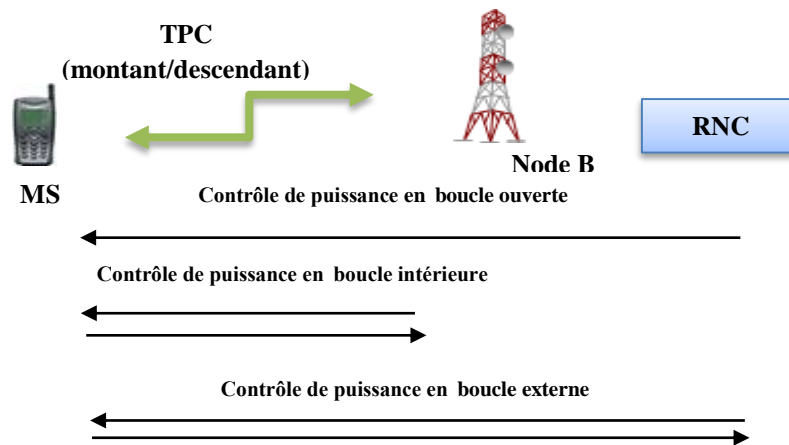


Figure III. 2: Les boucles de contrôle de puissance [21].

### III.2.1 Contrôle de puissance en boucle ouverte

Il est utilisé lors de l'accès initial du mobile au réseau. Ce type de contrôle est effectué sans boucle de retour. Le mobile mesure le niveau de puissance sur le canal balise du Node B sélectionné puis estime l'affaiblissement dans l'environnement afin de le compenser pendant la transmission dans le time slot suivant. Ce principe est modélisé par l'équation suivante :

$$P_t = P_{node} - P_r + P_{pas} \quad (III.1)$$

Avec  $P_t$  est la puissance transmise par le mobile,  $P_{node}$  est la puissance initiale du Node B et  $P_{pas}$  est le pas d'ajustement. De même, il s'agit de mettre à jour le  $SIR_i$  désiré proportionnellement aux variations des estimations des puissances reçues, dues à la mobilité des utilisateurs et aux changements dans le canal de propagation [22].

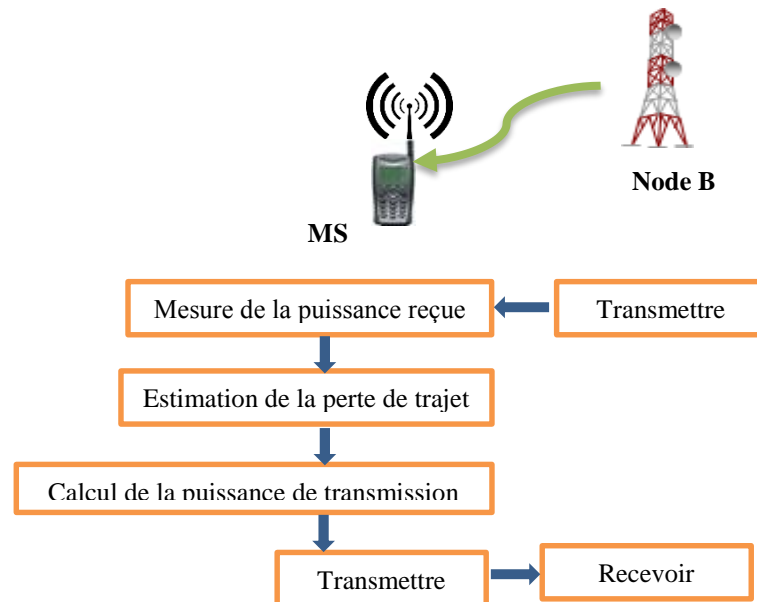


Figure III. 3: Contrôle de puissance en boucle ouverte [21].

### III.2.2 Contrôle de puissance en boucle intérieure

Dans la commande de puissance à boucle interne (liaison montante), le Node B effectue des estimations fréquentes du rapport SIR mesuré et le compare au  $SIR_{Seuil}$ . Si le rapport SIR calculé est supérieur au  $SIR_{Seuil}$ , le Node B demande à l'UE d'abaisser sa puissance transmise ; Si elle est trop faible, elle va demander à l'UE d'augmenter sa puissance transmise. Cette procédure mesure - commande est exécutée 1500 fois par seconde (01 time slot) pour chaque UE ce qui fonctionne plus rapidement que n'importe quel changement significatif de perte de trajet pourrait éventuellement se produire et, en effet, même plus rapide que la vitesse de l'évanouissement rapide de Rayleigh. Ainsi, la commande de puissance à boucle interne empêchera tout déséquilibre en puissance entre tous les signaux reçus au Node B [2].

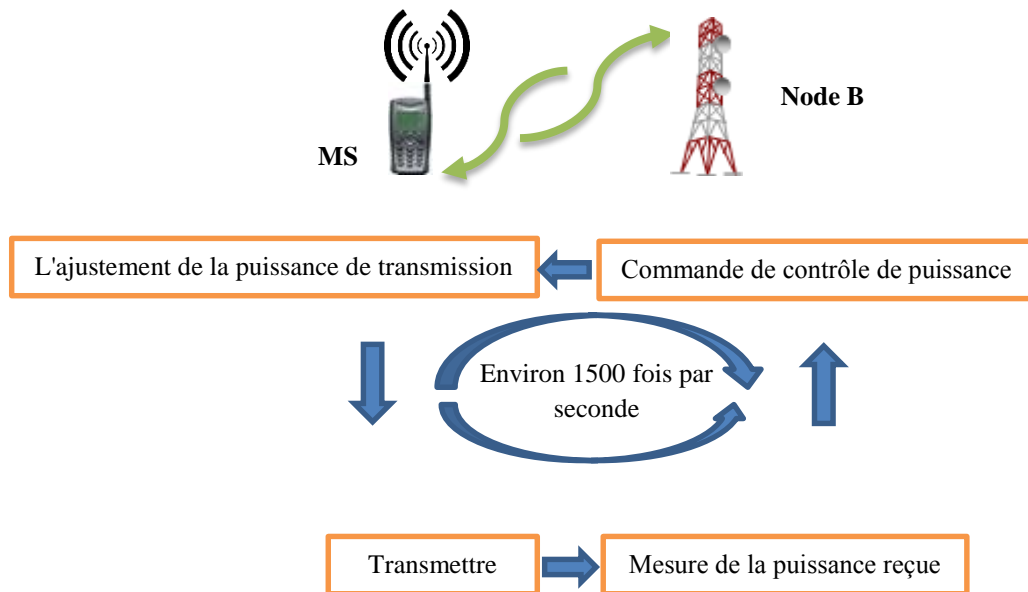


Figure III. 4: Contrôle de puissance à boucle intérieure [21].

### III.2.3 Contrôle de puissance en boucle externe

C'est une boucle lente, où le contrôleur fixe la valeur de la consigne  $E_b/N_0$ . Cette valeur est fixée d'après une mesure du pourcentage de trames erronées. La boucle extérieure permet d'éviter l'effet d'évanouissement. Le contrôle de puissance à boucle externe se fait entre le Node B et le RNC. Ils communiquent en dehors de l'interface radio, ce qui explique le nom 'boucle extérieure'. Les Nodes B du RNC signalent des indicateurs de fiabilité pour chaque connexion. Si la qualité est diminuée, RNC commande au Node B d'augmenter le seuil de la puissance transmise [17].

### III.2.4 Contrôle de puissance à boucle intérieure basé sur le rapport SIR [16]

Dans le contrôle de puissance à boucle intérieure, les bits de commande PCC sont utilisés pour contrôler la puissance transmise par le MS (liaison descendante). La quantité avec laquelle la puissance sera changée est connue par le pas d'ajustement. Il existe plusieurs méthodes pour choisir le pas d'ajustement (*step size*) ; parmi ces méthodes, on peut citer :

- Un pas d'ajustement fixe (Fixed step size),
- Un pas quantifié (Quantized step size),
- Un pas d'ajustement adaptatif (*Adaptive step size*),
- Un pas d'ajustement adaptatif modifié (*Modified adaptive step size*).

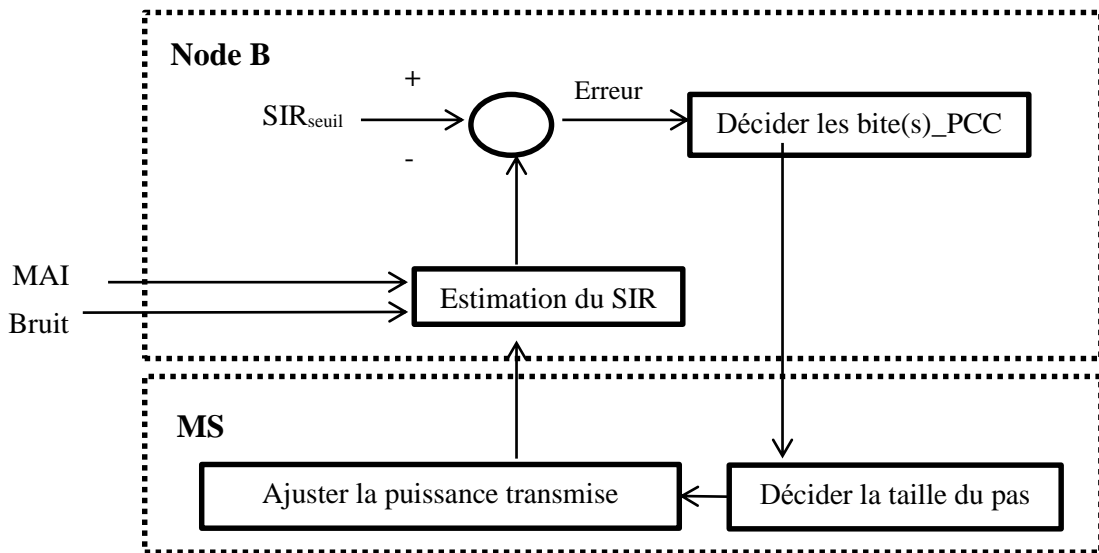


Figure III. 5: Contrôle de puissance à boucle intérieure basé sur le SIR [16].

