

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SISMI

XLIM/SRI/RESYST

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Spécialité : Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

présentée et soutenue par

Bamba SISSOKHO

le 18 Janvier 2019

Gestion des interférences dans les systèmes MIMO massifs

Thèse dirigée par Jean Pierre CANCES

Co-encadrée par Ahmed Dooguy KORA

Y :

Président du jury

M. Jean François DIOURIS, Professeur, IETR, Polytech Nantes

Rapporteurs

M. Samir SAOUDI, Professeur, Institut Mines Télécom Atlantique, responsable département signal du LABSTICC

M. Iyad DAYOUB, Professeur, Université de Valenciennes

Examineurs

M. Yannis POUSSET, Professeur, Xlim SRI

M. Jean Pierre CANCES, Professeur, Xlim SRI

M. Ahmed Dooguy KORA, Maître de Conférence, HDR, ESMT (Dakar-Sénégal)

Dédicace

Je dédicace cette thèse à mes enfants, qui j'espère un jour, prendront la relève. Ce sera un immense intérêt de les voir s'investir dans la science et la recherche. Tout un chacun doit être contributeur dans l'effort de développement scientifique et technique qui améliorera la vie des populations qui aspirent promptement à un épanouissement technique, technologique et économique. Grand Merci à toute ma chère famille dans sa globalité!

Remerciements

Je remercie DIEU le Tout Puissant de m'avoir permis de parachever ma thèse qui traduit juste une volonté de finition d'une carrière universitaire ensuite professionnelle. Passionné par l'enseignement, je prie pour qu'elle m'ouvre plusieurs portes.

Tout au long de mon enfance, je tiens à remercier toute ma famille dans son ensemble pour avoir vécu dans un cadre idyllique m'ayant permis d'atteindre le bout du tunnel.

Je ne cesse de féliciter Monsieur CANCES pour m'avoir permis de faire cette thèse et d'avoir eu la confiance de Monsieur KORA pour mon encadrement.

Droits d’auteurs



Cette création est mise à disposition selon le Contrat : « **Paternité-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** » disponible en ligne :
<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/>

Sommaire

Notations Mathématiques	7
Glossaire	9
Introduction.....	11
Chapitre I: La chaîne de traitement numérique.....	19
I.1 Les types de signaux.....	19
I.2 Le signal à traiter	25
I.3 Le codage des symboles	25
I.4 La transmission par modulation	28
I.5 Le signal transmis observé et reçu au niveau de la station de base.....	28
I.6 Le canal de propagation.....	32
I.7 La démodulation du signal à traiter	41
I.8 La reconstruction des symboles.....	41
I.9 Le décodage des symboles	45
Chapitre II: Les interférences et évolutions numériques du mobile	48
II.1 Contexte	49
II.2 Le bruit	50
II.3 Le fading	51
II.4 La propagation multi-trajets	54
II.5 Le sparse channel	58
II.6 Les interférences dans les cellules	59
II.7 La gestion des interférences	63
Chapitre III: Les systèmes antennaires MIMO massifs.....	66
III.1 La diversité de liaisons.....	67
III.2 Mesure des taux d'erreurs dans les systèmes de télécommunications.....	71
III.3 Les systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output)	73
III.4 La décomposition en valeurs singulières	77
III.5 L'algorithme de Waterfiling	79
III.6 La capacité asymptotique des systèmes MIMO.....	81
Chapitre IV: Estimation de la matrice du canal et calcul du débit.....	83
IV.1 Le système étudié	87
IV.2 Estimation du canal.....	87
IV.3 Les méthodes d'estimation de canal	88
IV.4 Les récepteurs conventionnels.....	95
IV.5 La détermination des puissances des signaux à l'arrivée	96
IV.6 L'estimation des SINR à l'Uplink, avec les détecteurs MRC, ZF et MMSE	104
IV.7 Comparaison du précodeur ZF et du détecteur ZF	122
IV.8 Comparaison des détecteurs MRC, ZF et MMSE	125
Conclusion	135
Bibliographie.....	139
Annexe : Article publié pendant le doctorat - Article présenté lors de la 4 ^{ième} conférence de l'ICFSP 2018 tenue du 24 au 27 septembre 2018 à Espace Mendès France – Maison des Sciences et des Techniques - Poitiers (France) et à Publier sur IEEEExplorer.....	143
I. Introduction.....	143

II.	Channel Modeling.....	144
A.	System and Context.....	144
B.	Channel Elements of Γ_{il}	145
C.	Mitigations Effects in the Channel.....	146
III.	Channel Estimation Impact on Uplink Data Rate.....	146
A.	Channel Estimation	146
B.	Flow Calculation Algorithm	146
C.	Uplink Rate with ZF and MMSE Detectors.....	147
IV.	Simulation Results and Discussion.....	147
V.	Conclusion	149
	Table des illustrations	153

Notations Mathématiques

Nomenclature

$\arg \min_x \|X\|_2^2$

$\arg \max_x \|X\|_2^2$

C_n^p = combinaison de n , p à $p = \frac{n!}{p!(n-p)!}$

$\|M\|^2$ = Variance de la matrice

$Re\{X\}$ = partie réelle de X

$Tr(M)$ = Trace de la matrice M

$\|X\|$ = norme de X

$*$: Produit de convolution

Σ = somme

$\int$ = intégrale

$\delta(t)$ = Fonction de Dirac

Notations utilisées

d = distance entre le MS et la BS

i = indice du symbole OFDM

n = index d'atténuation

t = variable temps

a_i = facteur d'atténuation

aff = coefficient linéaire d'atténuation

b_i = rapport entre la puissance du $i^{\text{ème}}$ trajet sur la puissance totale

g_i = puissance du $i^{\text{ème}}$ trajet

$h_T(t)$ = filtre d'émission rectangulaire de largeur T

n_l = échantillons de bruit blanc gaussien additif

p_p = puissance des symboles pilotes

p_u = puissance moyenne utilisée par chaque utilisateur

x_i = vecteur de données transmises

y_l = vecteur signal reçu et observé au niveau des M antennes

β = matrice qui modélise le path loss et le shadowing

β_{ilk} = matrice des effets de modélisation du path loss et de shadowing

$\sigma_{\tau_{max}}$ = delay spread τ_{max}

σ^2 = variance du bruit

$\sigma_{n_l}^2$ = variation du bruit

σ_τ = Root Mean Squared du delay spread

$\bar{\tau}$ = délai moyen d'arrivée de la totalité des signaux au niveau du récepteur

τ_i = délai d'arrivée du signal au niveau du récepteur

A = matrice complète de dimension $M \times P$ qui gère le fast-fading

B = largeur de bande passante

BS = Base station (station de base)

dB= décibels
 $f(X_\sigma)$ = loi de distribution normale de X_σ
 G = matrice des gains de chemins
 H = matrice des coefficients d'évanouissement rapide, d'atténuation géométrique, d'évanouissement log-normal
 $H(F)$ = transformée de Fourier d'un système de communication sans fil multi-trajets
 $h(t)$ = fonction de transfert, réponse impulsionnelle du canal sans fil
 I = matrice identité
 K = nombre de terminaux
 L = nombre de cellules
 M = nombre d'antennes au niveau de la station de base
 MS = nombre de terminaux
 N = nombre de sous-porteuses
 P = nombre de déviations dans le domaine angulaire dû aux obstacles présents sur le trajet des signaux
 T = durée d'un symbole
 B_c = Bande de cohérence
 B_s = Bande passante du signal
 $e^{-j2\pi F_c \tau_i}$ = composante complexe appelée facteur de phase
 F_c : Fréquence de la porteuse
 F_m = fréquence maximale du signal $S_b(t)$
 F_i = fréquence de la $i^{ème}$ sous-porteuse
 $G_{i,l}$ = matrice de dimension $P \times K$ qui contient les gains de chemin
 $H_{i,l}$ = matrice de dimension $P \times K$ des coefficients d'évanouissement rapide
 P_L = Path Loss
 R_x = matrice de covariance
 $S_b(t)$ = Signal bande de base
 $S_b(t)e^{j2\pi F_c t}$: Equivalent du signal complexe bande de base du signal passe bande $S(t)$
 X_i = données transmises sur la $i^{ème}$ sous-porteuse
 X_l = information symbole transmise par la $l^{ème}$ sous-porteuse
 X_σ = décrit les effets de shadowing
 W = Watt
 $y_b(t)$ = Signal composé du signal transmis
 $\Gamma_{i,l}$ = Matrice du canal de propagation avec i lignes et l colonnes

Glossaire

3GPP= 3rd Generation Partnership Project
4G= réseau mobile de 4^{ème} génération
5G= réseau mobile de 5^{ème} génération
AM= Amplitude modulation (modulation d'amplitude)
AoA= Angle of Arrival
AWGN= Additive White Gaussian Noise (Bruit Blanc Gaussien Additif)
BER= Bit Error Rate
BLER= BLoc Error Rate
BP= Algorithme de propagation de croyance (Belief propagation)
CMR= Conférence Mondiale des Radiocommunications
CNA= Convertisseur Numérique Analogique
COFDM= Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing
CP-OFDM= Cyclic Prefix - orthogonal frequency-division multiplexing
DL= Downlink (Descendant)
DVB-T = Digital Video Broadcasting-Terrestrial
D2D= Device to. Device
ESMV= Estimation de Séquences par le Maximum de Vraisemblance
EVM= Error Vector Magnitude (amplitude du vecteur d'erreur)
FAI= Fournisseurs d'Accès Internet
FBMC= Filter Bank based Multi-Carrier
FDD= Frequency Division Duplex
FER= Frame Error Rate
FFT= (transformée de Fourier rapide)
F-OFDM= Filtered - Orthogonal Frequency Division Multiplexing
FSK= Frequency Shift Keying (modulation par changement de fréquence)
GFDM= Generalized Frequency Division Multiplexing
GHz= Giga Hertz
GPS= Global Positioning System (Géo-positionnement par satellite)
GSA= Global Mobile Suppliers Association
H2H= Human to Human
HSDPA= High Speed Downlink Packet Access
HSPA+= High Speed Packet Access+
HSUPA= High Speed Uplink Packet Access
IFFT=Inverse Fast Fourier Transform (Transformée rapide de Fourier Inverse)
IMT= International Mobile Telecommunications (Système International de Télécommunications mobiles)
IoE= Internet of Everything
IoT= Internet of Thing
IP= Internet Protocol
ISI = InterSymbol Interference (interférences inter-symboles)
IUT= Union Internationale des Télécommunications
KHz= Kilo Hertz

LDPC= Low Density Parity Check (codes à faible densité)
 LOS= Line Of Sight
 LTE = Long Term Evolution
 M2M= Machine to Machine
 MCM= Multi-Carrier Modulation
 MHz= Méga Hertz
 MIMO= Multiple Input Multiple Output
 MISO= Multiple Input Single Output
 MMSE= Minimum Mean Square Error
 MPEG= Moving Picture Experts Group
 MRC= Maximum Ratio Combiner
 MU= Multi-users (Multi utilisateurs)
 MV= Maximum de Vraisemblance
 MVNO= Mobile Virtual Network Operator
 NLOS= Non-Line Of Sight
 OFDM= Orthogonal Frequency-Division Multiplexing ()
 PSK= Phase Shift Keying (modulation par changement de phase)
 QAM= Quadrature Amplitude Modulation (Modulation d'Amplitude en Quadrature)
 QoS= Quality of Service (Qualité de service)
 QPSK= Quadrature Phase Shift Keying (Modulation en Quadrature de Phase)
 RF Radio Frequency (Fréquence Radio)
 RMS =Root Mean Squared (Moyenne Quadratique)
 SER= Single Error Rate
 SIMO= Single Input Multiple Output
 SISO= Single Input Single Output
 SNIR= Signal Noise and Interference Ratio
 SNR= Signal Noise Ratio
 TDD= Time Division Duplex
 UPMC= Universal Filtered Multi-Carrier
 UL= Uplink (Montant)
 UMTS= Universal Mobile Telecommunications System
 Wifi= Wireless Fidelity (norme 802.X)
 WiMax= Worldwide Interoperability for Microwave Access
 WLAN= Wireless Local Area Network
 W-OFDM= Wideband - Orthogonal Frequency Division Multiplexing
 ZF= Zero-Forcing

Introduction

Les usagers du réseau mobile 2G ont acquis une expérience avec leurs smartphones qui font qu'ils délaissent plus le réseau 2G pour s'orienter (ou en se connecter) vers les réseaux 3G voire 4G afin d'utiliser au maximum les services que procurent les applications présentes et téléchargeables dans les dits terminaux. Ceci a pour conséquence de toujours dimensionner les différents réseaux mobiles qui existent chez l'opérateur afin de contenir les divers flux de données et la voix en provenance d'autres opérateurs locaux, de transit, de services et d'applications menaçantes comme Viber, WhatsApp, Talkray, Facebook, iBooks, Babel, imo, LinkedIn, Libon, LeKiosk, App Store, TuneIn Radio, Truecaller, etc.

Dans les milieux urbains voire denses, en général, les usagers desdits réseaux ont de plus en plus besoin de la qualité de service et de la capacité dans leur cellule de présence respective. L'opérateur est, de fait, obligé de gérer de plus en plus de clients experts et exigeants dans leurs usages. Pour ce faire, deux approches existent pour l'opérateur:

- Améliorer la qualité du signal reçu avec la couverture de certaines zones avec des femto-cells et des small-cells
- Améliorer la capacité internet

Avec la densification et l'extension des réseaux cellulaires mobiles, la bande passante pour l'Internet Mobile sera dimensionnée en conséquence pour faire face à la croissance exponentielle du trafic mobile. Il y aura donc plus d'équipements additionnels et par conséquent plus d'interférences destructrices voire constructrices de signaux. Par rapport à ces problèmes d'interférences, plusieurs techniques de réduction d'interférences intra et intercellulaires sont déployées. Elles procurent des gains de performance considérables. Nous pouvons citer les Multi User (MU) MIMO, l'Interference Alignment, le Multicell Processing, etc.