À partir d'une comparaison entre la valeur de  $SIR_{seuil}$  et celle du SIR calculé, une erreur est sera donnée pour envoyer au MS la commande de contrôle de puissance (PCC). Afin d'avoir une bonne qualité de communication, la puissance transmise doit être actualisée chaque time slot.

#### III.2.4.1 Méthode avec un pas d'ajustement fixe

Cette méthode utilise un seul bit de commande PCC pour ajuster la puissance transmise par le  $MS_k$  comme nous l'indique par l'équation suivante :

$$PCC\_bit_k = \text{sign}[SIR_k - SIR_{seuil}] = \begin{cases} -1 & \text{si } SIR_k < SIR_{seuil} \\ +1 & \text{si } SIR_k \geq SIR_{seuil} \end{cases} \quad (III.2)$$

En renvoyant **-1**, la station mobile (MS) augmente son niveau de puissance par un pas et si en renvoyant **1** au MS, sa puissance transmise doit être diminuée par un pas. Généralement, le pas d'ajustement est fixé à une valeur de 1 dB ou 2 dB. L'avantage principal de cette méthode présenté dans la réduction de la bande passante dédiée au PCC. Dans la compensation d'évanouissement profond, l'utilisation de cette méthode n'est pas la meilleure solution (elle très lente). Une autre méthode avec un pas d'ajustement adaptatif doit être utilisée [23].

#### III.2.4.2 Méthode avec un pas d'ajustement quantifié

Il s'agit d'un algorithme à pas d'ajustement variable dont le nombre des pas est limité par le nombre de bits de commande transmis. Ces bits de commande PCC sont transmis sans codage, ils sont également susceptibles d'être soumis à des erreurs surtout pour un nombre de bits important. Pratiquement, il faudrait trouver un bon compromis entre le nombre des bits PCC et la bande passante requise pour la transmission de ces bits de commande [23].

Pour un utilisateur  $k$ , la puissance d'émission à l'instant  $(t + 1)$  est donnée comme :

$$P_k(t + 1) = P_k(t) + u_{k_{\text{quantifié}}}(t) \quad (\text{III.3})$$

Où la taille de pas d'ajustement  $u_{k_{\text{quantifié}}}(t)$  est déterminée en trouvant d'abord sa valeur idéale dans l'échelle linéaire,

$$P_{k_{\text{idéal}}}(t) = \sum_{j \neq k} P_j(t) / \Gamma_k(t) \times \text{SIR}_{\text{seuil}} \quad (\text{III.4})$$

Où  $\Gamma_k(t)$  est le gain du canal mesuré pour l'utilisateur  $k$ , puis on va trouver  $u_{k_{\text{quantifié}}}(t)$  en minimisant

$$u_{k_{\text{quantifié}}}(t) = \text{MIN} \left[ P_{k_{\text{idéal}}}(t) - P_k(t) + u_{\text{pas}}(t) \right] \quad (\text{III.5})$$

Avec  $u_{\text{pas}}$  représente les différents pas d'ajustement.

$$u_{\text{pas}} = \begin{cases} -2\text{dB} & \text{MIN} \left[ P_{k_{\text{idéal}}} - P_k(t) - 2 \right] \\ -1\text{dB} & \text{MIN} \left[ P_{k_{\text{idéal}}} - P_k(t) - 1 \right] \\ +1\text{dB} & \text{MIN} \left[ P_{k_{\text{idéal}}} - P_k(t) + 1 \right] \\ +2\text{dB} & \text{MIN} \left[ P_{k_{\text{idéal}}} - P_k(t) + 2 \right] \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Si le nombre des pas disponibles est important, le nombre de bits PCC sera plus grand ce qui affecte sur la bande passante réservée, ainsi que les bits de commande PCC seront plus tombés dans les erreurs [23].

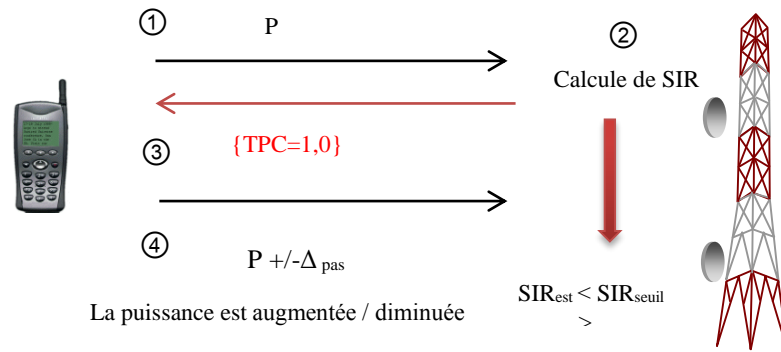
### III.2.4.3 Contrôle de puissance à pas d'ajustement adaptatif

Le contrôle de puissance à pas d'ajustement adaptatif (ASPC) est une méthode de contrôle de puissance à boucle intérieure qui était proposée initialement pour la liaison descendante, mais elle est adaptée à la liaison montante (figure III.6). Pour accélérer la convergence vers le  $\text{SIR}_{\text{seuil}}$ , un pas d'ajustement adaptatif a été utilisé [24-26].

Les différentes étapes de cette méthode sont données par :

1. Chaque MS, dans la cellule, envoie sa puissance transmise au Node B.
2. Le Node B mesure la valeur du SIR correspondant au MS itérativement et la compare avec celle du rapport de seuil prééglé.
3. Le Node B envoie une commande de diminution/augmentation de la puissance transmise au MS, la première commande d'ajustement de puissance est interprétée comme un contrôle à pas fixe. Cependant, le pas est adapté dynamiquement s'il y a des commandes successives qui demandent une modification supplémentaire de la puissance dans la même direction (augmentation ou diminution).

4. Les stations mobiles interprètent le contrôle de puissance demandé par le Node B et actualisent ses puissances transmises en conséquence [24-26].



**Figure III. 6:** Pas d'ajustement de l'algorithme de contrôle de puissance en boucle interne de la liaison montante [37].

On illustre les différentes étapes de fonctionnement de l'algorithme ASPC dans la figure III.7 :

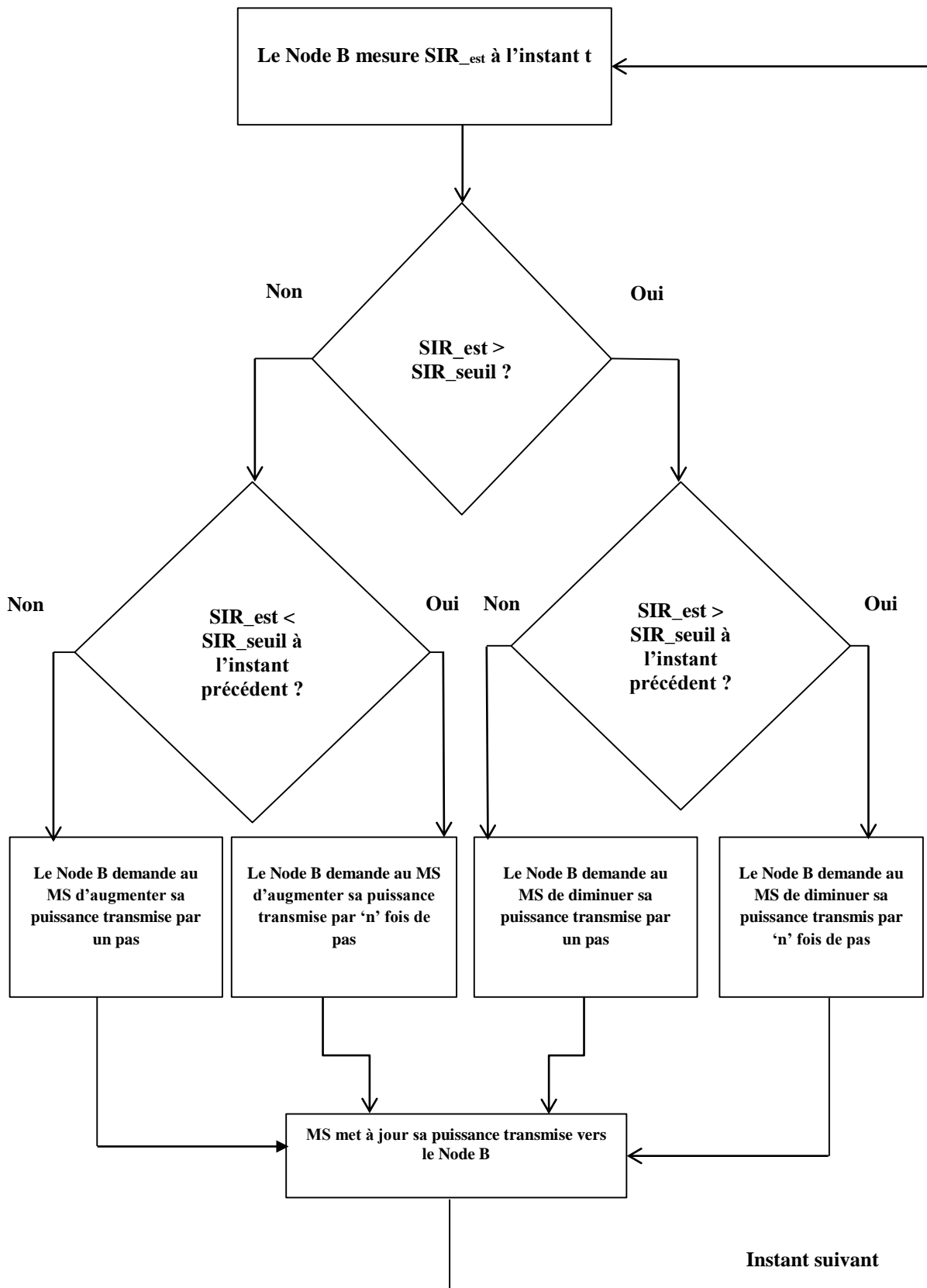


Figure III. 7: Diagramme d'un algorithme de contrôle de puissance à pas d'ajustement adaptatif [28].