Dans cette thèse, nous avons opté de travailler sur la gestion des interférences dans les réseaux Massive MU MIMO (Multi User Multiple Input Multiple Output). Les systèmes Massive MU MIMO permettent de partager le débit radio et d'émettre des flux de données vers deux ou plusieurs terminaux mobiles. La technique de multiplexage MIMO permet le transfert de données à longue portée et avec

une efficacité spectrale qui varie selon le nombre d'antennes utilisées au niveau des stations de base (BS ou Base Station). Elle est utilisée en version standard dans la technologie LTE et nous constatons qu'avec une évolution de cette dernière technologie, à savoir la 5G qui utilise un système multi-antennaire élevé, il y aura encore de plus en plus d'interférences. L'idée est donc de traiter la matrice du canal entre les émetteurs et les récepteurs et d'utiliser des fonctionnalités de détecteurs au niveau des terminaux mobiles et de pré-codeurs au niveau des stations de base pour réduire les bruits, les interférences et les effets de contamination des symboles pilotes afin d'estimer efficacement les débits réels minimum et maximum du canal de transmission. Les effets de contamination des symboles pilotes constituent un goulot d'étranglement pour la performance. La synchronisation entre les pilotes de liaison montante fournit le pire scénario d'un point de vue d'effet de contamination des symboles pilotes; étant donné que tout manque de synchronisation tend à décorréler statistiquement les pilotes. Si les symboles pilotes envoyés par les utilisateurs d'une seule antenne dans la même cellule, sont mutuellement orthogonaux, par conséquent, les interférences intra-cellulaires sont négligeables dans la phase d'estimation du canal. Cependant, les symboles pilotes non orthogonaux (éventuellement identiques) sont réutilisés d'une cellule à l'autre, ce qui entraîne une contamination de symboles pilotes de cellules interférant par rapport à une cellule de référence. Les canaux interférents entrent directement dans l'estimation du canal souhaité.

La performance de l'estimation du canal est alors limitée par le rapport du signal/(contamination de symboles pilotes + interférents + bruits) à la station de base; ce qui limite la capacité à concevoir une solution efficace de formation de faisceau évitant les interférences. Le rôle des matrices de covariance est de capturer l'information de structure liée à la distribution (principalement la moyenne), la propagation et les angles d'arrivée multiples au niveau de la station de base. En raison de la position généralement élevée de la station de base, les rayons arrivent sur les antennes avec un écart d'arrivée fini (AoA) et un angle moyen dépendant de l'emplacement de l'utilisateur.

Lors de la connaissance du canal, des messages séquencés avec des symboles binaires (0 et 1) sont envoyés entre les émetteurs et les récepteurs. En plus des interférences déjà évoquées, viennent s'ajouter des effets de contamination des symboles pilotes dus à l'interaction de tous les symboles intra et intercellulaires qui sont envoyés.

Vu que l'environnement est rempli d'objets diffuseurs d'ondes, les différentes composantes des signaux présents dans les systèmes de radiocommunications sont également déviées dans diverses directions suite à leurs interactions avec les dits objets.

De manière asymptotique, et faisant varier les paramètres antennaires ou les angles de diffusion (au départ ou à l'arrivée selon le sens de l'étude c'est-à-dire en phase montante ou en phase descendante), certains travaux ont permis d'avoir des résultats qui fixent les limites approximatives de l'efficacité spectrale dans le canal. Les effets de contamination des symboles pilotes restent cependant très élevés par rapport aux effets de bruit et des interférences (intra, extra) cellulaires. En les réduisant considérablement, la technologie 5G permettra de bénéficier de débits de données de l'ordre du gigabit sur les réseaux mobiles, d'une couverture universelle, d'un temps de latence extrêmement réduit et d'une capacité de connexion massive pour les applications et services de l'Internet des Objets (IoT) et de l'IoE (Internet of Everything) : les communications de machine à machine (M2M), les véhicules connectés, etc.. Pour atteindre ces objectifs ambitieux, et en plus de la réduction des interférences, les nombreux autres défis à relever sont:

- Concevoir des algorithmes de formation de faisceaux (beamforming) et de précodage pour des réseaux d'antennes et des systèmes Massive MU MIMO;
- Estimer les modifications à apporter aux architectures de systèmes RF (Radio Frequency) afin d'atteindre des débits de données plus élevés grâce aux ondes millimétriques;
- Concevoir des modèles de canal précis à partir de données de mesures réelles pour les fréquences supérieures à 6 GHz;
- Évaluer les caractéristiques de performance des nouvelles formes d'onde et des algorithmes à implémenter au niveau des récepteurs;
- Créer un banc de test hardware pour vérifier les designs 5G avec des signaux radio réels dans des scénarios réalistes
- Etc.

Dans un temps de cohérence donné, avec une bonne synchronisation de la porteuse et des symboles, le nombre de séquences de pilotes orthogonaux envoyés est limité et réutilisé dans les cellules voisines. La qualité du signal (QoS – Quality of Service) à l'envoi comme à la réception est liée étroitement à la réduction des éléments de perturbation et de perte. La modélisation, au-dessus de

l'interface Air, des émetteurs et des récepteurs permet la mise en place d'algorithmes pour une meilleure analyse du codage canal, de la modulation, des architectures Massive MU MIMO, du taux d'erreur binaire avec le diagramme de constellation et de l'œil, du multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM); également pour analyser les performances des liaisons, la robustesse du signal, l'architecture du système de travail, les effets du canal, l'estimation du canal, l'égalisation du canal, la synchronisation du signal et les sélections de modulation de sous-porteuse. Quelques pistes d'amélioration à présenter sont:

- La formation de faisceaux est une technique clé qui est utilisée pour améliorer le rapport signal/bruit des signaux reçus (SNR ou Signal Noise Ratio; SNIR ou Signal Noise and Interference Ratio), éliminer les sources d'interférences indésirables liées aux services de télécommunications mesurées par BLER (BLoc Error Rate), SER (Single Error Rate), FER (Frame Error Rate) afin de focaliser les signaux transmis sur un emplacement spécifique. La formation de faisceaux, est au cœur des systèmes de communication sans fil modernes tels que 5G, LTE et WLAN, et est utilisée dans les réseaux de capteurs, dans les systèmes radar, sonar, d'imagerie médicale et audio.
- La robustesse du signal est un facteur important lors de sa propagation au-dessus de l'interface Air. Pour ce faire, la bande de fréquence allouée est décomposée en un groupe de sous-bandes contiguës (sous-porteuses) plus étroites. Chaque porteuse est modulée individuellement avec une transformée de Fourier rapide inverse (IFFT). L'utilisation de sous-porteuses orthogonales étroites permet au signal d'acquies de la robustesse sur un canal à évanouissement sélectif en fréquence et élimine l'interférence avec les sous-porteuses adjacentes. Au niveau du récepteur, le signal est démodulé avec une transformée de Fourier rapide (FFT) qui est égalisé avec un gain complexe au niveau de chaque sous-porteuse. Le schéma de modulation à porteuses multiples est très utilisé dans les communications sans fil des systèmes WLAN, LTE, DVB-T et 5G. Ce procédé de modulation numérique très utilisé dans les systèmes de communications sans fil est l'OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing). Plusieurs nouvelles formes d'onde OFDM ont été proposées pour les applications 5G, telles que CP-OFDM, F-OFDM, W-OFDM, GFDM, UPMC et FBMC.

Les systèmes multi-antennes, axes de recherche portée de cette thèse, m'amènent à travailler sur le problème de la multiplication des cellules au sein du système de radiotéléphonie cellulaire et bien

évidemment de la génération de niveaux d'interférences élevés intra et intercellulaires. Cette information permet de prévenir les effets néfastes dans la connaissance du canal. Le contexte de recherche coïncide de fait avec la mise en place de solutions de calculs des capacités après la détection et la réduction des perturbations par quelques récepteurs conventionnels au niveau de la réception et dont le but est de permettre une bonne efficacité spectrale des systèmes Massive MU MIMO.

Les études de recherche convergent vers le traitement numérique du signal d'une extrémité à une autre du canal de transmission et sont uniquement axées sur des problèmes purement techniques que pose la nature des signaux porteurs d'information à travers le canal de propagation. L'analyse du signal et son traitement appellent à comprendre les problèmes qui interviennent lors des différentes phases de son parcours. Dans l'étude du signal, on ne s'intéresse pas à l'information elle-même, mais au signal qui la transporte. Le signal peut être représenté de diverses manières suivant les technologies employées et les points de son parcours. Un signal à diagramme temporel permet de déceler quelques anomalies tandis que le diagramme fréquentiel permet de décrire les nombreuses composantes du signal. Il existe plusieurs implémentations de MIMO qui diffèrent par la façon dont les données sont modulées, envoyées et par le nombre d'antennes utilisées au niveau de l'émetteur ou du récepteur. De ce fait, la théorie de Shannon simplifie considérablement le grand nombre d'antennes et suggère des stratégies d'approche de la capacité du canal.

En TDD (Time Division Duplex), de manière réciproque, la connaissance du canal peut être estimée en Uplink comme en Downlink. Le TDD et la réciprocité de canal résultante permettent à chaque appareil d'exploiter pleinement ses degrés de liberté disponibles pour l'atténuation des interférences intra/inter-niveau. L'opération TDD repose sur la réciprocité du canal.

Parmi les indicateurs clés de mesure de la performance, l'amplitude du vecteur d'erreur (EVM ou Error Vector Magnitude) est utilisée et est comparée au vecteur signal propagé initialement. La théorie de l'information de Shannon fournit, dans des conditions précises, des limites aux performances réalisables des systèmes de communication. Selon le théorème de codage du canal bruyant, pour tout lien de communication, il existe une capacité ou un taux réalisable, de sorte que pour tout débit de transmission inférieur à la capacité, il existe un schéma de codage qui rend le taux d'erreur arbitrairement faible.

Nous allons de fait étudier leurs performances en termes de symboles transmis, de la contamination des symboles pilotes, des interférences et des bruits.

La thèse sera structurée comme suit:

Le premier chapitre montre les différentes étapes de traitement numérique de l'information qui sont mises en exergue. Les symboles y sont traités. Le fait de transmettre un train numérique de symboles par voie hertziennne est un challenge à relever si à la réception, des procédés techniques permettent de les retrouver intacts, indépendamment des chemins multiples (réflexions, échos, antenne recevant des émetteurs différents, effet doppler, etc.) empruntés depuis le ou les émetteurs. Les aspects d'un transport de l'information avec la modulation requise y sont présentés. Le transport de plus d'un bit par symbole ou d'un bit par impulsion présente des avantages. Il réduit le temps nécessaire pour envoyer une quantité estimée de données sur une bande passante limitée. Un rendement spectral élevé en bit/s/Hz peut être atteint, c'est-à-dire un taux de bits élevé en bits/s, bien que la bande passante en hertz puisse être faible. La vitesse de transmission maximale pour une bande passante pour des procédés de modulation courants, tels que QAM, PSK, OFDM, COFDM, etc., est approximativement égale à la largeur de bande passante. La vitesse de transmission maximale ou la fréquence d'impulsion pour un canal de bande de base est appelée vitesse de Nyquist et est le double de la bande passante (double de la fréquence de coupure). Les signaux bande étroite, bande de base ainsi que les nouvelles formes d'onde OFDM pour la 5G y sont abordés. Dans le canal de propagation, nous étudions également les effets de modélisation du path loss et de shadowing et nous montrons d'ores et déjà les effets d'atténuation dans le canal.

Le deuxième chapitre présente les interférences et les évolutions numériques du mobile. Des signaux provenant de l'extérieur et les interférences à l'intérieur du système étudié créent beaucoup de problèmes de réception qui impactent sur le SINR et par conséquent sur le débit. La cherté du spectre et la largeur actuelle des bandes de fréquence poussent à la réutilisation des fréquences dans les cellules voisines. Ces interférences intra et extra ainsi que les nombreuses contaminations entre symboles qui en résultent font l'objet de l'étude de cette thèse et notre mission est de monter comment les gérer dans les systèmes MIMO massifs. Les algorithmes pour la reconstruction des symboles au niveau des détecteurs tendent à se complexifier par rapport à la nature des canaux (signaux réels ou abstraits). Donc avec un

peu de données non nulles et arriver à reconstruire le signal du fait de l'impact de sa dégradation, c'est tout l'intérêt qui justifie cette bonne gestion des interférences.

Le troisième chapitre traite les systèmes MIMO massifs. Les concepts de l'orthogonalité de la fréquence y sont abordés. Les performances d'une liaison sont calculées en s'appuyant sur le coding, la modulation, la modulation adaptative et l'égalisation. Nous avons montré l'intérêt de l'orthogonalité des codes, de la diversité d'ordre et calculé la puissance optimale pour un système MIMO avec l'algorithme de Waterfiling associée à la technique de Lagrange de même que le calcul des taux d'erreurs des systèmes sans fil comparés aux systèmes filaires dans le cadre de la diversité de liaisons.

Le quatrième chapitre met en exergue la méthode de calcul choisie pour l'estimation du canal de même que les approches déployées lors de la reconstruction des symboles. Les calculs de capacités y sont également effectués à partir des calculs des SNIR (Signal to Noise plus Interference Ratio) obtenus avec les récepteurs conventionnels MRC (Maximum Ratio Combiner), le ZF (Zero-Forcing) et le MMSE (Minimum Mean Square Error) dans les systèmes massifs MIMO. Nous avons examiné l'inexactitude de l'estimation du canal et son effet sur le débit lors de la séquence d'apprentissage du canal. La meilleure solution est d'avoir cependant la méthode d'estimation de canal la plus efficace qui n'est pas affectée par le bruit, les interférences et la contamination des symboles pilotes. Après l'estimation du canal, les débits des liaisons descendante et montante sont calculés en utilisant l'information générée par les symboles pilotes. Nous constatons à l'Uplink, qu'avec les détecteurs ZF et MMSE, nous convergions vers une solution asymptotique qui permet la connaissance du canal. Les résultats des simulations sont exposés puis analysés. Nous démontrons également que l'erreur de l'estimation augmente proportionnellement lorsque les cellules L augmentent de façon significative. Et plus la puissance des symboles pilotes augmente, plus la diminution en dB du débit de la liaison montante est proportionnelle à l'augmentation de l'atténuation du canal. Nous avons également montré l'intérêt d'étudier le débit à l'Uplink en comparant ainsi le débit obtenu avec détecteur ZF à celui obtenu avec le précodeur ZF.

La conclusion et les perspectives clôturent la thèse.

Chapitre I: La chaîne de traitement numérique

Chapitre I: La chaîne de traitement numérique

I.1 Les types de signaux

I.1.1 Le signal complexe bande étroite

Le signal complexe bande étroite fait passer différentes communications sur des canaux différents.

Supposons F_m la fréquence maximale du signal $S_b(t)$ transmis telle que les signaux arrivent presque en même temps sans aucun retard:

$$S_b(t - \tau_i) \sim S_b(t)$$

Alors le signal $y_b(t)$ s'écrit selon l'équation (1-1) :

$$y_b(t) = S_b(t) \sum_{i=0}^{L-1} a_i e^{-j2\pi F_c \tau_i}$$
$$y_b(t) = h S_b(t) = S_b(t) \sum_{i=0}^{L-1} a_i e^{-j2\pi F_c \tau_i} \quad (1-1)$$

I.1.2 Le signal complexe bande de base

Le signal complexe bande de base transporte les signaux numériques sous la forme d'impulsions discrètes sur une unique fréquence et sur toute la bande passante à savoir toute la capacité du canal.