### III.2.4.4 Contrôle de puissance à pas d'ajustement adaptatif modifié

Dans les algorithmes de contrôle de puissance existants (descendante), un mobile peut demander les informations recueillies à partir de son Node B. Cependant, le mobile ne peut pas informer son Node B que  $SIR_{est}$  est très proche de  $SIR_{seuil}$  et que la puissance doit être stabilisée. Ainsi, le  $SIR_{est}$  peut osciller même si les paramètres de l'interface radio sont stables. Un algorithme modifié ajoute une intelligence au MS afin de demander au Node B de stabiliser sa puissance d'émission. L'algorithme proposé n'a pas besoin de plus de bits TPC que les autres algorithmes adaptatifs. Si tous les mobiles dans la cellule sont stables, le Node B va diminuer sa puissance d'émission pour réduire les interférences intercellulaire et intracellulaire [29,30].

- **Zone de stabilité**

Lorsque la puissance du mobile entra dans une zone de stabilité, une série de commande +/- sera généré localement par le mobile eu même sans faire des retours vers le Node B, ce qui réduit le nombre des commandes. Dans la zone de stabilité, la puissance transmise est maintenue stable par un algorithme spécifique. Par conséquent, le  $SIR$  peut être maintenu à un niveau quasi-fixe autour de  $SIR_{seuil}$  et la zone de stabilité peuvent donc être considérée comme une marge adaptative de  $SIR$  [27-32].

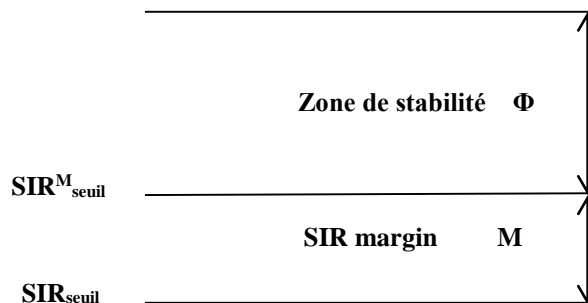


Figure III. 8: Zone de Stabilité [27].

#### III.2.4.4.1 Algorithme de contrôle de puissance à pas d'ajustement adaptatif modifié

Un algorithme à pas d'ajustement adaptatif modifié était proposé MAPC comme une amélioration pour des algorithmes adaptatifs existants. Le but de l'algorithme MAPC est de réduire les oscillations autour du  $SIR_{seuil}$ , et de réduire la consommation d'énergie en créant une zone de stabilité d'intervalle  $\Phi$  autour du  $SIR_{seuil}$  [29,30].

Lorsque le  $SIR_{est}$  d'un mobile entra dans la zone de stabilité, le mobile génère une séquence TPC alternative (vers le haut et vers le bas). Par conséquent, le Node B réduit le pas de puissance

dédiée à ce mobile et stabilise sa puissance transmise. L'utilisation d'une zone de stabilité diminue la valeur de marge nécessaire ce qui augmente la capacité maximale du système et réduit la consommation d'énergie [29,30].

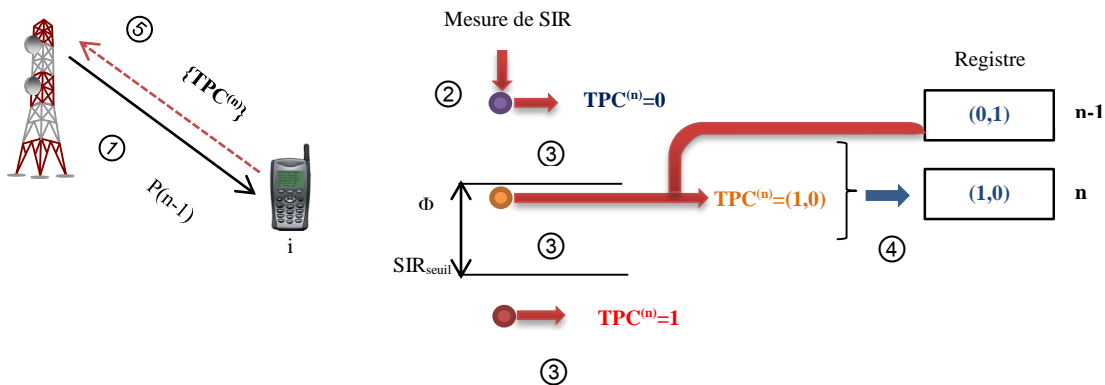


Figure III. 9: L'algorithme MAPC dans les mobiles [27].

#### III.2.4.4.2 Algorithme de stabilité

Dans l'algorithme MASPC, le MS compare  $SIR_{est}$  avec  $SIR_{seuil}$  puis il génère des commandes TPC.

- Si  $SIR_{est} > SIR_{seuil} + \Phi$ , alors le TPC transmis est mis à "0", le Node B demande au MS de diminuer sa puissance d'émission.
- Si  $SIR_{est} < SIR_{seuil}$ , alors le TPC transmis est mis à "1", le Node B demande au MS d'augmenter sa puissance d'émission.
- Le TPC est enregistré dans un registre de bit de commande.
- Si  $SIR_{seuil} \leq SIR_{est} \leq SIR_{seuil} + \Phi$ , alors le TPC transmis est le complémentaire du TPC précédent (enregistré dans le registre de commande). Dans cet intervalle, les mobiles génèrent des commandes TPC ascendantes et descendantes, alternativement.

Le paramètre  $\Phi$  (en dB) est l'intervalle de la zone de stabilité. Pour chaque mobile, la couche RRC (*radio resource control*) définit les valeurs de  $SIR_{seuil}$  et  $\Phi$  suivant la spécification du système. Ces paramètres sont envoyés aux Ms via les canaux de signalisation [30,33].

### III.3 Conclusion

Dans ce chapitre, on a montré les différents mécanismes de contrôle de puissance dans le système WCDMA. L'efficacité du contrôle de puissance est présentée dans la compensation des taux d'évanouissement profonds dans le canal de propagation et le problème proche lointain. Pour atteindre à cet objectif, le rapport SIR doit être égal à une valeur seuil. Pendant le contrôle des puissances, un pas d'ajustement de puissance doit être utilisé. Le pas adaptatif est meilleur que le pas fixe en termes de rapidité de compensation, la fiabilité contre les erreurs et la diminution de la bande passante dédiée à la commande TPC.

# **C**HAPITRE IV

---

*Simulation*

*Et*

*Résultats*

---

## IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, on va étudier le contrôle de puissance aux sens montant (MS vers Node B). Ce contrôle de puissances (TPC : *Transmit Power Control*), des différents MS, est basée sur le calcul du rapport *SIR* correspondant à chaque utilisateur MS dans la cellule. Au niveau de Node B, l'objectif est de recevoir des puissances identiques ce qui augmente la capacité du réseau mobile. Le contrôleur TPC gère, itérativement, les puissances émises  $P_i$  par les différents  $MS_i$ , en envoyant des commandes pour ajuster leurs puissances transmises. La figure IV.1 montre l'enchaînement de transmission dans l'interface radio en 3G.

Pour résoudre le problème proche-lointain, un TPC adaptatif est proposé. Pour voir la performance de l'algorithme choisi, une comparaison avec des autres algorithmes trouvés dans la littérature sera faite (FSPC, QSPC, ASPC).

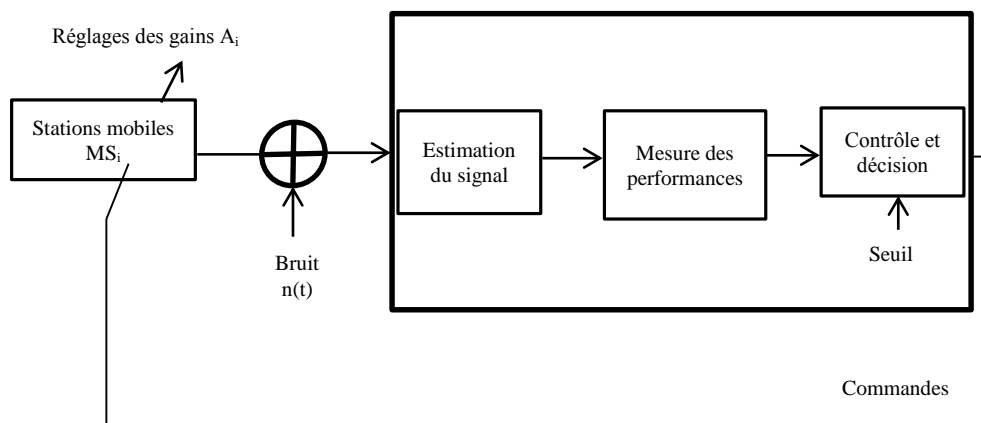


Figure IV.1 : Chaîne de transmission en W-CDMA avec commande des puissances transmise (front montant) [3].

## IV.2 Le choix de l'algorithme utilisé

Durant la simulation, plusieurs algorithmes de contrôle de puissance seront utilisés et comparés entre eux. Parmi ces algorithmes, on peut citer :

- **Algorithme à pas d'ajustement fixe (FSPC)**

Dans les systèmes WCDMA, l'algorithme TPC à pas fixe augmente ou diminue la puissance transmise d'un MS par une valeur fixe, habituellement 1dB. Bien que cet algorithme soit simple à mettre en œuvre, il ne peut pas suivre parfaitement les changements importants et rapides dans l'interface radio ce qui conduit à une grande dégradation dans la qualité de communication dans la cellule [34].

○ **Algorithme à pas d'ajustement quantifié(QSPC)**

Comme on a cité dans le chapitre précédent, ce contrôleur utilise la différence quantifiée de  $e(t) = SIR_{est} - SIR_{seuil}$ . Il existe plusieurs méthodes pour quantifier cette erreur sur un nombre de bits. Cet algorithme remédie le problème de compensation dans le canal, mais l'augmentation dans le nombre de bits augmente le risque de tomber en erreur. En plus, lorsqu'on augmente le nombre de bits PCC, la bande passante est devenue très importante [3].

○ **Algorithme à pas d'ajustement adaptatif (ASPC)**

L'objectif de cet algorithme est de réduire l'oscillation autour de  $SIR_{seuil}$ , ce qui permet de réduire la consommation d'énergie en créant une zone de stabilité autour de  $SIR_{seuil}$ . Lorsque  $SIR$  d'un mobile entra dans la zone de stabilité, le mobile génère une séquence TPC (haut et bas), alternativement. Par conséquent, la station de base réduit le pas de puissance dédiée à ce mobile et stabilise sa puissance transmise. Dans cette partie, on va utiliser cet algorithme pour contrôler la puissance transmise des MS dans la cellule [24-26].