Dans une situation de NLOS (Non-Line Of Sight), plusieurs trajets sont empruntés par le signal en destination du récepteur, avec des délais d'arrivée différents:

La réponse impulsionnelle du canal sans fil s'écrit alors:

$$h(t) = a_0 \delta(t - \tau_0) + a_1 \delta(t - \tau_1) + \dots + a_{L-1} \delta(t - \tau_{L-1})$$

$$h(t) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i \delta(t - \tau_i) \quad (1-2)$$

a_i est le facteur d'atténuation; τ_i est le délai.

Le signal sans fil s'écrit alors:

$$y(t) = S(t) * h(t)$$

Avec

$$S(t) = \text{Re}\{S_b(t)e^{j2\pi F_c t}\}$$

$S_b(t)e^{j2\pi F_c t}$: l'équivalent du signal complexe bande de base du signal passe bande $S(t)$

F_c : la fréquence de la porteuse

$*$: le produit de convolution

Face aux évanouissements, le signal net s'écrit:

$$y(t) = \text{Re}\left\{\sum_{i=0}^{L-1} a_i S_b(t - \tau_i) e^{j2\pi F_c (t - \tau_i)}\right\}$$

$$y(t) = \text{Re}\left\{\left\{\sum_{i=0}^{L-1} a_i S_b(t - \tau_i) e^{-j2\pi F_c \tau_i}\right\} e^{j2\pi F_c t}\right\}$$

Le signal complexe bande de base reçu est matérialisé par l'équation (1-3):

$$y_b(t) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i S_b(t - \tau_i) e^{-j2\pi F_c \tau_i} \quad (1-3)$$

$e^{-j2\pi F_c \tau_i}$ est une composante complexe appelée facteur de phase

Les retards entre les signaux sont considérables d'où la cause de la sélectivité en fréquences. Du fait de leurs trajets multiples, ils arrivent différemment avec des puissances significatives au niveau du récepteur. Il y a différents chemins de transmission et des phases aléatoires en plus des différentes

puissances liées à chaque trajet. Dans ce canal à trajets multiples, le fading [1] demeure le paramètre le plus important. Pour combattre ce phénomène, le gain de diversité [2] est utilisé entre autres solutions.

I.1.3 Les nouvelles formes d'onde OFDM pour la 5G

Les systèmes de communication sans fil à très hauts débits sont basés sur la modulation OFDM [3-5] (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) : les standards de communication sans fil Wifi (Wireless Fidelity) 802.X, la DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial), la LTE (Long Term Evolution), le WiMax (Worldwide Interoperability for Microwave Access), etc.

L'OFDM est une des techniques de modulation multi-porteuses qui convertit un flux série de données haut-débit en N flux indépendants de données faible-débit modulés par N sous-porteuses orthogonales. En adoptant cette technique de transmission, le canal large bande sélectif en fréquence a été divisé en N sous-canaux bande étroite non sélectifs en fréquence.

Ainsi, le système OFDM améliore l'efficacité de transmission en étant robuste aux multi-trajets et aux interférences sur chaque sous-canal.

La capacité à surmonter les retards, les multi-trajets, et les interférences multi-trajets permet d'augmenter le débit de transmission. Il est cependant plus facile d'égaliser les transporteurs individuels OFDM que d'égaliser le signal comme seul transporteur.

L'OFDM étant un système de transmission par blocs, on introduit généralement un intervalle de garde entre ces derniers. Cela permet d'éliminer l'interférence entre blocs successifs en présence de canaux à plusieurs trajets et de faciliter d'autant plus l'égalisation, à condition que l'intervalle de garde soit de durée supérieure au temps d'arrivée du dernier trajet. Deux types d'intervalles de garde sont couramment utilisés: le préfixe cyclique qui consiste à recopier les derniers échantillons du bloc au début de celui-ci et le bourrage de zéros qui consiste à insérer des zéros au début du bloc. Ces deux techniques conduisent naturellement à une diminution de l'efficacité spectrale. C'est la base de la technologie 4G (quatrième génération du système de communication mobile sans fil) avec le standard cellulaire LTE-4G.

Soit B , la largeur de bande passante disponible pour la communication sans fil.. La fréquence fondamentale est déterminée en fonction du nombre de sous-porteuses (cf. figure 1-1) et inversement :

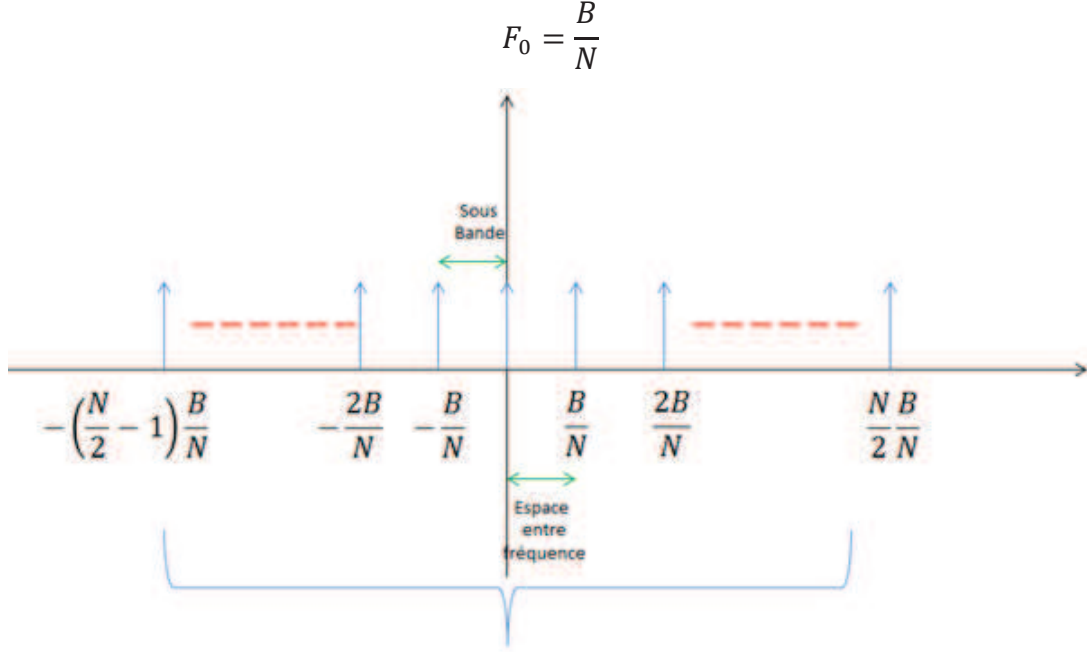


Figure 1-1 : Système à N sous-porteuses

La $i^{\text{ème}}$ sous-porteuse est donnée par:

$$F_i = i \frac{B}{N}$$

$$-\left(\frac{N}{2} - 1\right) \leq i \leq \frac{N}{2}$$

Soit X_i les données transmises sur la $i^{\text{ème}}$ sous-porteuse :

$$S_i(t) = X_i e^{j2\pi F_i t}$$

En modulant les flux de données,

$$S_i(t) = X_i e^{j2\pi \left(i \frac{B}{N}\right) t}$$

$$S(t) = \sum_i S_i(t) = \sum_i X_i e^{j2\pi \left(i \frac{B}{N}\right) t}$$

En démodulant chaque flux avec sa sous-porteuse correspondante, nous obtenons l'équation (1-4) :

$$\begin{aligned}\frac{B}{N} \int_0^{N/B} y(t) (e^{j2\pi F_l t})^* dt &= \frac{B}{N} \int_0^{N/B} \left(\sum_i X_i e^{j2\pi(i\frac{B}{N})t} \right) e^{-j2\pi(l\frac{B}{N})t} dt \\ &= \frac{B}{N} \sum_i \int_0^{N/B} X_i e^{j2\pi(i-l)\frac{B}{N}t} dt\end{aligned}$$

Soit $k = i - l$

$$\begin{aligned}\frac{B}{N} \sum_k \int_0^{N/B} X_i e^{j2\pi k F t} dt \\ \int_0^{N/B} X_i e^{j2\pi(i-l)\frac{B}{N}t} dt &= \begin{cases} 0 & \text{si } i \neq l \\ \frac{N}{B} & \text{si } i = l \end{cases}\end{aligned}\quad (1-4)$$

Pour décoder le $l^{\text{ème}}$ flux de manière cohérente, il faut le démoduler avec $e^{j2\pi l \frac{B}{N}t}$

$$\begin{aligned}\int y(t) (e^{j2\pi l \frac{B}{N}t})^* dt &= \int \left(\sum_i X_i e^{j2\pi i \frac{B}{N}t} \right) e^{-j2\pi l \frac{B}{N}t} dt = \int \left(X_l + \sum_{i \neq l} X_i e^{j2\pi(i-l)\frac{B}{N}t} \right) dt \\ &= \frac{B}{N} \int_0^{N/B} \left(X_l + \sum_{i \neq l} X_i e^{j2\pi(i-l)\frac{B}{N}t} \right) dt = X_l\end{aligned}$$

Le terme

$$\frac{B}{N} \sum_{i \neq l} X_i \int_0^{N/B} e^{j2\pi(i-l)\frac{B}{N}t} dt$$

s'annule.

Par conséquent, l'information symbole qui est transmise par la $l^{\text{ème}}$ sous-porteuse est donc égale à X_l .

Pour recouvrer les autres symboles correspondants aux autres N sous-porteuses, il faut faire une démodulation cohérente de ces dernières correspondant respectivement à $l = -\left(\frac{N}{2} - 1\right), \dots, \frac{N}{2}$

Ceci est en fait la base de l'OFDM plus connu sous le terme de MCM (Multi-Carrier Modulation).

Weinstein et Ebert [6], tous deux ingénieurs au Laboratoire de téléphonie chez Bell, avaient proposé en 1971 l'implémentation simultanée de N modulateurs et N démodulateurs. Ce fut la clé qui permit le multiplexage de données dans le domaine fréquentiel utilisant la transformée de Fourier discrète.

Lors de l'émission, le flux série de données haut-débit subit une modulation appropriée. Les symboles obtenus sont mis en parallèle avant l'insertion de pilotes qui serviront de séquence d'apprentissage pour l'estimation du canal. L'IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) est ensuite appliquée. Un intervalle de garde (appelé préfixe cyclique) est ajoutée entre deux symboles successifs pour lutter contre les interférences inter-symboles (IIS). Le signal OFDM est traité par un CNA (Convertisseur Numérique-Analogique) pour fournir le signal analogique qui sera transmis. Le signal d'entrée est donné par l'équation (1-5) suivante :

$$X_l(t) = \sum_i X_l(i) \delta(t - iT) \quad (1-5)$$

$X_l(i)$ = symbole de données avec l'indice de la $l^{\text{ème}}$ sous-porteuse

i = indice du symbole OFDM

T = durée d'un symbole

En modulant le signal en N sous-porteuses, le signal total émis s'exprime selon l'équation (1-6):

$$S(t) = \sum_i \sum_{l=0}^{N-1} X_l(i) h_T(t - iT) e^{j2\pi(i\frac{B}{N})t} \quad (1-6)$$

$h_T(t)$ = filtre d'émission rectangulaire de largeur T

I.2 Le signal à traiter

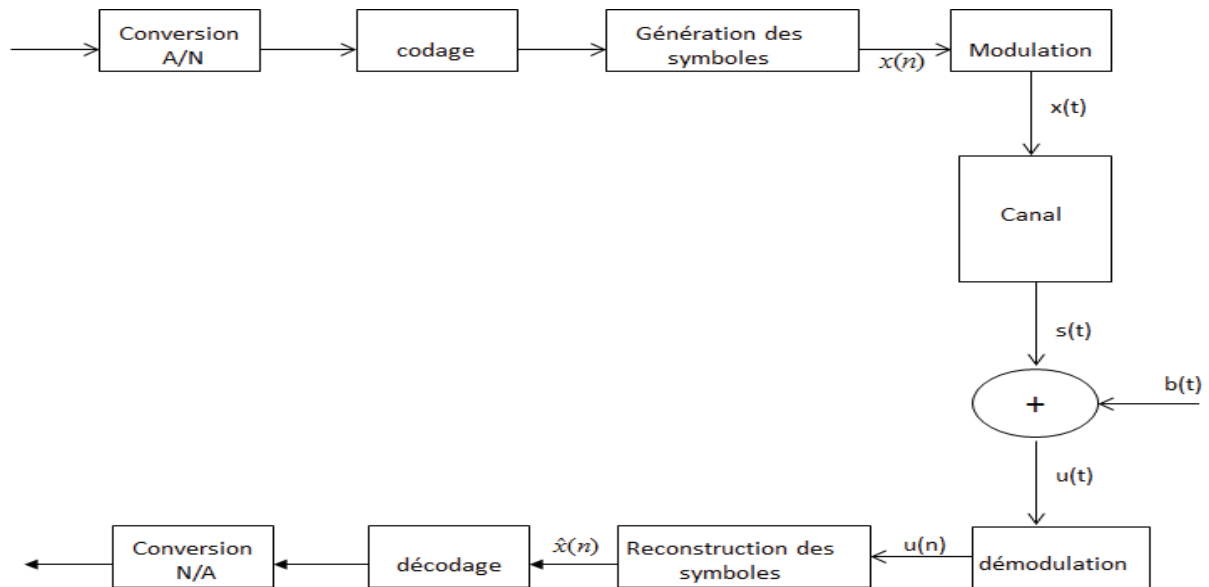


Figure 1-2 : La chaîne de traitement numérique

Soient:

$\{x(n)\}$: Signal d'informations qui représente la séquence des données émises

$\{b(t)\}$: Bruit additif à la sortie du canal de transmission

$\{u(n)\}$: Échantillons bruités à la sortie du canal

$\{\hat{x}(n)\}$: Séquence des données estimées à la sortie de l'élément de décision, suite à une reconstruction des symboles

Dans la chaîne de traitement numérique (cf. figure 1-2), le signal $x(n)$ est converti en N bits. L'établissement d'équations mathématiques à effectuer sur les valeurs numériques du signal entrant numérisé en 2^N états permet d'obtenir une suite de valeurs numériques correspondant au signal sortant qui est souhaité. Les symboles sont ainsi générés.

I.3 Le codage des symboles

Un symbole est décrit comme un état dans une transmission en bande de base numérique. Un dispositif émetteur place des symboles sur le canal à un taux de symboles τ fixe et connu [7-9] ou aléatoire [10, 11], et le dispositif récepteur a pour tâche de détecter la séquence de symboles afin de

reconstruire les données transmises. Chaque symbole peut coder un ou plusieurs chiffres binaires ou bits. Les données peuvent également être représentées par les transitions entre symboles, ou même par une séquence de nombreux symboles. Un symbole transmettant N bits simultanément a donc une valence M de 2^N . La relation entre la valence et le nombre de bits est de:

$$M = 2^N \Leftrightarrow N = \log_2 M$$

Plus il y a de bits à chaque échantillon, plus le temps de transmission sera élevé, plus le débit en ligne de transmission sera grand. Le temps de transfert d'une page Internet peut être diminué par une différence entre deux échantillonnages successifs.