### IV.3 Procédure de Simulation

Pour évaluer l'effet de contrôle de puissance sur la variation du canal radio mobile, on a pris l'étude d'un système WCDMA (une seule cellule) avec un nombre d'utilisateurs  $K$  distribué aléatoirement sur une cellule du Node B. Pour refléter la situation pratique, on considère que tous les MS sont en mouvement avec même vitesses  $V$  (km/h). Les autres paramètres de simulation sont résumés dans le tableau IV.1.

**Tableau IV.1** : Paramètres de simulation.

Paramètres	Notations et valeurs
Longueur du message	n=4000 bits
Gain de code d'étalement	M=64 bits
Taille de pas	k=40
$\sigma^2$	0.01
SIR seuil	-14dB

La simulation de tous les algorithmes mentionnés ci-dessus se fait avec MATLAB version 15 sur un PC : Processeur Intel (R) core (TM) i3 CPU M 370 @ 2.40GHz.

Les différentes étapes sont résumées dans l'organigramme suivant :

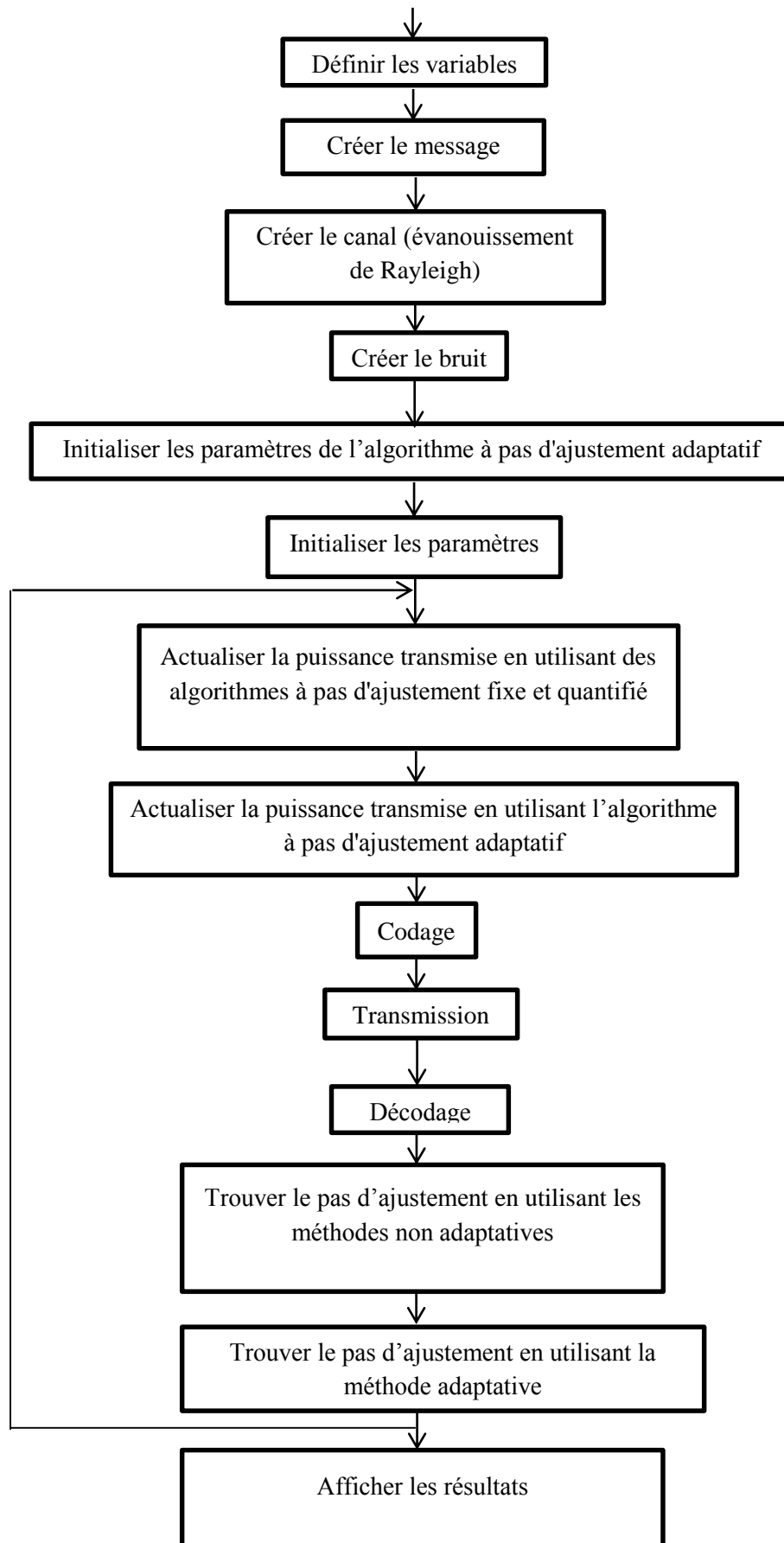


Figure IV.2 : Organigramme du contrôleur de puissance [16].

### IV.3.1 Algorithme à pas d'ajustement fixe

La performance de cet algorithme est présentée en termes de la compensation des pertes de puissance dans le canal en changeant la puissance transmise du mobile correspondant. La robustesse de cette compensation est illustrée par la valeur de SIR propre à cet utilisateur. La simulation de la méthode à pas d'ajustement fixe est montrée dans la figure IV.3. Le gain du canal est modélisé pour un utilisateur qui se déplace avec une vitesse de 5.4km/h qui correspond à une vitesse de 1.5m/s.

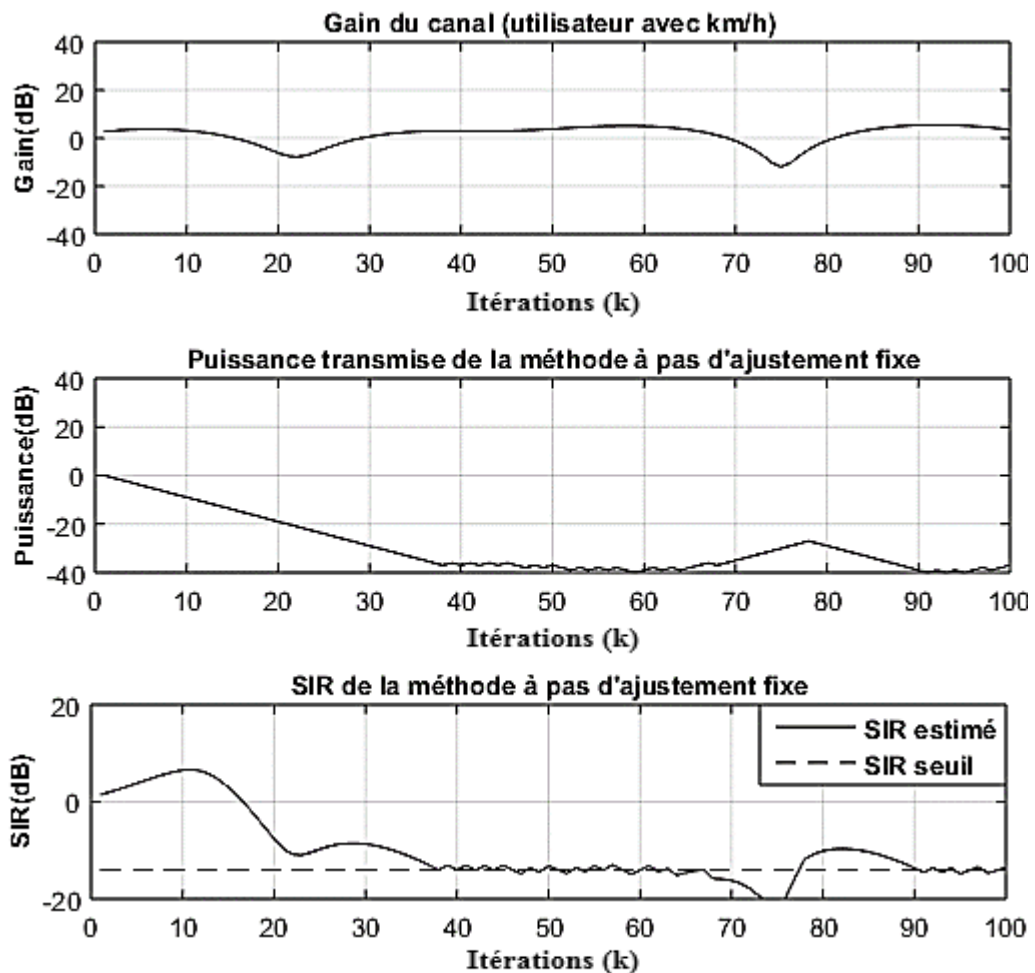


Figure IV.3 : Simulation de la méthode à pas d'ajustement fixe.

En effet, les résultats montrent que le Node B demande aux  $MS_i$  d'augmenter ou d'abaisser leurs puissances transmises suivant leurs valeurs de  $SIR_i$ . Comme on a déjà vu, la puissance transmise ne suit pas parfaitement le gain du canal ce qui explique un  $SIR$  loin de la valeur  $SIR_{seuil}$  souhaitée, surtout pour les premières itérations (0 jusqu'à 40).

Deux problèmes apparaissent en utilisant ce type d'algorithme :

- ✓ S'il y a un changement brusque dans le canal, l'algorithme ne peut pas compenser ces profonds changements 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 transmise.

D'ailleurs, l'avantage principal d'avoir un pas d'ajustement fixe est le fait que la largeur de bande utilisée est réduite au minimum et le risque de tomber en erreurs est minimal.

### IV.3.2 Algorithme à pas d'ajustement quantifié

De même que celle précédente, l'utilisateur sera déplacé avec une vitesse de 5.4 km/h. (La figure IV.4) montre les résultats de simulation par la méthode à pas d'ajustement quantifié.

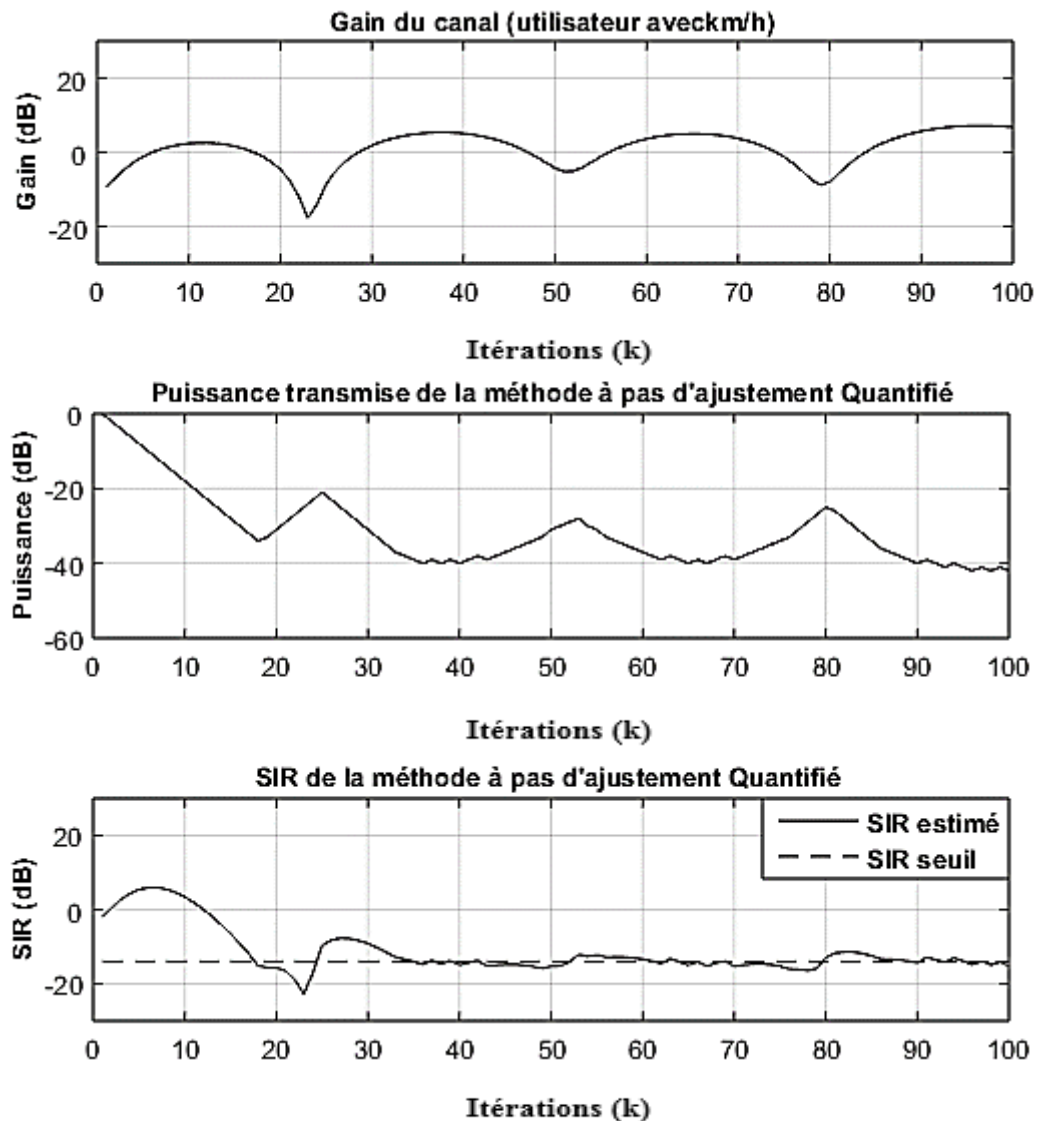


Figure IV.4 : Simulation de la méthode à pas d'ajustement quantifié.

D'après les résultats montrés au-dessus, on peut dire que cet algorithme n'est pas efficace surtout pour les premières itérations ; Lorsqu'on augmente le nombre de bits  $q$ , la largeur de bande réservée sera augmentée ce qui augmente la probabilité de tomber dans les erreurs.

Une solution fiable est présentée dans l'utilisation d'un algorithme plus performant. Cet algorithme est basé sur un ajustement des pas adaptatif.

### IV.3.3 Algorithme de contrôle de puissance à pas d'ajustement adaptatif modifié(MASPC)

Dans ce cas, le pas d'ajustement va prendre des pas à des valeurs variables suivant le besoin de l'environnement (canal). On considère que les différents utilisateurs se déplacent avec une vitesse de 5.4 km/h. le temps de cohérence est près de  $T_c=21\text{ms}$  ce qui demande d'avoir un temps de rafraichissement de commande  $T_e$  de 20ms.

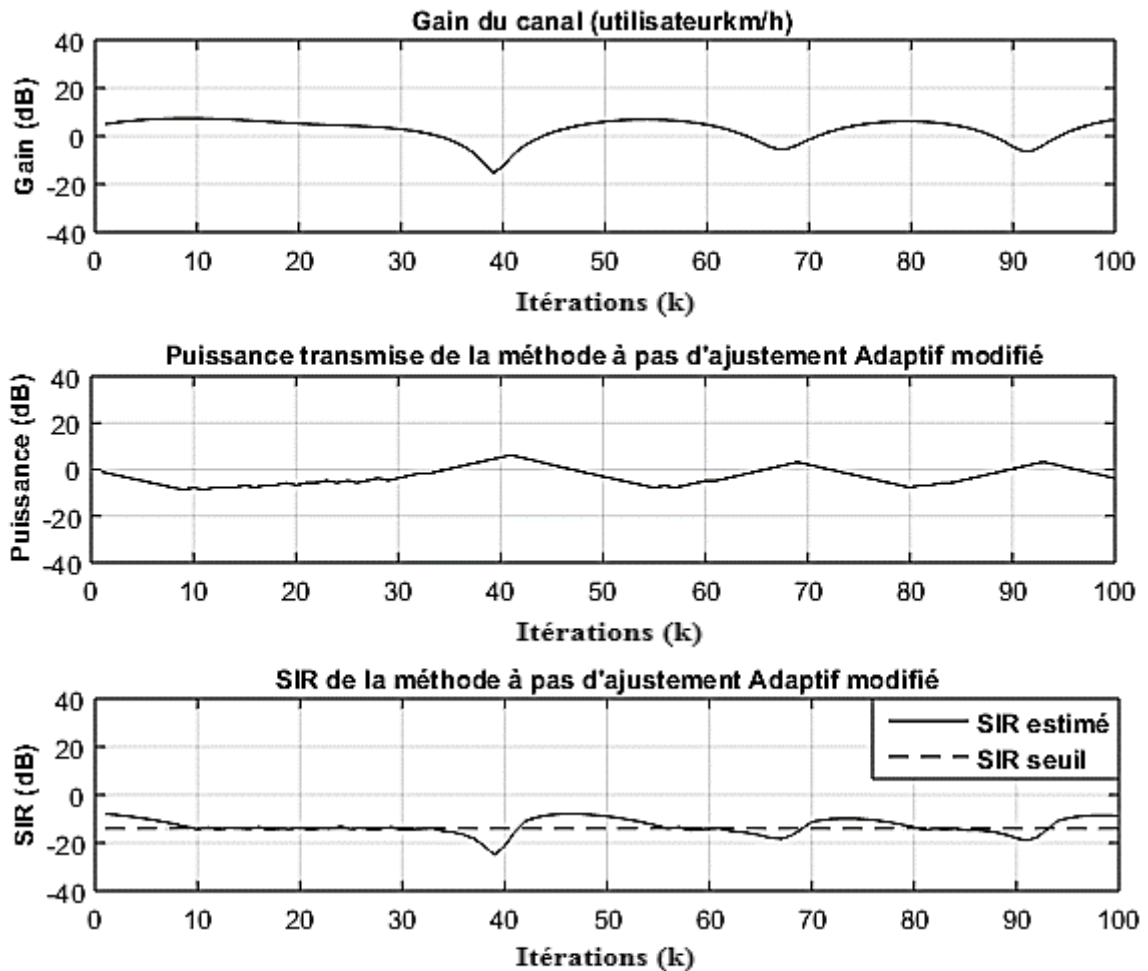


Figure IV.5 : Simulation de la méthode à pas d'ajustement adaptatif modifié.

A partir de la figure IV.5 on voit que les résultats obtenus par l'algorithme proposé sont largement acceptés. Le SIR oscille parfaitement autour de SIRseuil. La convergence SIR est plus rapide en comparaison avec les deux méthodes précédentes et la puissance d'émission est toujours être réciproque du canal actuel.

## IV.4 Critère de test statistique

### IV.4.1 L'erreur quadratique moyenne RMSE

L'erreur quadratique moyenne (RMSE) est appelée aussi écart quadratique moyen, RMSD ; généralement, c'est une mesure utilisée comme une somme de différence entre les valeurs prédites et les valeurs réellement observées dans l'environnement qui est en cours de modélisation. Ces différences individuelles sont aussi appelées résidus, et l'erreur quadratique moyenne sert à les accumuler en une seule mesure de pouvoir prédictif [35].