Les codages différentiel et prédictif permettent de se rendre compte de la baisse ou de la montée en capacité du signal transmis. Contrairement au codage adaptatif qui est très utile pour adapter la qualité du signal à l'encombrement du réseau qui le transmet.

Les turbo codes ont été inventés par des chercheurs français [12] au début des années 90 et ont constitué une grande avancée dans le domaine de la transmission.

Ils sont présents dans la plupart des standards modernes de télécommunication et commencent à apparaître dans les applications (par exemple pour la transmission des données dans le téléphone mobile de troisième génération UMTS).

Les turbo codeurs traitent l'information de départ d'abord. Ensuite, le canal la transforme avec l'apparition d'erreurs binaires tenant compte de la probabilité d'erreur lors de la transmission.

Ils permettent de se protéger des erreurs de transmission avec l'ajout de symboles supplémentaires afin de reconstituer l'information malgré une communication perturbée.

Les codes LDPC (Low Density Parity Check ou codes à faible densité) ont été découverts par Gallager [13-15] dans les années 60. Mais il a seulement proposé une méthode générale pour construire des codes LDPC pseudo-aléatoires.

Ces codes ont été ignorés jusqu'à 1981 quand Tanner [16] leur a donné une nouvelle interprétation d'un point de vue graphique.

Après l'invention des turbo-codes, les codes LDPC furent redécouverts au milieu des années 90 par MacKay [17], Wilberg [18] et Sipser [19].

Un code LDPC est caractérisé par sa matrice de parité qui contient beaucoup de zéros (0) et peu de un (1).

Le codage par blocs spatio-temporels est une technique utilisée dans les communications sans fil pour transmettre plusieurs copies d'un flux de données sur un certain nombre d'antennes et exploiter les diverses versions reçues des données pour améliorer la fiabilité du transfert de données. Le fait que le signal transmis doit traverser un environnement potentiellement difficile avec diffusion, réflexion, réfraction et ainsi de suite et peut ensuite être corrompu par le bruit thermique dans le récepteur signifie que certaines des copies reçues seront «meilleures» que d'autres. Cette redondance augmente les chances de pouvoir utiliser une ou plusieurs des copies reçues pour décoder correctement le signal reçu.

En effet, le codage spatio-temporel combine de manière optimale toutes les copies du signal reçu pour extraire autant d'informations que possible de chacune d'elles. La plupart des travaux sur les communications sans fil jusqu'au début des années 1990 se sont concentrés sur la présence d'un réseau d'antennes à une seule extrémité de la liaison sans fil, généralement au niveau du récepteur.

Les séminaires de Gerard J. Foschini et Michael J. Gans [20], Foschini [21] et Emre Telatar [22] ont élargi la portée des possibilités de communication sans fil en montrant que pour l'environnement à diffusion élevée, des gains de capacité substantiels sont permis et utilisés aux deux extrémités d'un lien. Une approche alternative à l'utilisation de plusieurs antennes repose sur le fait d'avoir plusieurs antennes d'émission et seulement facultativement plusieurs antennes de réception.

Proposés par Vahid Tarokh, Nambi Seshadri et Robert Calderbank [23], ces codes spatio-temporels (STC) permettent d'obtenir des taux d'erreur significatifs par rapport aux systèmes à antenne unique. Leur schéma original était basé sur des codes en treillis (STTC) mais les codes de blocs (STBC) plus simples ont été utilisés par Siavash Alamouti [24] et plus tard Vahid Tarokh, Hamid Jafarkhani et Robert Calderbank [25-27] pour développer des codes-blocs spatio-temporels (STBC).

I.4 La transmission par modulation

La transmission par modulation d'amplitude AM ou ASK (Amplitude Shift Keying), par changement de phase ou PSK (Phase Shift Keying), par modulation de fréquence ou FSK (Frequency Shift Keying), ou avec leurs variantes peuvent générer des taux d'erreurs élevés lors de la transmission du signal. Les taux d'erreurs binaires ou BER (Bit Error Rate) en fonction du Signal/Bruit permettent de juger de la qualité du codage.

Plus on code de bits par symbole, plus les symboles sont rapprochés et donc plus on est sensible au bruit. Un symbole très bruité et donc éloigné de son emplacement d'origine, peut être confondu avec le symbole adjacent (d'où l'utilité des opérations d'entrelacement et de corrections d'erreurs). Lors des streaming de flux vidéo visualisés au niveau des terminaux mobiles, l'opérateur en question doit pouvoir faire des diffusions à ses abonnés en démodulant le signal QPSK et moduler par la suite les trains MPEG en QAM 64 par exemple. Une des principales caractéristiques des canaux de diffusion numérique tient au fait qu'ils peuvent subir des grandes dégradations sans que cela ne soit visible. Mais lorsque l'on dépasse un certain seuil, la rupture de service est brutale et totale.

La modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [28-31] fournit un moyen efficace pour résister aux multi-trajets (NLOS). Avec le temps symbole de l'OFDM et l'utilisation d'un préfixe cyclique, les interférences inter-symboles (ISI) sont éliminées. La modulation OFDM est composée de multiples bandes étroites avec de multiples sous-porteuses orthogonales entre elles. L'évanouissement du signal est localisé à un sous-ensemble de porteuses : ce qui est relativement facile à égaliser.

I.5 Le signal transmis observé et reçu au niveau de la station de base

Des canaux de transmission imparfaits entraînent des pertes de propagation du signal qui génèrent des erreurs lors des échanges de données.

Soit un système avec K terminaux et L cellules équipées chacune d'une station de base (BS) qui est surmontée de M antennes. Avant la transmission des données, les K terminaux en phase montante et

les M antennes en phase descendante s'échangent un signal d'information appelée «séquence d'apprentissage».

Soit une station de base choisie pour recevoir l'ensemble des signaux des K terminaux comme le montre la figure 1-3 ci-dessous :

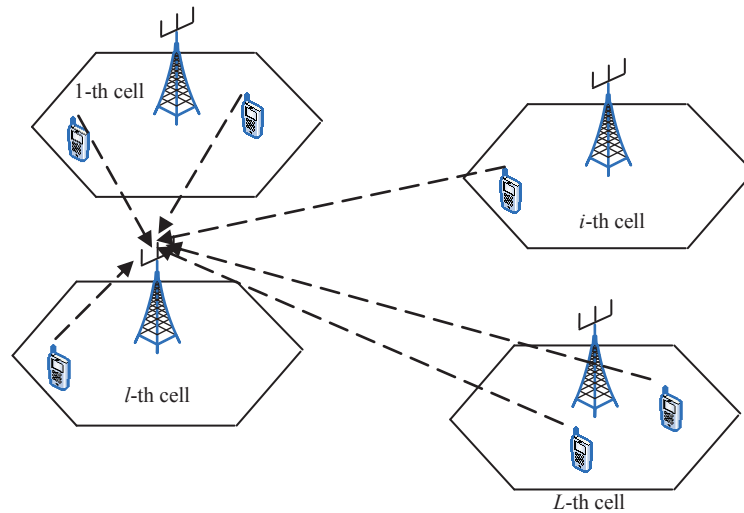


Figure 1-3 : Le schéma de contexte étudié

Les modes de propagation sont de type TDD ou FDD, en transmission synchrone voire asynchrone (cf. figure 1-4).

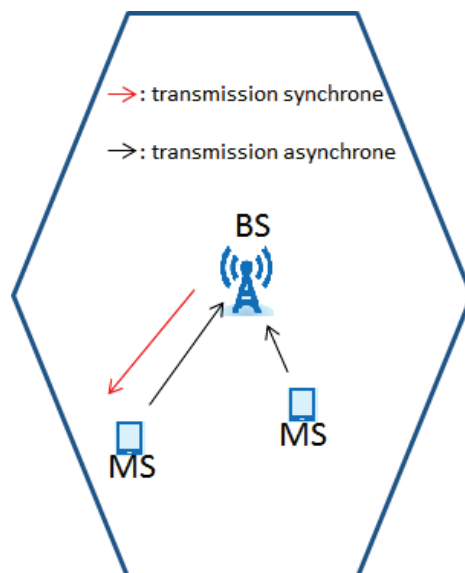


Figure 1-4 : Les modes de transmission

Le mode TDD génère une synchronisation en temps de toutes les stations de base (BS) d'une même zone géographique (via récepteur GPS). Les bandes dédiées montant (Upload / UL) et descendant (Download / DL) sont séparés par une bande de garde.

Le mode FDD génère une synchronisation en fréquence par le réseau de transmission. Les bandes dédiées montant (Upload / UL) et descendant (Download / DL) sont séparés par une bande de garde.

Les effets d'éblouissement sont dus aux effets de transmission radio non attendus par le récepteur. Les bruits peuvent être additifs (thermique, radiations, etc.) ou multiplicatifs (atténuations successives, etc.).

Le vecteur signal reçu et observé y_l au niveau des M antennes, lors de cette séquence d'apprentissage, s'écrit comme suit dans l'équation (1-7):

$$y_l = \sqrt{p_u} \sum_{i=1}^L \Gamma_{i,l} x_i + n_l \quad (1-7)$$

Où $\Gamma_{i,l}$ est la matrice du canal



Telle que décrit sur la figure 1-5, ci-après:

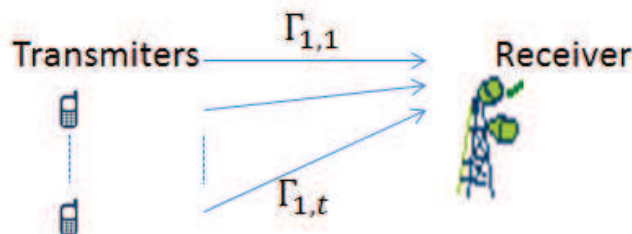


Figure 1-5 : Le canal de propagation

Avec,

$$\Gamma_{i,l} = \begin{bmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} & \cdots & \Gamma_{1t} \\ \Gamma_{21} & \Gamma_{22} & & \Gamma_{2t} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \Gamma_{r1} & \Gamma_{r2} & \cdots & \Gamma_{rt} \end{bmatrix}$$

$\Gamma_{i,l}$ représente la matrice de canal de dimension $M \times K$. $\sqrt{p_u}x_i$ est le vecteur transmis de dimension $K \times 1$ (la puissance moyenne utilisée par chaque utilisateur est p_u) et n_l contient $M \times 1$ échantillons de bruit blanc gaussien additif (AWGN). Nous supposons que les éléments de n_l sont gaussiens, distribués avec une moyenne et une variance nulles:

$$E[n_l n_l^H] = \sigma_{n_l}^2 I_M$$

$$E[n_l^H n_l] = M \sigma_{n_l}^2$$

Le vecteur signal résultant se décompose en une partie composée de l'information et en une autre partie composée des bruits des terminaux et des interférences induites par les pilotes envoyés par ces derniers. Les antennes de réception forment les vecteurs de signaux reçus des terminaux présents dans toutes les cellules.

La matrice $\Gamma_{i,l}$ du canal est décrite comme suit:

$$\Gamma_{i,l} = A G_{i,l}$$

Où:

A est une matrice complète de dimension $M \times P$ qui gère le fast-fading. P est l'ensemble des directions des signaux dérivés par des obstacles présents sur leur trajet. Le canal est un modèle à dimension finie présentant un domaine angulaire divisé en un nombre important mais fini de P directions, $P < M$, à travers lesquelles transitent les informations. Chaque direction, correspondant à un pas $\frac{\pi}{P}$ dans l'intervalle $[-\pi/2, \pi/2]$, $p = 1, \dots, P$, $m = 1, \dots, M$. Les coefficients $A_{m,p}$ s'expriment [50] comme suit dans l'équation (1-8):

$$A_{m,p} = \frac{1}{\sqrt{P}} e^{j \left[m \sin \left(\frac{-\pi}{2} + p \frac{\pi}{P} \right) \right]} \quad (1-8)$$

$G_{i,l}$ est une matrice de dimension $P \times K$ qui contient les gains de chemin. Les éléments de la matrice $\mathbf{G}_{i,l}$, représentés par $\mathbf{G}_{i,l}(:, k)$, sont supposés indépendants.

$$E[G_{i,l}^H(:, k)G_{i,l}(:, k)] = E[g_{ilk}^H g_{ilk}] = E\left[\sum_{m=1}^P |g_{il}(m, k)|^2\right] = E\left[\sum_{m=1}^P |g_{ilkm}|^2\right] = 1$$

Le canal de propagation $\mathbf{G}_{i,l}$, tel que décrit par l'équation (1-9) ci-dessous, modélise l'évanouissement rapide indépendant, l'atténuation géométrique et l'évanouissement log-normal:

$$G_{i,l} = H_{i,l} D_{i,l}^{1/2} \quad (1-9)$$

$H_{i,l}$ est la matrice $P \times K$ des coefficients d'évanouissement rapide entre les K utilisateurs et la station de base de référence. Les vecteurs de la matrice $H_{i,l}$, représentés par $\mathbf{H}_{i,l}(:, k)$, sont indépendants:

$$E[H_{i,l}^H(:, k)H_{i,l}(:, k)] = E[h_{ilk}^H h_{ilk}] = E\left[\sum_{m=1}^P |h_{il}(m, k)|^2\right] = E\left[\sum_{m=1}^P |h_{ilkm}|^2\right] = 1$$

$D_{i,l}$ est une matrice diagonale $K \times K$ dont les éléments diagonaux sont donnés par $[D_{i,l}]_{k,k} = \beta_{ilk}$.

Par conséquent, y_l s'écrit comme suit dans l'équation (1-10):

$$y_l = \sqrt{p_u} A \sum_{i=1}^L G_{i,l} x_i + n_l = \sqrt{p_u} A \sum_{i=1}^L H_{i,l} D_{i,l}^{1/2} x_i + n_l = \sqrt{p_u} A \sum_{i=1}^L H_{i,l} \sqrt{\beta_{i,l}} x_i + n_l \quad (1-10)$$

I.6 Le canal de propagation

Avec les effets d'atténuation dans le canal, nous étudions les effets de modélisation du path loss et de shadowing décrits par l'expression de β_{ilk} dans l'équation (1-11):

$$\beta_{ilk} = e^{-abs\left(\frac{aff \times (i-l)}{k \times L}\right)} \quad (1-11)$$

Où,

aff est les coefficient linéaire d'atténuation.