Dans notre travail, l'erreur quadratique moyenne de " $SIR_{seuil}$ " par rapport à la valeur estimée " $SIR_{est}$ " est définie comme la racine carrée de l'erreur quadratique moyenne :

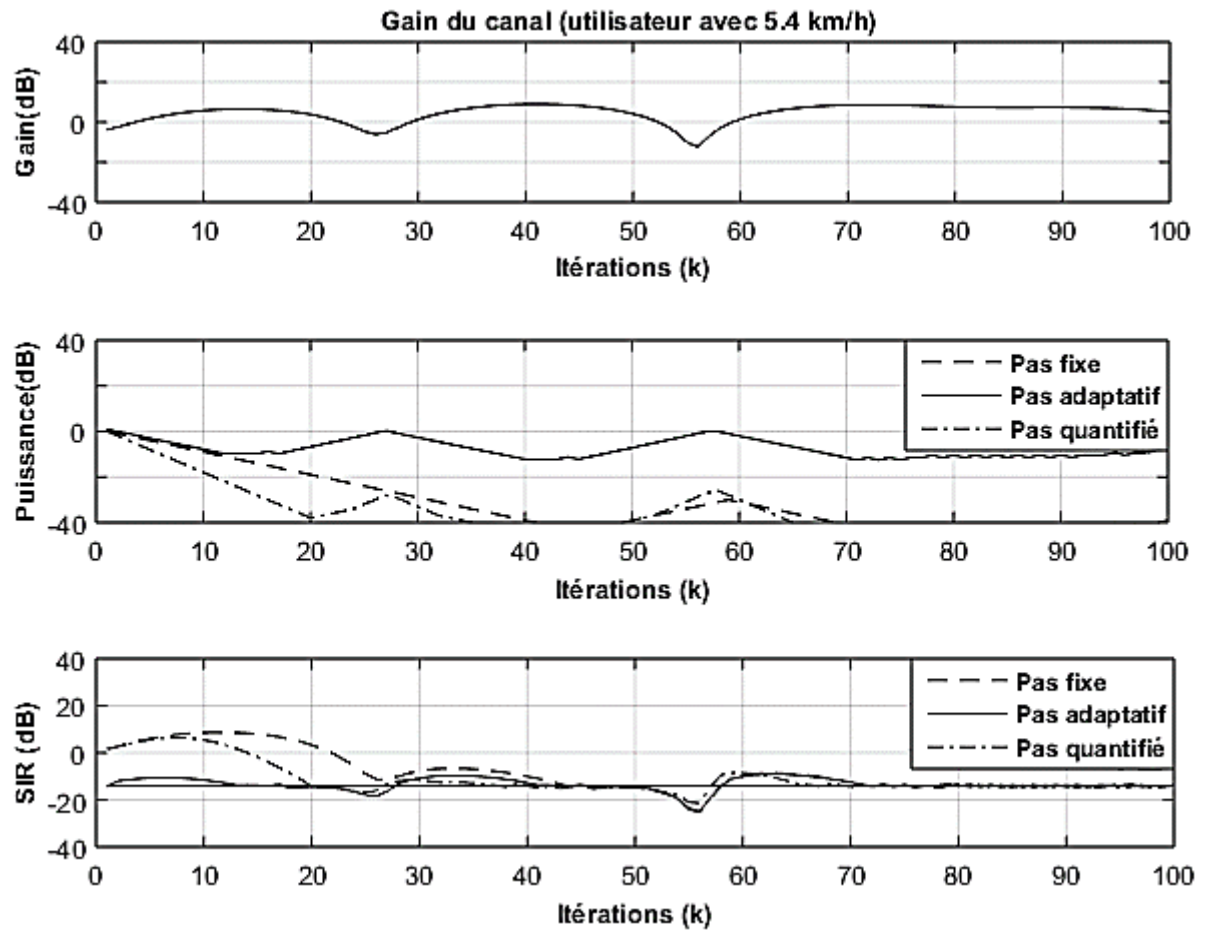
$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n |SIR_{T\ arg\ et} - SIR_{est,i}|^2}{n}} \quad (IV.1)$$

où  $SIR_{seuil}$  est la valeur de référence et  $SIR_{est}$  est la valeur estimée, «  $n$  » indique le nombre des slots par trame.

Les valeurs de RMSE peuvent être utilisées pour comparer la performance de l'algorithme proposé à celles trouvées en utilisant des autres algorithmes.

## IV.5 Comparaison

Pour une comparaison équitable, on va considérer le même canal pour voir la performance de chacun de ces algorithmes de contrôle de puissance (FSPC, QSPC et MASPC). La comparaison est visualisée graphiquement comme nous l'indique dans la figure suivante.



**Figure IV.6 :** La variation de puissance transmise et le  $SIR_{est}$  itérativement pour les trois méthodes.

Les résultats de simulation présentés dans la figure **IV.6** montrent la comparaison entre les trois méthodes pour le même gain du canal. Pour la méthode à pas d'ajustement fixe, la puissance transmise ne peut pas suivre les perturbations engendrées dans le canal par rapport aux autres approches (QSPC, MASPC). Par contre, la méthode adaptative présente une grande fiabilité en termes de compensation des perturbations produite dans le canal. Dans le même sens, le  $SIR_{est}$  dans la méthode adaptative s'approche plus rapidement à la valeur désirée  $SIR_{seuil}$  dès les premières itérations. Une comparaison en termes des erreurs MSE est tabulée dans le tableau **IV.2**.

**Tableau IV.2 :** RMSE pour les trois méthodes.

	RMSE en (dB)
FSPC	8.0337
QSPC	6.1670
ASPC	2.0036

A partir de ces résultats illustrés dans cette section, on peut dire que la méthode à pas d'ajustement adaptatif présente des meilleures performances en termes de vitesse de convergence et qualités de résultats trouvées.

## IV.6 Influence de quelques paramètres sur la performance des trois algorithmes

Dans cette partie, on va étudier l'effet de la vitesse de déplacement de l'utilisateur, la variance de bruit et le nombre d'utilisateur sur les trois algorithmes. Dans chaque étude paramétrique, on va varier un seul paramètre alors que les autres sont fixes.

### IV.6.1 Effet de la vitesse de déplacement de l'utilisateur MS

Un MS se déplace avec des vitesses différentes, pour un scénario de huit utilisateurs dans la cellule, une zone de stabilisation  $\Phi=0.3$  dB et une variance de  $\sigma=0.01$  qui correspond à un SNR de 20dB.

Tableau IV.3 : Influence de vitesse sur  $SIR_{est}$  pour les trois algorithmes.

		Méthode à pas d'ajustement Adaptatif (dB)	Méthode à pas d'ajustement fixe (dB)	Méthode à pas d'ajustement quantifié (dB)
Vitesse en (Km/h)	5.4	-13.6262	-8.2941	-11.1901
	10.8	-13.7890	-8.4752	-11.3797
	16.2	-14.2397	-8.6811	-11.4718
	21.6	-14.5099	-9.4123	-11.5251
	27	-14.6141	-9.4614	-11.5897

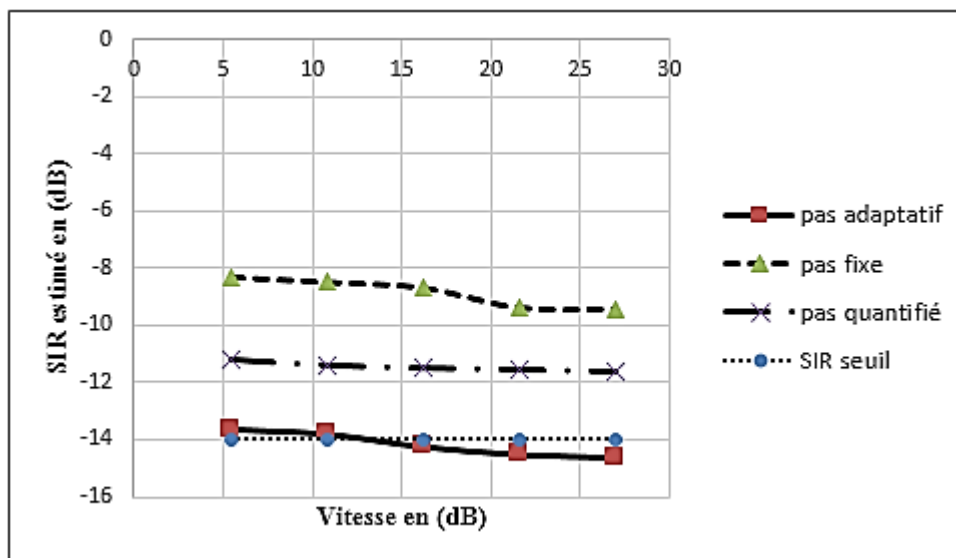


Figure IV.7 : Variation de  $SIR_{est}$  en fonction de la vitesse.

On voit que la vitesse de déplacement des utilisateurs est inversement proportionnelle à la valeur de  $SIR_{est}$ . Notre méthode adaptative présente une grande robustesse en comparaison avec les

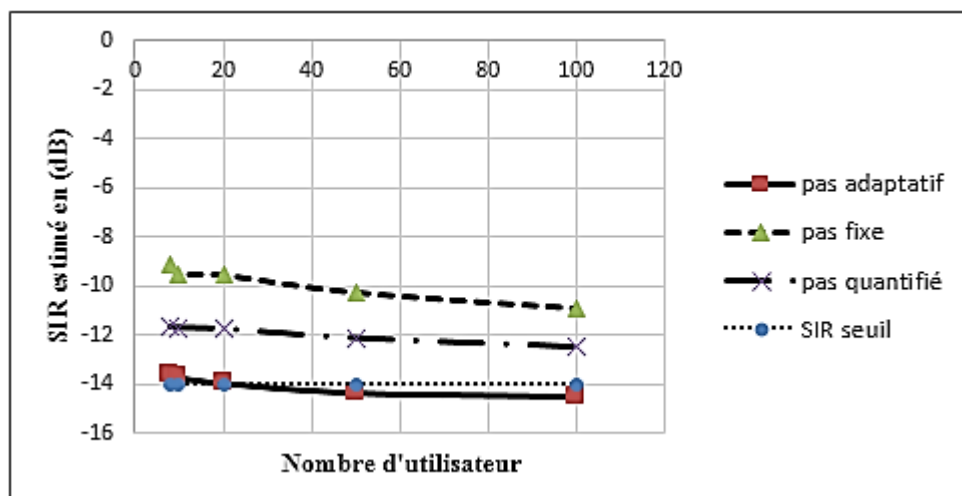
autres méthodes ce qui permet d'atteindre un  $SIR_{est}$  autour de  $SIR_{seuil}$ . On note ici que la vitesse de déplacement affecte sur la fréquence Doppler ce qui demande une commande de puissance plus rapide.

#### IV.6.2 Effet de nombre d'utilisateur sur la cellule

Maintenant, on va fixer la vitesse de déplacement de l'utilisateur à une vitesse  $V$  de 5.4km/h, alors que le nombre des utilisateurs sera changé. Les autres paramètres restent fixes telles que la zone de stabilisation  $\Phi=0.3$  dB et la variance de bruit  $\sigma=0.01$ .

**Tableau IV.4 :** Influence de nombre d'utilisateur sur  $SIR_{est}$  pour les trois algorithmes.

		Méthode à pas d'ajustement Adaptatif (dB)	Méthode à pas d'ajustement fixe (dB)	Méthode à pas d'ajustement quantifié (dB)
Nombre des utilisateurs dans la cellule	8	-13.5964	-9.1104	-11.6782
	10	-13.7318	-9.5181	-11.7099
	20	-13.9523	-9.5581	-11.7585
	50	-14.3369	-10.2638	-12.1245
	100	-14.4803	-10.9173	-12.4770



**Figure IV.8 :** Variation de  $SIR_{est}$  en fonction du nombre d'utilisateur.

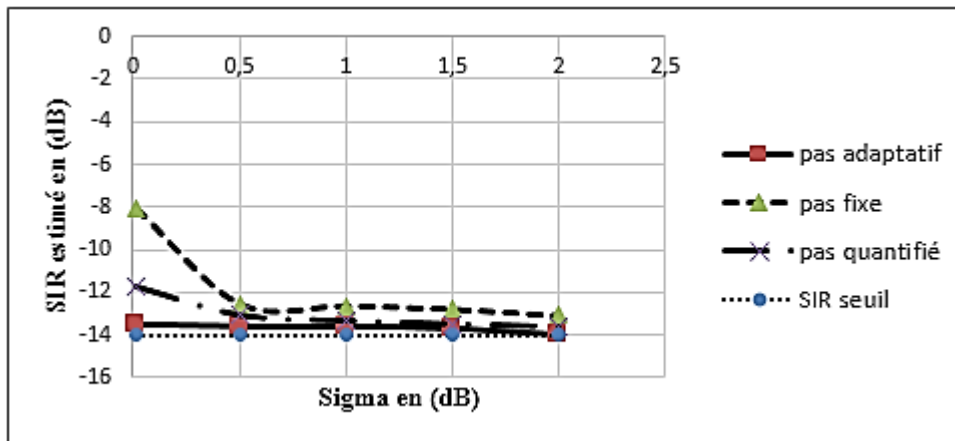
On voit que le nombre des utilisateurs dans la cellule est inversement proportionnel à la valeur de  $SIR_{est}$ . Notre méthode adaptative présente une grande robustesse en comparaison avec les autres méthodes ce qui permet d'atteindre un  $SIR_{est}$  autour de  $SIR_{seuil}$ .

### IV.6.3 Effet de la variance de bruit dans les trois algorithmes

Dans cette partie, le MS se déplace avec une vitesse  $V$  de 5.4km/h, pour une zone de stabilisation  $\Phi=0.3$  dB et un nombre d'utilisateur  $N=8$ . Alors que la variance prend les valeurs suivantes : 0.01, 0.5, 1, 1.5 et 2.

**Tableau IV.5 :** Influence de la variance de bruit sur  $SIR_{est}$  pour les trois algorithmes.

		Méthode à pas d'ajustement Adaptatif (dB)	Méthode à pas d'ajustement fixe (dB)	Méthode à pas d'ajustement quantifié (dB)
Sigma (dB)	0,01	-13.5332	-8.0518	-11.7584
	0,5	-13.5885	-12.5488	-13.0911
	1	-13.6089	-12.6254	-13.3419
	1,5	-13.6899	-12.7873	-13.4965
	2	-13.9570	-13.0904	-13.6195



**Figure IV.9 :** Variation de  $SIR_{est}$  en fonction de la variance de bruit.

Dans les scénarios à fort bruit, les trois méthodes fonctionnent d'une manière acceptable, alors que dans les scénarios à faible bruit la méthode adaptative présente les meilleurs résultats par ce que la méthode adaptative remédie le problème des interférences plus que le bruit.

### IV.7 Effet de $SIR_{seuil}$ sur L'erreur quadratique moyenne

Dans la présente partie, on va fixer tous les paramètres tels que la vitesse  $v$ , la zone de stabilité et le nombre des utilisateurs dans la cellule. On considère que le  $SIR_{seuil}$  va prendre les valeurs suivantes : -8, -14, -20, -25 et -30.

Tableau IV.6 : Influence de  $SIR_{seuil}$  sur L'erreur quadratique moyenne.

	$SIR_{seuil}$ en (dB)	$SIR_{est}$ en (dB)	L'erreur quadratique moyenne	La moyenne
Méthode à pas d'ajustement adaptatif	-14	-13.7890	0.2110	0.520 dB
	-8	-8.0213	0.0213	
	-20	-19.1916	0.8084	
	-25	-25.5826	0.5826	
	-30	-29.0232	0.9768	
Méthode à pas d'ajustement fixe	-14	-9.4614	4.5384	5.894 dB
	-8	-4.3948	3.6052	
	-20	-12.7390	7.2610	
	-25	-17.8825	7.1175	
	-30	-23.0484	6.9516	
Méthode à pas d'ajustement quantifié	-14	-11.1901	2.8099	3.232 dB
	-8	-7.3728	0.6272	
	-20	-16.2126	3.7874	
	-25	-20.616	4.3840	
	-30	-25.466	4.5540	

Les résultats au-dessus montre que la méthode proposé présente une grande performance que ce soit la valeur de  $SIR_{seuil}$ .

#### IV.8 Choix de la zone $\Phi$ optimale

Pour améliorer encore plus la performance de MASPC, on va choisir la valeur optimale de " $\Phi$ " à partir de quelques valeurs comme nous l'indiquons dans le tableau suivant. Le choix est basé sur la moyenne d'erreur de la méthode adaptative.

Tableau.IV.7 : L'erreur RMSE pour quelques valeurs de  $\Phi$ .

$\Phi$	RMSE										moy
	3.13	3.26	2.71	2.81	3.04	4.20	2.66	1.65	3.23	2.54	
0.3	3.13	3.26	2.71	2.81	3.04	4.20	2.66	1.65	3.23	2.54	2.92
0.4	2.21	0.68	1.36	1.51	1.96	2.09	4.25	2.61	3.10	2.44	2.22
0.5	2.49	4.45	1.55	3.50	3.36	2.44	3.58	2.11	2.49	2.36	2.83
0.6	3.34	2.02	0.66	3.33	2.76	2.77	2.26	2.60	1.14	0.71	2.15

A la lumière des résultats illustrés dans le tableau, la valeur de  $\Phi$  optimale est 0.6 qui correspond à une erreur moyenne minimale (2.15),

Cette valeur est similaire que celle trouvée dans la littérature [12].

Si les valeurs de pas d'ajustement sont très petites, la taille de la zone de stabilisation doit être plus grande pour limiter l'évanouissement rapide [27].

Finalement, après une étude comparative entre les différentes méthodes d'ajustement de pas, la méthode MASPC présente plusieurs avantages dans tous les différents scénarios grâce à ses

paramètres accordables. Ces paramètres peuvent être corrigés par les outils de planification du réseau pour différents types de mobilité.

## IV.9 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les différentes méthodes d'ajustement de pas ou une étude comparative entre ces méthodes était faite. De même, pour voir la robustesse de la méthode choisie, on a présenté l'effet de quelques paramètres sur la qualité des résultats trouvés tels que l'effet de nombre des utilisateurs dans la cellule et la vitesse de déplacement de ces utilisateurs. L'introduction d'une zone de stabilité autour de  $SIR_{seuil}$  améliore les performances de la méthode adaptative encore plus.

---

**CONCLUSION**  
**GENERALE**

---

## CONCLUSION GENERALE

Dans le cadre de notre projet de fin d'études, on a étudié dans ce mémoire les différents algorithmes de contrôle de puissance. Cette étude nous a permis de comprendre les fondements des systèmes de télécommunication mobile, de 3G, basées sur la technique de WCDMA. Nous avons tout d'abord présenté les notions de base concernant 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 très importante.

Dans une deuxième partie, nous avons étudié les différents phénomènes de propagation tels que le problème proche-lointain engendré au niveau de la réception (MS, Node B), l'effet Doppler, multi trajets et le temps de cohérence. Dans notre travail, on a supposé que le canal de transmission soit modélisé par le modèle Rayleigh. Les évanouissements rapides dans le canal dégradent fortement le SIR d'un utilisateur donné, pour compenser ces différentes perturbations dans le canal, un algorithme de contrôle de puissance doit être utilisé. En réalité, il existe plusieurs algorithmes de contrôle suivant le pas d'ajustement (fixe, quantifié ou adaptatif). Dans ce travail, on a choisi la méthode à pas d'ajustement adaptatif où on ajoute une zone de stabilité au tour de  $SIR_{seuil}$  afin d'augmenter les performances de systèmes en termes de qualité de service et la capacité du système.

Dans les différents scénarios, on a supposé que le nombre des utilisateurs soit fixé à 8 dans une cellule, seulement dans l'étude de l'effet de ce paramètre sur la performance de notre algorithme de contrôle où on doit le varier. Ensuite, nous avons montré par simulation l'effet de quelques paramètres du réseau cellulaire (BS –MS) sur la qualité de transmission en termes de l'erreur commise entre le  $SIR_{seuil}$  et le  $SIR_{est}$  pour chaque MS dans la cellule. Dans le même sens, une étude paramétrique était faite en agissant sur la vitesse de déplacement de mobile, la valeur de  $SIR_{seuil}$  et le rapport SNR.

Dans notre étude, l'algorithme de contrôle introduit une zone de stabilité au niveau du MS pour limiter les oscillations autour du rapport  $SIR_{seuil}$ . L'algorithme proposé est une variante simple de l'algorithme de contrôle de puissance adaptatif dans lequel une certaine intelligence est ajoutée aux stations mobiles. Pour voir la performance de l'algorithme proposé, une étude comparative avec des autres algorithmes tels que FSPC et QSPC. Pour limiter les oscillations, si la puissance de mobile entra dans la zone de stabilité autour du  $SIR_{seuil}$ , l'algorithme ASPC-modifié exige au récepteur MS à transmettre une séquence de commandes ascendantes et descendantes, alternativement. L'algorithme MAPC a montré des meilleures performances que les algorithmes FSPC, QSPC et ASPC classique en termes d'une capacité maximale du système et une consommation d'énergie réduite. L'avantage de la méthode ASPC-modifié présenté dans la variation de la zone de stabilité (zone dynamique). En

outre, la mise en œuvre de l'algorithme n'augmente pas la charge de signalisation et augmente légèrement la complexité des procédures. Pour augmenter les performances de l'algorithme, une zone de stabilité dynamique qui dépend de la radio et des caractéristiques de services peut être utilisée pour chaque mobile.