Le path loss qui inclut les gains d'atténuation, est décrit par l'équation (1-12) :

$$P_L(d)[dB] = \overline{P}_L(d) + X_\sigma = \overline{P}_L(d_0) + 10 \log \left(\frac{d}{d_0} \right)^n + X_\sigma \quad (1-12)$$

Où,

n est l'index d'atténuation

X_σ décrit les effets de shadowing qui suivent la loi de distribution normale décrite dans l'équation (1-13) :

$$f(X_\sigma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(x-\mu)^2/2\sigma^2} \quad (1-13)$$

En faisant varier aff de 1 à 5, l'affaiblissement dans le canal étudié avec les différentes valeurs de M et P , est montré sur les figures 1-6 à 1-8, ci-dessous :

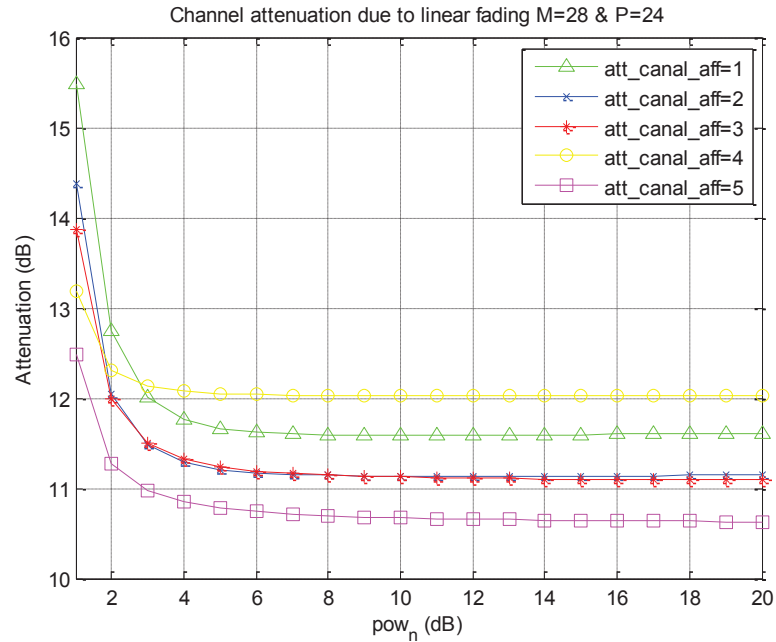


Figure 1-6 : L'atténuation du canal due aux effets de fading pour M=28 et P=24

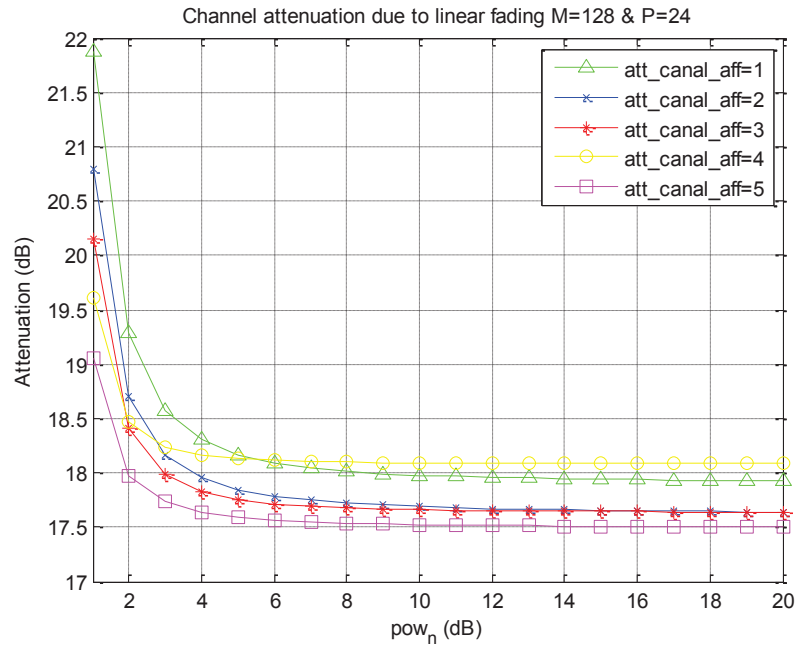


Figure 1-7 : L'atténuation du canal due aux effets de fading pour M=128 et P=24

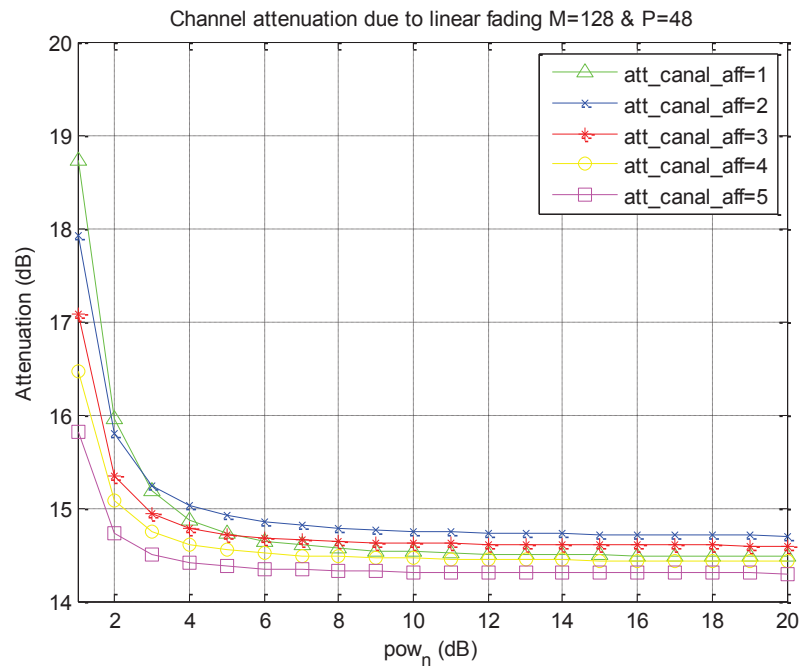


Figure 1-8 : L'atténuation du canal due aux effets de fading pour M=128 et P=48

A cause des obstacles, le signal accuse du retard dû à un multi-trajet ou à un délai, au niveau des terminaux mobiles à l'arrivée.

Des atténuations inattendues sont perceptibles à partir de 2 dB. Le canal est ainsi perturbé avec ces variations aléatoires du fait des types de signaux, des modes de propagation et de l'amplification du bruit.

1.6.1 La bande de cohérence

Dans un temps de cohérence donné, avec une bonne synchronisation de la porteuse et des symboles, le nombre de séquences de pilotes orthogonaux envoyés est limité et réutilisé dans les cellules voisines.

Dans cette situation, un temps de cohérence est nécessaire pour mieux évaluer le canal. Une partie de l'intervalle de la bande de cohérence du canal (cf. figure 1-9) est ensuite utilisée pour la connaissance du canal lors de la liaison montante.

$$h(\tau) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i \delta(\tau - \tau_i)$$

a_i est un facteur d'atténuation; τ_i est le délai

$$H(F) = \int_0^{\infty} h(\tau) e^{-j2\pi F\tau} d\tau = \int_0^{\infty} \left(\sum_{i=0}^{L-1} a_i \delta(\tau - \tau_i) \right) e^{-j2\pi F\tau} d\tau$$

La transformée de Fourier d'un système de communication sans fil multi-trajets est:

$$H(F) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i e^{-j2\pi F\tau_i}$$

Le delay spread τ_{max} s'exprime comme suit:

$$\sigma_{\tau_{max}} = \tau_{L-1} - \tau_0$$

Soit g_i arrivant à τ_i telle que:

$$g_i = |a_i|^2$$

Le rapport entre la puissance du $i^{\text{ième}}$ trajet sur la puissance totale est décrit dans l'équation (1-14):

$$b_i = \frac{g_i}{g_0 + g_1 + \dots + g_{L-1}} = \frac{g_i}{\sum_{j=0}^{L-1} g_j} \quad (1-14)$$

Le délai moyen est de:

$$\bar{\tau} = \sum_{i=0}^{L-1} \frac{|g_i|}{\sum_{i=0}^{L-1} |g_i|} \tau_i = \frac{\sum_{i=0}^{L-1} |g_i| \tau_i}{\sum_{i=0}^{L-1} |g_i|}$$

Le RMS (Root Mean Squared) du delay spread est:

$$\begin{aligned} \sigma_\tau^2 &= b_0(\tau_0 - \bar{\tau})^2 + b_1(\tau_1 - \bar{\tau})^2 + \dots + b_{L-1}(\tau_{L-1} - \bar{\tau})^2 = \sum_{i=0}^{L-1} b_i(\tau_i - \bar{\tau})^2 \\ \sigma_\tau^2 &= \frac{\sum_{i=0}^{L-1} g_i (\tau_i - \bar{\tau})^2}{\sum_{i=0}^{L-1} g_i} \\ \sigma_\tau &= \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{L-1} |a_i|^2 (\tau_i - \bar{\tau})^2}{\sum_{i=0}^{L-1} |a_i|^2}} \end{aligned}$$

Le point significatif de changement dans la bande de cohérence, point de déviation:

$$\simeq \frac{1}{4\tau_i} = \frac{1}{4\sigma_\tau}$$

La bande de cohérence du système est de:

$$\begin{aligned} B_c &\simeq 2 \times \frac{1}{4\sigma_\tau} = \frac{1}{2\sigma_\tau} \\ B_c &\propto \frac{1}{\sigma_\tau} = \frac{1}{\text{RMS delay}} \end{aligned}$$

Si σ_τ est très faible et $\sigma_\tau \ll T_{\text{symbole}}$ alors il n'y a pas d'ISI (Inter Symbol Interference). Si $\sigma_\tau \gg T_{\text{symbole}}$ il y aura ISI (Inter Symbol Interference).

$$\sigma_\tau > T_{sym}$$

$$\frac{1}{T_{sym}} > \frac{1}{\sigma_\tau}$$

$$B_s > 2B_c$$

Si la bande passante du signal $B_s \leq B_c$, la bande de cohérence, alors il n'y aura pas de distorsion du signal reçu : c'est le phénomène de «Flat fading». Cependant si $B_s > B_c$ alors il y aura distorsion dans le signal reçu :

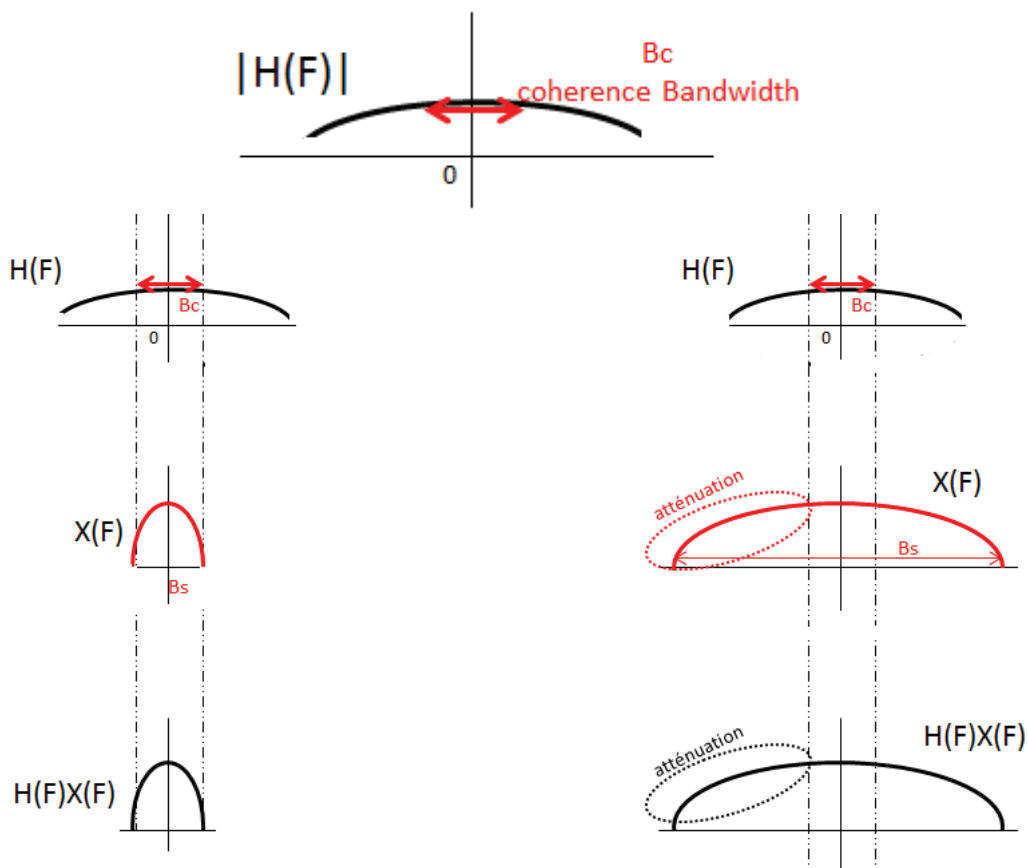


Figure 1-9 : Intervalle de la bande de cohérence du canal

S'il y a distorsion de la fréquence sélective dans le domaine fréquentiel, alors il y a ISI (Inter Symbol Interference).

La relation entre B_c et σ_τ (delay spread) (cf. figure 1-10) dans les domaines temporel et fréquentiel:

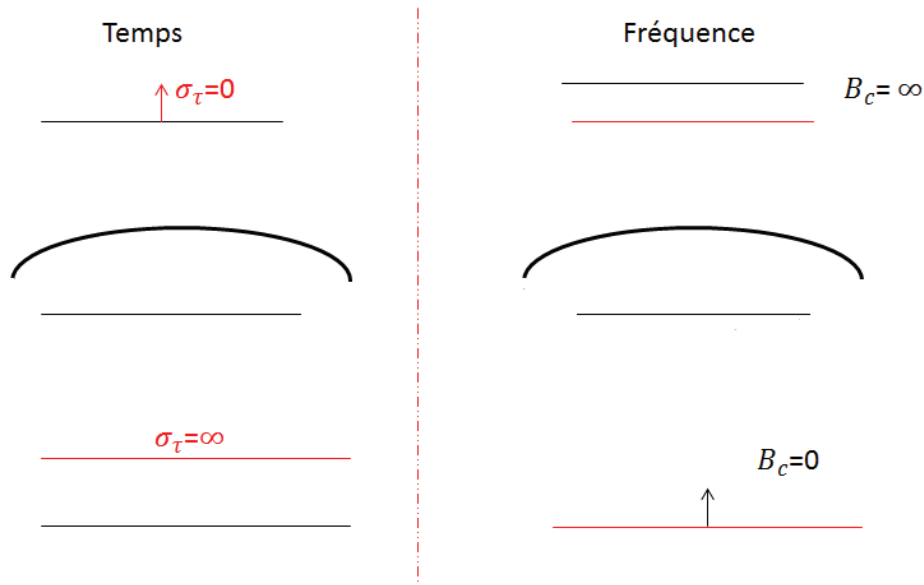


Figure 1-10 : Relation entre B_c et σ_τ dans les domaines temporel et fréquentiel

Si T_c est supérieur au temps d'estimation inter-canal, alors il y a «slow fading». S'il est inférieur au temps d'estimation inter-canal, alors il y a «fast fading».