A l'issue de ce travail, de nombreuses perspectives peuvent être envisagées, telles que :

- La détection d'erreur dans le pas d'ajustement (BER).
- Utilisation d'un autre modèle très proche a réalité que modèle Rayleigh.
- Le choix optimal de  $SIR_{seuil}$ .
- L'optimisation de zone de stabilité.

---

**REFERENCES**  
**BIBLIOGRAPHIQUES**

---

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] [https : //www.arpt.dz/](https://www.arpt.dz/), date de visite : Mai 2017.
- [2] C.V.D. Plas and J.-P.M.G. Linnartz, “Stability of mobile slotted ALOHA network with Rayleigh fading, shadowing, and near-far effect,” *IEEE Trans, Vehicular Technol*, 359 –366–39, (1990).
- [3] B. Belgacem, “ Contrôle de puissance dans les systèmes de télécommunications mobiles,” Masters thesis, Faculté des sciences et de la technologie UMK Biskra, (2011).
- [4] R.Pepper, “Cisco Visual Networking Index VNI,” ID 1454457600805266, February 2013.
- [5] C. Smith and D. Collins, “3G Wireless Networks,” New York, NY, USA: McGraw-Hill, Inc., 2001.
- [6] E.Lassaad, “ Universal Mobile Telecommunications System,” thèse de doctorat, Université du Tunisie, Mars 2010.
- [7] R. Esmailzade and M. Nakagawa, “TDD-CDMA for Wireless Communications,” Norwood,MA, USA : Artech House, Inc, 2003.
- [8] 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.
- [9] B. Walke, R. Seidenberg, and M. P. Althoff, “UMTS: The Fundamentals,” Germany: John Wiley & Sons, Inc, 2003.
- [10] S. C. Yang, “CDMA RF System engineering,” Norwood, MA, USA: Artech House, Inc, 1st ed, 1998.
- [11] M.Laner, “Evaluation and Modeling of Power Control Information in a 3G Cellular Mobile Network,” pubdat\_177941, Technical University of Vienna, August 2009.
- [12] Un rapport, “3rd Generation Partnership Project, Physical channels and mapping of transport channel onto physical channels (TDD)” .3GPP TS 25.221 V4.1.0, 06 2004.
- [13] M. Van droogenbroeck, “Technologies du multimédia, des télécommunications et de l’Internet,” Institut montefiore Université de liège, Juin 2004.
- [14] E.Meurisse, “L’UMTS et le haut-débit mobile,” l’Université de Marne-la-Vallée, en filière Informatique et Réseau, Février 2007.

- [15] A. Abd El-Karim, “ optimisation d’un réseau GSM,” Université de sétif, mémoire d’ingénieur, 2002.
- [16] T. urtonen, “Optimized power control for CDMA system using channel prediction,” LITH-ITN-EX--05/001--SE, department of science and technology linköpings universitet SE-601 74 norrköping Sweden, January 2005.
- [17] C. Baassou, “ Dimensionnement et Caractérisation des réseaux mobiles, ” faculté de technologie université de Batna, 2012.
- [18] Z. Uykan, “Ultimate “SIR” (“Signal”-to-“Interference”-Ratio) in Continuous-Time Autonomous Linear Networks with Symmetric Weight Matrices, and Its Use to “Stabilize” the Network as Applied to Binary Associative Memory Systems,” submitted to IEEE Transactions on Circuits and Systems I, February, 2009.
- [19] T. Rappaport, “Wireless Communications: Principles and Practice. Prentice Hall,” 2002.
- [20] P. Smulders, “Statistical characterization of 60-GHz indoor radio channels,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 57(10):2820\_2829, 2009.
- [21] S. Raiyani, “CDMA Basics,” Dolcera wiki ,10 mars 2011.
- [22] P. Coirault, E. Moulay, “ Contrôle de puissance des systèmes de télécommunications ,” Université de Limoges 33 rue François Mitterrand BP23204 - 87032 LIMOGES, May 2011.
- [23] A. Kurniawan, “Predictive power control in CDMA systems,” University of South Australia. Institute for Telecommunications Research, Division of Information Technology, Engineering and the Environment. February 2003.
- [24] L. Nuaymi, X. Lagrange, and P. Godlewski, “A power control algorithm for 3G WCDMA system,” in Proc. of the European Wireless conference, 2002.
- [25] I. Virtej, O. Kansanen, and H. Koivo, “Enhanced predictive fast power control for 3G systems,” in Proc. of The 53rd IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2001 Spring), vol. 4, pp. 2864 - 2868, 2001.
- [26] J. Nasreddine, L. Nuagmi and X. Lagrange, “Downlink adaptive power control algorithm for 3G cellular CDMA networks,” in Proc. of the 59th IEEE Multimedia Networks and Services Department, GET / ENST Bretagne 2 rue de la Chiitaigeraie, CS 17607, 35576 Cesson Sevigne Cedex, France 2004 .

- [27] S. Naghian, M. Rintamaki, and R. Baghaie, "Dynamic step-size power control in UMTS, " in Proc.of The 13<sup>th</sup> IEEE International S'posiunz on Personal, Indoor and Mobile Radio Comnzunications, vol. 4, 2002.
- [28] D.Soumya, G.Sachin, R.Natalia, Ritabrata.R, "Performance Analysis of Downlink Power Control in CDMA Systems," ECE 16: 332: 545 Université du New Jersey, April 30, 2003.
- [29] J. Nasreddine, L. Nuaymi, and X. Lagrange, "Adaptive power control algorithm for 3G cellular CDMA networks," to appear in VTC Spring 2004.
- [30] I. Virtej, O. Kansanen, and H. Koivo, "Enhanced premtive fast power control for 3g systems," in Proc.of The 53rd IEEE Ehicular Technology Conference (TTC 2001 Spring), vol. 4, pp. 2864 - 2868, 2001.
- [31] J. Nasreddine, L. Nuaymi, and X. Lagrange, "Adaptive power control algorithm for 3G cellular CDMA networks", in Proc.of the 59th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference (VTC04), 2004.
- [32] M. Rintamaki, I. Virtej, and H. Koivo, "Two-mode fast power control for wcdma systems," in Proc.of The 53rd IEEE kbhicular Technology Conference (TTC 2001 Spring), vol. 4, pp. 2893 - 2897, 2001.
- [33] L. Nuaymi, X. Lagrange, and P. Godlewski, "A power control algorithm for 3G WCDMA system," in Proc.of the european Wireless conference, 2002.
- [34] S.U. Ufoaroh, C.O. Ohaneme, G.C. Nwalozie, and A.N. Aniedu, "Improving the Performance of CDMA Mobile Net-work Using Adaptive Power Control Techniques," International Journal of Advanced Computer Technology (IJACT), Volume 2, Number 1, ISSN: 2319-7900,
- [35] Rob J. Hyndman, Anne B.Koehler, "Another look at measures of forecast accuracy," International Journal of Forecasting, 22 (4): 679–688, 2006.

## **Résumé :**

Dans ce travail, les algorithmes adaptatifs de contrôle de puissance ont été largement étudiés pour réduire les interférences et économiser l'énergie de la batterie par un MS dans les systèmes cellulaires 3G où il existe plusieurs algorithmes tels que le contrôle de puissance à pas d'ajustement adaptatif. Dans l'algorithme proposé, nous essayons de réduire les interférences intercellulaire et intracellulaires le plus possible. L'algorithme proposé utilise une étape d'adaptation à l'aide d'un historique des commandes instantanée de contrôle de puissance. En outre, une zone de stabilité autour de  $SIR_{seuil}$  est utilisée pour limiter les oscillations. Les résultats de simulation montrent une grande robustesse de l'algorithme proposé par rapport les autres algorithmes en termes de réduction de l'énergie consommée et l'augmentation de la capacité du réseau.

**Mots-clés :** Contrôle de puissance adaptative,  $SIR_{seuil}$ , UMTS, Station mobile, Station de base.

## **Abstract:**

In this work, Adaptive power control algorithms has been widely studied for interference reduction and terminal battery saving in 3G cellular systems. In this thesis, we study some of the existent power control algorithms. In the proposed algorithm, we try to reduce the intercell and intracell interferences as soon as possible. Therefore, the power control steps of mobiles requesting a power increase may be reduced to limit the total power increase if some constraints are verified. The proposed algorithm uses an adaptive step, which is updated using the instantaneous mobile power control command and the command history. Moreover, a stabilization zone around the  $SIR_{target}$  is used to limit oscillations. Simulation results have shown that the proposed algorithm reduces energy consumption and it is very robust compared to other algorithms.

**Keys-Words:** Adaptive power control,  $SIR_{target}$ , UMTS, Mobile Station, Base Station.

## **ملخص:**

في هذا العمل، خوارزميات التحكم في الطاقة المكيفة درست على نطاق واسع للحد من التدخل والحد من استهلاك البطارية في الأنظمة الخلوية 3G. في هذه الأطروحة، ندرس بعض خوارزميات التحكم في الطاقة. في الخوارزمية المقترحة، حاولنا الإنقاص من التشويش داخل الخلية وما بين الخلايا قدر الامكان. ولذلك، يمكن تخفيض خطوات التحكم في الطاقة في الهاتف النقال للحد من طلب الزيادة في الطاقة الإجمالية إذا تم التحقق من بعض القيود. تستخدم الخوارزمية المقترحة خطوة مكيفة، والتي يتم تحديثها باستخدام أوامر حالية للتحكم في طاقة الهاتف وتزامن الأوامر. وعلاوة على ذلك، يتم استخدام منطقة استقرار حول عتبة  $SIR$  للحد من التذبذبات. وقد أظهرت نتائج المحاكاة ان الخوارزمية المقترحة تقلل من استهلاك الطاقة وهي قوية جدا بالمقارنة مع الخوارزميات أخرى.

**كلمات مفتاحية:** عتبة  $SIR$ ، UMTS، محطة متنقلة، محطة قاعدة. التحكم المكيف في الطاقة.