En résumé, les conditions d'ISI et de No ISI (cf. figure 1-11) sont:

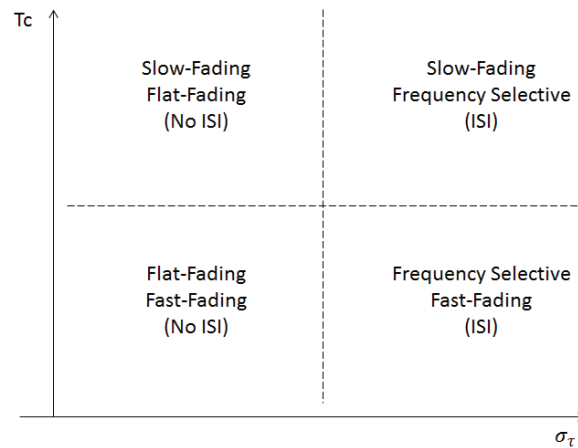


Figure 1-11 : Les conditions d'ISI et de No ISI

I.6.2 la bande de cohérence dans les ondes millimétriques

I.6.2.1 Les ondes millimétriques

Les radiocommunications mobiles fonctionnent dans des bandes de fréquences qui nécessitent une grande harmonisation du spectre (cf. tableau 1-1) entre les Etats, les opérateurs & FAI, les fournisseurs, les industriels et les régulateurs.

L'attribution des futures bandes de fréquences aux enchères (700 MHz; bandes L; 2,3 GHz; 2,6 GHz TDD; 3,5 GHz) par les régulateurs est nécessaire pour les réseaux 4G et 5G mais aussi pour d'autres usages comme les réseaux dédiés aux objets connectés, les réseaux mobiles dédiés aux usages professionnels, la fourniture d'accès à Internet fixe dans les zones reculées avec des débits identiques au cuivre.

Le souci de faire fonctionner les terminaux sur tous les réseaux 5G du monde doit pousser très rapidement à l'utilisation de bandes de fréquences communes. D'ailleurs les organismes comme le 3GPP, le CMR19 (Conférence Mondiale des Radiocommunications de 2019), etc. travaillent et échangent sur les spécifications qui doivent nous y mener. Etant donné qu'il est difficile de couvrir tout un territoire, les zones peu voire pas couvertes existent encore.

Plus il y a de couverture mobile, plus l'usage de la 4G voire la 5G serait rentable pour tout opérateur. Le risque est de voir la 5G être réduite dans des îlots dans certains pays déjà que la 4G ne tient pas la promesse de la couverture prévue lors de l'achat de la licence d'exploitation, face à la concurrence livrée par les opérateurs.

A défaut de bandes pensées pour une couverture globale du territoire, la 5G sera composée de réseaux fortement maillés, notamment dans les villes, dans les stades, dans les bâtiments et surtout de small cells pour couvrir certaines zones.

Plusieurs pistes de recherche s'orientent sur l'utilisation d'ondes millimétriques (entre les bandes 30 et 300 GHz), sur la taille et le nombre des antennes, sur la propagation, sur la puissance échangée entre les émetteurs et les terminaux, sur la durée de vie des batteries, etc.

L'IUT a autorisé la planification et l'utilisation de longueurs d'ondes millimétriques pour le mobile d'ici 2019.

La 5G permettra l'utilisation de n'importe quel spectre et n'importe quelle technologie d'accès pour offrir la meilleure qualité de service.

Les ondes millimétriques offrent des débits élevés par rapport aux technologies 2G, 3G et 4G qui ont mis l'accent sur la pénétration dans les bâtiments, la distance d'émission, la couverture d'où la nécessité d'utiliser des small cells.

Fréquences faibles (inférieures à 2 GHz)	Fréquences moyennes (2 à 6 GHz)	Fréquences élevées (supérieures à 6 GHz)
couverture intérieure large et profonde	couche de couverture et de capacité (meilleur compromis): ▪ Le 3GPP → 5G-NR @ 3,3-4,2 GHz ▪ 3,3-3,6 GHz → clé de l'évolution de la LTE-A et de la 5G en Afrique ▪ GSA (Global Mobile Suppliers Association) encourage la libération de la bande 3,3-3,4 GHz (@ Fixed Radio Systems) à l'IMT-International Mobile Telecommunications ou au Système International de Télécommunications mobiles	couches de données nécessitant des débits de données extrêmement élevés (Les bandes 24,25-27,5 et 40,5-43,5 GHz sont les gammes de haute fréquence les plus prometteuses pour la commercialisation précoce de la 5G à l'échelon mondial) ▪ Études sur 24,25-27,5 GHz; 31,8-33,4 GHz; 37-43,5 GHz; 45,5-50,2 GHz; 50,4-52,6 GHz; 66-76 GHz; 81-86 GHz ▪ 30-300 GHz: ondes millimétriques

Tableau 1-1 : Tableau récapitulatif d'utilisation des fréquences suite à l'arrivée de la 5G

I.6.2.2 La nature de la bande de cohérence dans les ondes millimétriques

Pour des besoins d'évaluation de la sélectivité fréquentielle du canal, la bande de cohérence peut égarer dans certains cas la largeur de la bande. Soit la réponse impulsionnelle du canal qui est donnée par :

$$h(\tau) = \sum_l \alpha_l \delta(\tau - \tilde{\tau}_l)$$

α_l = l'amplitude du $l^{ième}$ trajet du canal

$\tilde{\tau}_l$ = le retard du $l^{ième}$ trajet du canal

$$\tilde{\tau}_l = \tau_l T_s$$

T_s = le temps d'échantillonnage

$$h(\tau) = \sum_l \alpha_l \delta(\tau - \tau_l T_s)$$

La réponse en fréquence permet de calculer la bande de cohérence si le canal est quasi-plat (homogénéité de la tenue constante d'amplitude de signaux).

Le théorème d'échantillonnage de Shannon-Nyquist [32,33] dit que la fréquence d'échantillonnage est au moins deux fois supérieures à la bande de fréquence du signal.

En couverture indoor, les retards sont équivalents à l'intervalle d'échantillonnage tandis qu'en couverture outdoor, les retards sont très grands comparés à l'intervalle d'échantillonnage. Et ce retard peut générer la situation d'une bande de cohérence égale à la largeur de la bande.

I.7 La démodulation du signal à traiter

Il y a, entre autres, le démodulateur à base de corrélateurs de signaux et le démodulateur à base de filtres adaptés. Ces derniers permettent de maximiser le SNR à leur sortie si la puissance du signal d'entrée est corrompue par un bruit blanc gaussien.

I.8 La reconstruction des symboles

La reconstitution des signaux transmis par un système de communication pousse à étudier les techniques de reconstruction de symboles.

Sans bruits et interférences qui perturbent l'atmosphère, tout récepteur pourrait recevoir parfaitement l'intégralité de l'information envoyée par l'émetteur.

Quand le signal $x(n)$ est dégradé, le problème est la reconstruction de la séquence [34-35] des symboles $\hat{x}(n)$. Il s'agit donc d'estimer la séquence des symboles qui rapprochera $\hat{x}(n)$ de $x(n)$.

A partir de la figure 1-2, l'adaptation de l'égaliseur exige la connaissance du signal d'information $x(n)$. Elle utilise une séquence $x(n)$ préalablement stockée en mémoire, et appelée «séquence d'apprentissage». Cette séquence ne constitue pas une information utile à transmettre.

Pour égaliser le canal de transmission, on a besoin des données reçues $u(n)$ à l'entrée de l'égaliseur et de quelques informations à priori sur les statistiques du signal d'information $x(n)$ comme la variance.

Soit un canal supposé linéaire, il est donc paramétré par sa réponse impulsionnelle supposée être finie (RIF) de longueur L :

$$C_n = [c_0(n) \ c_1(n) \ \dots \ \dots \ c_{L-1}(n)]^T$$

La sortie discrète bruitée du canal peut être écrite dans l'équation (1-15) sous la forme:

$$u(n) = X_n^T \cdot C_n + b(n) \quad (1-15)$$

X_n =vecteur des signaux reçus à l'entrée du canal:

$$X_n^T = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ \dots \ \dots \ x(n-L+1)]$$

Le nombre croissant d'utilisateurs, la rareté des fréquences dans le spectre radioélectrique et le besoin de communications fiables multi environnements entraînent plusieurs contraintes sur la méthode d'égalisation à utiliser dans un système de communication.

L'égalisation est une technique utilisée par les récepteurs des systèmes de télécommunications afin de réduire l'ISI. L'ISI est une addition d'un symbole avec le suivant plus le précédent légèrement déphasé.

Entre chaque symbole transmis, on insère une zone "morte" appelée intervalle de garde. De plus, la durée utile d'un symbole sera choisie suffisamment grande par rapport à l'étalement des échos.

Ces deux approches vont limiter l'interférence inter symboles (si celle-ci se produit au début des symboles, c'est l'intervalle de garde qui est affecté):

1ère approche:

Entre la phase de démodulation et la phase de décodage au niveau du récepteur, un égaliseur est appliqué.

Certaines études se sont intéressées au filtre appliqué sur le signal à l'entrée du récepteur de manière à éliminer les effets de l'interférence inter-symboles (ISI, Inter-Symbol Interference) mais pas sur les effets du bruit. Un tel schéma est montré sur la figure 1-12 suivante:

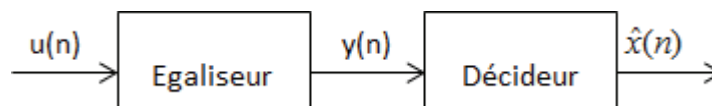


Figure 1-12 : Schéma de l'égalisation

Avec :

- $\{y(n)\}$: Séquence discrète à la sortie de l'égaliseur
- $\{\hat{x}(n)\}$: Séquence des données estimées à la sortie de l'élément de décision

Le calcul récursif des paramètres du filtre est réalisé au moyen d'un algorithme adaptatif minimisant un certain critère d'erreur, comme l'Erreur Quadratique Moyenne (EQM) entre la sortie du filtre $y(n)$ et le signal d'information $x(n)$.

L'EQM (Erreur Quadratique Moyenne), proposée par Lucky et Rudin, en 1967, est la base de la plupart des travaux actuels en égalisation supervisée.

Dans le décideur, un quantificateur va discréditer l'amplitude de la sortie du filtre $y(n)$ de façon à produire un symbole $\hat{x}(n)$.

2ème approche :

Les effets de bruit sont minimisés. La méthode d'Estimation de Séquences par le Maximum de Vraisemblance (ESMV) est une stratégie efficace pour deviner un estimateur. Le schéma de l'ESVM

comprend un filtre de prétraitement appelé filtre adapté. Il est traditionnellement analogique et il minimise la probabilité d'erreur de décision en supposant que le bruit soit additif et que le canal de transmission n'introduise pas d'interférence inter-symbole. Le deuxième bloc est un estimateur pour reconstruire le symbole transmis à l'aide de l'algorithme de type Viterbi. (cf. figure 1-13)

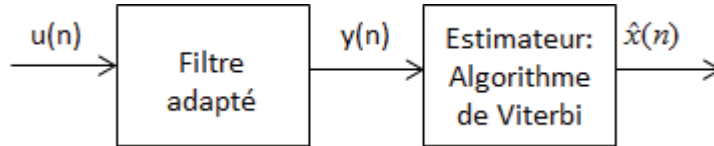


Figure 1-13 : Schéma de l'ESVM

Le canal de transmission et l'égaliseur ont été identifiés à l'aide de la base des fonctions delta de Dirac. L'étude de l'identification des canaux de communication et des égaliseurs se fait en utilisant des bases de fonctions orthogonales [Kautz, 1952], [Young et Huggins, 1962] et [Broome, 1965] (fonctions avec pôle adaptées à des systèmes non oscillants et celles avec pôles adaptées à des systèmes oscillants) et des filtres. Les filtres sont supposés être linéaires, invariants dans le temps, causaux et asymptotiquement stables. Ils sont décrits par une équation aux différences, une réponse impulsionnelle discrète ou une fonction de transfert.

La sortie de l'égaliseur $y(n)$, est utilisé par un algorithme récursif qui adapte les coefficients de l'égaliseur selon un critère à minimiser. Après plusieurs itérations, l'algorithme doit converger vers un régime stationnaire où les échantillons à la sortie de l'égaliseur s'approchent de la séquence de données émises. L'élément de décision fournit à sa sortie les symboles émis avec une probabilité d'erreur qui doit être la plus faible possible. Typiquement, une séquence dite d'"apprentissage" est utilisée au début de la transmission des données afin de permettre à l'égaliseur de converger vers une solution qui permet la connaissance du canal. Cette séquence est connue par le récepteur, elle lui permet alors de créer un signal d'erreur (cf. figure 1-14) décrite dans l'équation (1-16):

$$\varepsilon(n) = x(n) - y(n) \quad (1-16)$$

La qualité de l'approximation par l'erreur relative est le rapport signal/erreur, R , au niveau de l'équation (1-17):

$$R = \frac{\|x\|^2}{\|e\|^2} = \frac{\|x\|^2}{\|x - \hat{x}\|^2} = \frac{\|x\|^2}{\|x\|^2 - \|\hat{x}\|^2} = \frac{1}{1 - \left\| \frac{\hat{x}}{x} \right\|^2} \quad (1-17)$$

On peut aussi exprimer cette relation en dB :

$$R_{db} = 10 \log R = -10 \log \left(1 - \left\| \frac{\hat{x}}{x} \right\|^2 \right)$$

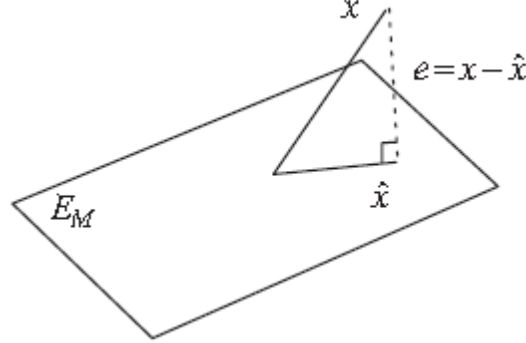


Figure 1-14 : Représentation graphique de l'estimation de l'erreur

Où la troisième égalité est obtenue en appliquant le théorème de Pythagore:

$$\|x\|^2 = \|e\|^2 + \|\hat{x}\|^2$$

Cette relation est intéressante dans la mesure où elle permet de détecter un signal dans du bruit par filtrage par exemple (cf. figure 1-15):

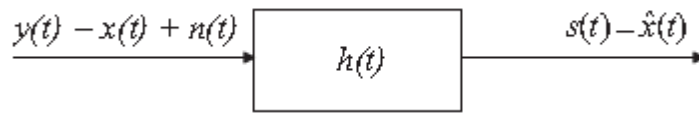


Figure 1-15 : Détection d'un signal dans du bruit par filtrage

I.9 Le décodage des symboles

Il se fait à l'aide d'algorithmes de décodages qui approximent la détection optimale par maximum de ressemblance à l'aide de l'algorithme de propagation de croyance (Belief propagation), par l'algorithme MV (Maximum de Vraisemblance), trop complexe.

Soit le système $(r \times t)$ tel que $r \geq t$,

$$\bar{y} = H\bar{x} + \bar{n}$$

$$\bar{y} = [\bar{h}_1 \quad \bar{h}_2 \cdots \quad \bar{h}_t] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_t \end{bmatrix} + \bar{n}$$

Soit Q le pseudo-inverse de la matrice H , alors :

$$\bar{q}_i^H \bar{h}_j = \begin{cases} 1 & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases}$$

$\tilde{y}_1$ permet de décoder x_1 :

$$\begin{aligned} \bar{y} &= \bar{h}_1 x_1 + \bar{h}_2 x_2 + \dots + \bar{h}_t x_t + \bar{n} \\ \tilde{y}_1 &= \bar{q}_1^H \bar{y} = \bar{q}_1^H (\bar{h}_1 x_1 + \bar{h}_2 x_2 + \dots + \bar{h}_t x_t) + \bar{q}_1^H \bar{n} \\ \tilde{y}_1 &= x_1 + 0 + \dots + 0 + \tilde{n} \\ \tilde{y}_1 &= x_1 + \tilde{n} \end{aligned}$$

Si l'effet de x_1 est enlevé, alors nous obtenons:

$$\begin{aligned} \tilde{y}_2 &= \bar{y} - \bar{h}_1 x_1 \\ \tilde{y}_2 &= (\bar{h}_2 x_2 + \dots + \bar{h}_t x_t) + \bar{n} \\ \tilde{y}_2 &= H^1 \begin{bmatrix} x_2 \\ x_3 \\ \vdots \\ x_t \end{bmatrix} + \bar{n} \end{aligned}$$

Considérant,

$$Q^1 = (H^1)^+$$

Et répétant le même processus tour à tour, tous les termes $(x_2, x_3, \dots, x_{t-1})$ seront décodés.

Chapitre II: Les interférences et évolutions numériques du mobile

Chapitre II: Les interférences et évolutions numériques du mobile

Avec l'addition d'équipements dans les systèmes de radiocommunications mobiles, beaucoup d'interférences sont générées et les terminaux cherchent en permanence les meilleurs canaux et les fréquences disponibles pour émettre et recevoir avec la bonne QoS. En effet, les signaux envoyés par les terminaux et les stations de base empruntent plusieurs trajets, du fait de nombreux phénomènes physiques, entraînant des retards respectifs vers leur destination et causant des interférences entre symboles successifs. Ces nombreux phénomènes physiques (réflexion, diffraction, distorsion, perte de puissance, évanouissement, etc.) créent une erreur entre le signal à l'arrivée et le signal d'origine. Pour la correction de l'erreur, des dispositifs technologiques et physiques sont utilisés pour reconstituer, au moyen d'algorithmes, l'information telle que transmise. Pour ce faire, une séquence pilote est envoyée en permanence en même temps que l'information émise pour analyser et corriger l'erreur subie lors de la transmission radio. Lors de la connaissance de l'état du canal nécessaire à une bonne estimation du débit de transmission et de réception, des messages séquencés de symboles binaires sont envoyés entre les émetteurs et les récepteurs. La matrice du canal entre les émetteurs et les récepteurs est estimée et des détecteurs sont intégrés au niveau des récepteurs pour réduire les bruits et les interférences afin de calculer efficacement les débits minimum et maximum réellement mesurés dans le canal de transmission. En plus des interférences déjà évoquées, viennent s'ajouter des effets de contamination des symboles pilotes dus à l'interaction de tous les symboles intra et intercellulaires qui sont envoyés. La contamination des symboles pilotes [36-38] constitue un goulot d'étranglement pour la performance. Toutes les séquences des symboles pilotes entraînent un effet de contamination complexifiant encore plus l'algorithme qui permet de récupérer l'information initiale. De ce fait, dans les systèmes massifs MIMO, cette contamination pilote sera importante. Pour faire face aux fluctuations de la fonction de transfert $H(f)$, la technique OFDM est habituellement adoptée. L'OFDM est la clé de la technique d'accès broadband sans fil qui supporte des débits de données dépassant les 100 Mb/s. La norme 802.11 a/g/n est également basée sur l'OFDM et permet d'atteindre les débits de 200 Mb/s. Ces différentes technologies évoluent en visant l'efficacité spectrale tout en faisant face aux interférences.

Ce qui justifie parallèlement le déploiement de techniques permettant de combattre ou de réduire les interférences.

II.1 Contexte

L'écosystème des communications personnelles s'est renforcé avec les évolutions des technologies mobiles initiées par le 3 GPP [39] et les standards Wifi 802.x de l'IEEE et du Forum WiMax (cf. figure 2-1).

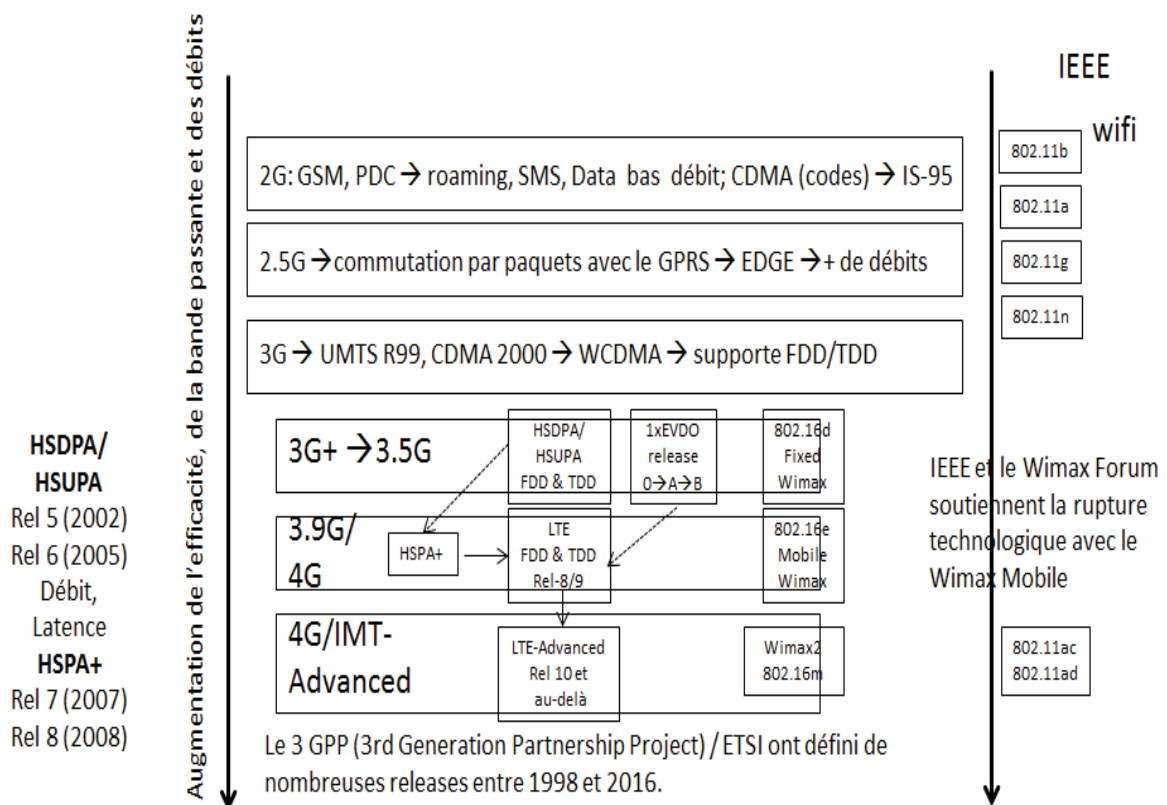


Figure 2-16 : Synoptique des évolutions du mobile et du Wifi

A la suite de la 4G, la 5G (cf. figure 2-2) rendra le monde hyper connecté avec des communications de masse à très hauts et bas débits.

De nouvelles bandes de fréquences seront indispensables avec les nouvelles applications et services temps réels, financiers, bancaires, etc. Avec toutes ces technologies déployées, il y aura de nombreux rayonnements de nature constructive voire destructive au niveau de l'écosystème des

communications personnelles. Les problèmes et risques à envisager seront l'intégrité, la fiabilité, la sécurité des données, etc.

La finalité est de gérer les interférences, les interactions, les pertes de données, les rejets de connexion, etc. Des pistes sont étudiées pour se protéger des nombreuses interférences qui impacteront les applications et services de l'IoT et de l'IoE : M2M, H2H, D2D, etc.

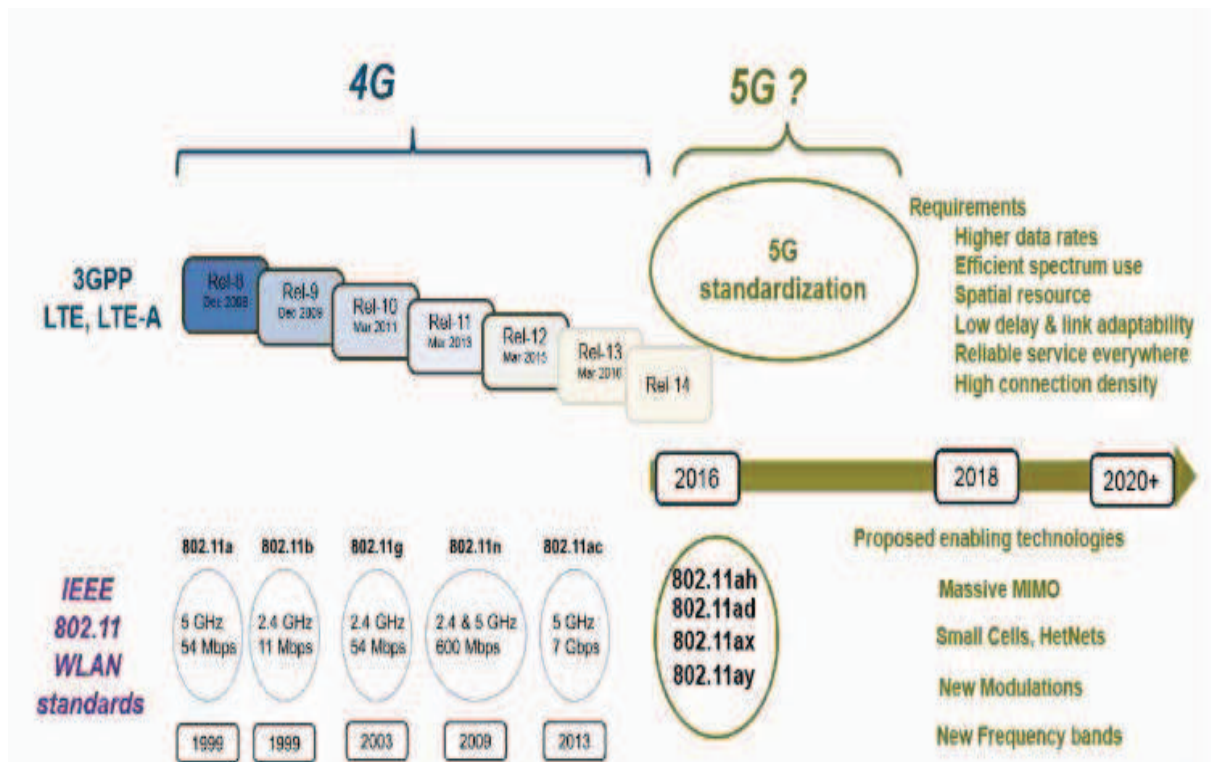


Figure 2-17 : Le standard 5G

II.2 Le bruit

C'est un signal indésirable, externe ou interne au système, additif ou multiplicatif. La variance du bruit permet la détection des puissances des trajets du canal. L'écart-type du bruit permet la détection des amplitudes des trajets.

II.2.1 Le bruit thermique

Il est propre à tout composant électrique/électronique. Appelé Bruit de Johnson-Nyquist [40-41], il est dû au mouvement aléatoire des électrons libres au niveau des éléments inductifs et capacitifs des antennes de la station de base. Sa densité spectrale de puissance (W/Hz) s'exprime comme suit

$$S(f) = \frac{KT}{2}$$

T = température en Kelvin au niveau de l'antenne

K = constante de Boltzmann

II.2.2 Le bruit blanc gaussien

C'est le processus où la densité spectrale de puissance du bruit est la même sur chaque fréquence dans le canal de transmission. Le bruit blanc gaussien suit une loi normale de moyenne nulle et de variance σ^2 établit comme suit dans l'équation (2-1) :

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

II.3 Le fading

Les caractéristiques d'évanouissement (fading) des canaux sans fil sont présentées, dans le cas de champ proche, comme suit (cf. figure 2-3) :

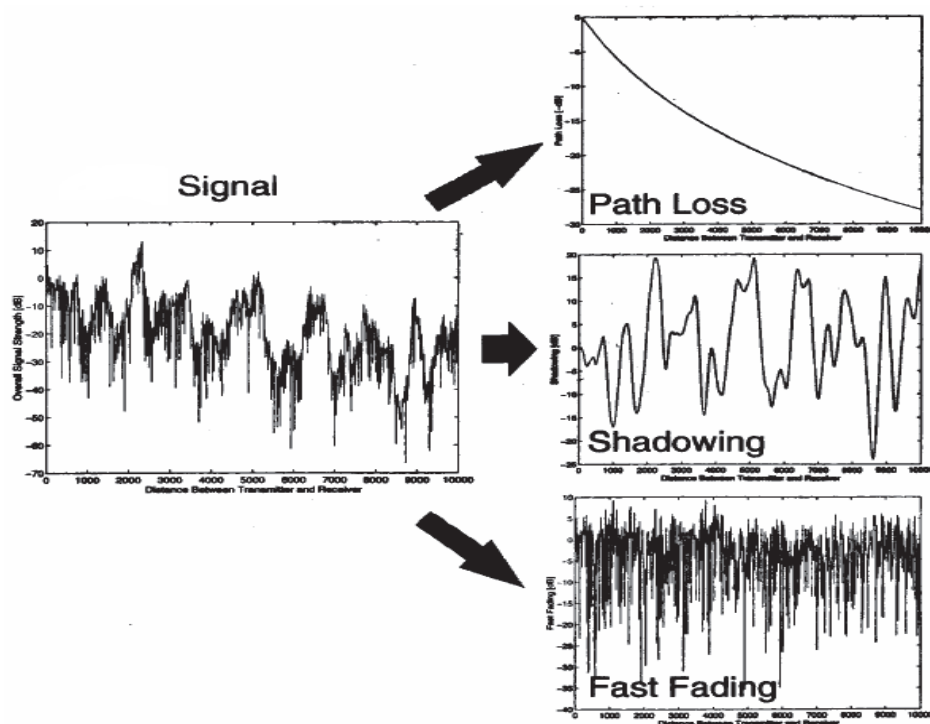


Figure 2-18 : Les trois niveaux du Fading

Le signal se dégrade à cause des perturbations de type interférences, bruits, etc. et également à cause des problèmes de propagation dus aux atténuations, aux déphasages, aux trajets multiples, etc.

La propagation des ondes radio obéit à des règles complexes, surtout lorsqu'il y a des obstacles entre l'émetteur et le récepteur. Parmi les modifications que peut subir une onde, on peut citer la réflexion, la diffraction, la diffusion, la réfraction, etc.

L'onde suit plusieurs chemins parallèles décalés dans le temps, de telle sorte que le récepteur peut recevoir différentes copies du même signal à des instants différents. Ces phénomènes dépendent bien sûr de la fréquence utilisée et de la nature des obstacles rencontrés (murs en béton, forêt dense, façade en verre, espace ouvert, etc.).

En propagation radio, on utilise trois modèles qui s'emboîtent pour donner une précision du fading : l'affaiblissement de parcours, l'effet de masque et l'évanouissement rapide.

II.3.1 L'atténuation en espace libre

La puissance reçue en espace libre donnée par les équations (2-2) et (2-3) de Friis [42,43], est :

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

$$P_r(d) = PIRE + 10 \log G_r + 10 \log K - 10\alpha \log d - 10\beta \log f \quad (2-3)$$

P_t = puissance émise en Watt

G_t = gain d'antenne de l'émetteur

G_r = gain d'antenne en réception

λ = longueur d'onde en mètre

d = distance entre le terminal émetteur (MS) et la base station (BS)

L'affaiblissement de parcours ou Path-Loss est donné par l'équation (2-4) :

$$-10 \log(K) + 10\alpha \log(d) + 10\beta \log(f) \quad (2-4)$$

Où les constantes K , α et β ont été évaluées et modélisées en fonction des environnements et des bandes de fréquences. Parmi les principaux modèles, il y a les modèles de Hata-Okumura, Walfish-Ikegami, etc.

II.3.2 Le shadowing (l'effet de masque)

En présence d'obstacles ou de masques, le signal est affaibli suivant l'équation (2-5).

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2 L} \quad (2-5)$$

L = facteur de perte du système; $L \geq 1$

La puissance reçue est matérialisée par un effet de masque. Ce facteur de perte, L , en dB est une variable aléatoire de distribution gaussienne avec une moyenne nulle et un écart-type σ .

Cependant, en un point donné, la puissance reçue n'est pas tout-à-fait prédictible et peut s'écarter de la valeur moyenne donnée par l'affaiblissement de parcours.

L'effet de masque peut être décrit par une loi de distribution log-normale déterminée par μ et σ qui sont respectivement la valeur moyenne et l'écart-type du signal aléatoire complexe reçu décrit par l'équation (2-6) :

$$p(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma r} \exp\left(-\frac{(\ln r - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2-6)$$

II.3.3 Le fast fading (les évanouissements rapides)

En mobilité, il y a d'assez grandes variations autour de la puissance moyenne : cela est dû aux évanouissements rapides.

II.4 La propagation multi-trajets

A cause de la diffusion et aux réflexions, le signal obtenu est une combinaison de signaux provenant de différents chemins. Différentes copies des différents signaux ont des temps d'arrivée différents et des atténuations de puissances différentes. La réponse impulsionnelle du canal est donnée par :

$$h(\tau) = \sum_l \alpha_l \delta(\tau - \tilde{\tau}_l)$$

α_l = l'amplitude du $l^{ième}$ trajet du canal

$\tilde{\tau}_l$ = le retard du $l^{ième}$ trajet du canal

$$\tilde{\tau}_l = \tau_l T_s$$

T_s = le temps d'échantillonnage

$$h(\tau) = \sum_l \alpha_l \delta(\tau - \tau_l T_s)$$

Au niveau de l'antenne réceptrice, les signaux peuvent s'additionner ou se soustraire. Dans ce dernier cas, la puissance reçue est beaucoup plus faible, on dit qu'il y a un trou d'évanouissement (fading hole). Lorsqu'il y a une vue directe entre l'émetteur et le récepteur (Line Of Sight, LOS), la puissance suit une distribution de Rice, sinon (Non Line of Sight, NLOS) une distribution de Rayleigh.

II.4.1 Le canal de Rice

En propagation LOS, le signal $y(t)$ s'écrit comme suit :

$$y(t) = \alpha(t)s(t) + n(t)$$

s est l'amplitude du signal LOS

$\alpha(t)$ est une variable aléatoire gaussienne complexe de moyenne non nulle.

$r(t) = |\alpha(t)|$ est la variable de Rice de densité de probabilité décrite par l'équation (2-7), avec $r \geq 0$

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right) \quad (2-7)$$

II.4.2 Le canal de Rayleigh

A cause des trajets multiples, en NLOS, la puissance du signal en bande de base, lors des évanouissements, est une enveloppe comprise entre une limite haute et une limite basse dont l'amplitude $a = \sqrt{x^2 + y^2}$. Les signaux ont tendance à suivre une distribution gaussienne dont l'amplitude suit une loi de Rayleigh décrite comme suit :

Soit:

$$h = \sum_{i=0}^{L-1} a_i e^{-j2\pi F_c \tau_i} = x + jy = ae^{j\phi}$$

$$h = \sum_{i=0}^{L-1} a_i \cos(2\pi F_c \tau_i) - ja_i \sin(2\pi F_c \tau_i)$$

Ce qui donne :

$$x = \sum_{i=0}^{L-1} a_i \cos(2\pi F_c \tau_i)$$

$$y = \sum_{i=0}^{L-1} -a_i \sin(2\pi F_c \tau_i)$$

x et y sont des composantes aléatoires de natures gaussiennes. La variable aléatoire gaussienne s'écrit:

$$x \sim \mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$$

La fonction f_x de densité de probabilité (PDF) est donnée par :

$$f_x = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(x-\mu)^2/2\sigma^2}$$

$\mathcal{N}(0,1)$ est appelé le standard normal qui donne la fonction de densité de probabilité (PDF):

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2}$$

Pour la fonction $f(x, y)$, nous obtenons l'équation (2-8) suivante :

$$f(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{\frac{-(x^2+y^2)}{2\sigma^2}} \quad (2-8)$$

Les variables gaussiennes x et y sont telles que :

$$x, y \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$$

En termes de coordonnées polaires :

$$r^2 = x^2 + y^2$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{y}{x}\right)$$

θ suit une distribution uniforme $[0, 2\pi]$ et r suit une distribution en amplitude donnée par :

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}$$

Ce qui donne la fonction de densité de probabilité suivante avec l'équation (2-9) :

$$f(r, \theta) = f(r)f(\theta)$$

$$f(r, \theta) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (2-9)$$

r et θ sont deux variables indépendantes.

Avec $r \geq 0$

Et

$$\sigma^2 = \frac{E(|x + jy|^2)}{2}$$

D'après Lindeberg-Lévy, le théorème limite central admet plusieurs généralisations qui donnent la convergence de sommes de variables aléatoires sous des hypothèses beaucoup plus faibles. Ces généralisations ne nécessitent pas des lois identiques mais font appel à des conditions qui assurent qu'aucune des variables n'exerce une influence significativement plus importante que les autres. Le théorème limite central montre que x et y sont des variables aléatoires indépendantes:

$$x \sim \mathcal{N}(0, \frac{1}{2})$$

$$y \sim \mathcal{N}(0, \frac{1}{2})$$

$$f_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \frac{1}{2}}} e^{-\frac{x^2}{2 \cdot \frac{1}{2}}} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2}$$

$$f_y(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \frac{1}{2}}} e^{-\frac{y^2}{2 \cdot \frac{1}{2}}} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-y^2}$$

$$f_{x,y}(x, y) = \frac{1}{\pi}$$

II.5 Le sparse channel

L'exploitation de la parcimonie des canaux physiques permet de nous renseigner sur l'efficacité spectrale, les performances de l'estimation du canal,

Quand le nombre de pilotes croît, l'efficacité spectrale du système diminue. Dans le domaine temporel, cette dégradation est constatée significativement. L'expression du SNR est donné par l'équation (2-10):

$$SNR = \frac{P_r}{P_n} = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2 L} \frac{1}{N_0 (B_p + B_d)} \quad (2-10)$$

B_p = bande passante des pilotes dans les systèmes OFDM

B_d = bande passante des données transmises

Le nombre de valeurs significatives du signal est par conséquent plus petit que le nombre de pilotes. Un signal est dit parcimonieux dans son ensemble de définition, s'il est composé par un faible nombre de coefficients non nuls dans son ensemble de définition. Si le vecteur de signal x émis est parcimonieux, alors la grande dimension de y peut causer une perte d'efficacité ou même augmenter la complexité. Pour reconstruire le vecteur x sans perte perceptible, une récente découverte du "compressive sensing" ou "compressed sensing" [7,44] permet de résoudre le problème.

II.6 Les interférences dans les cellules

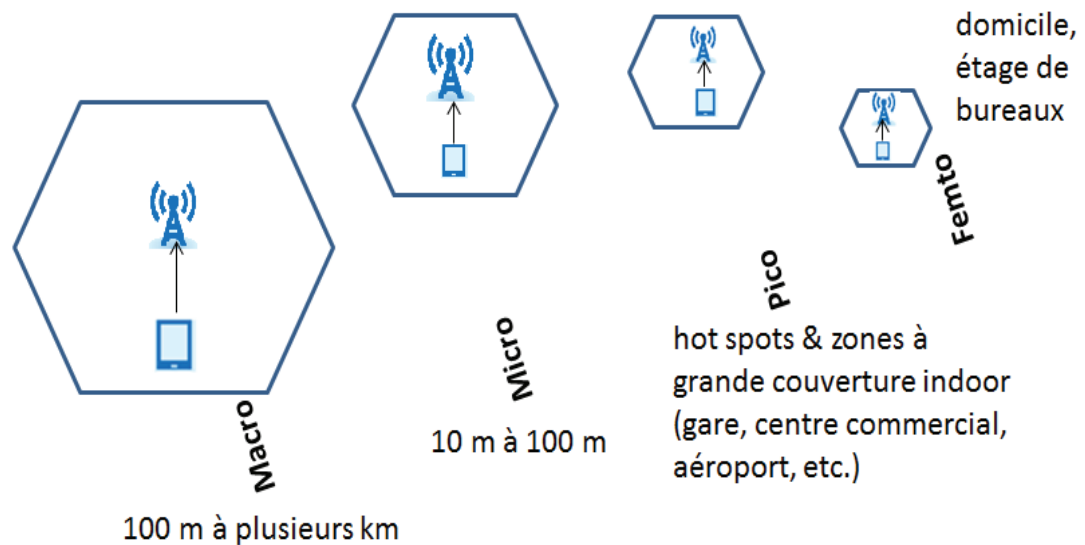


Figure 2-19 : Les évolutions des cellules

A partir de la figure 2-4, nous allons présenter les différents types d'interférences dans les cellules.

II.6.1 Dans la macro-cellule,



Figure 2-20 : La macro-cell

En présence d'une macro-cellule (cf. figure 2-5) en zone urbaine très dense avec beaucoup de terminaux, la saturation entraîne in fine un goulot d'étranglement, une perte de trafic, etc. la solution est donc d'évoluer vers les small-cells pour la désaturation compte tenu des exigences de densification et d'extension pour maintenir les services à offrir avec une bonne gestion capacitaire.

II.6.2 Dans la small-cell

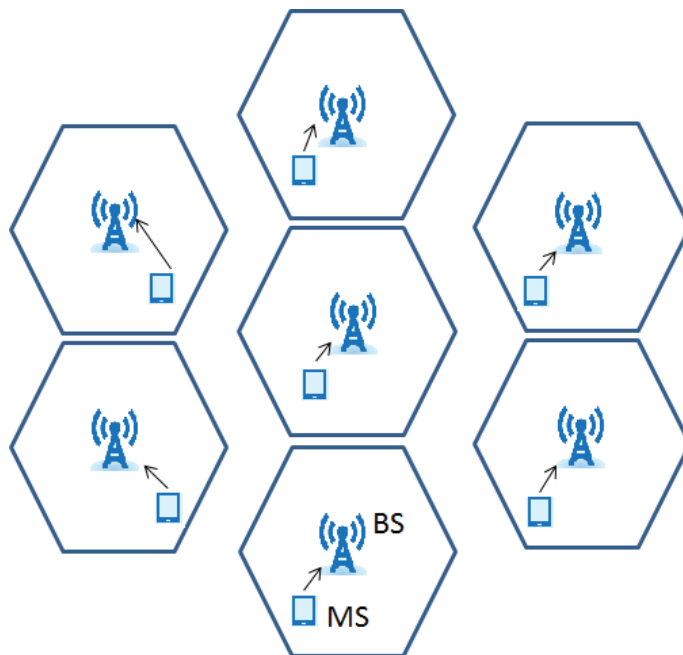


Figure 2-21 : La small-cell

Avec les small-cells (cf. figure 2-6), une réorganisation rapproche plus les terminaux des stations de base de leur cellule respective. Ce qui a un effet de limitations des rayonnements électromagnétiques et de perte d'énergie pour les terminaux.

II.6.3 Avec le déploiement de HNB et HeNB dans les small-cells

Au niveau des résidentiels et des entreprises, le déploiement de HNB (Home NodeB) et de HeNB (Home eNodeB) (cf. figure 2-7) de technologies 3G et 4G fait qu'en cas de limitation de couverture avec les antennes des stations de base, les terminaux ont plus tendance à se connecter à ces équipements (HNB, HeNB) de la technologie femto-cell qui leur permettent de:

- rayonner avec un faible niveau de puissance de transmission du fait de la proximité avec les antennes femto-cell
- avoir une bonne autonomie de batterie
- améliorer la couverture indoor
- permettre la convergence fixe et mobile
- etc.

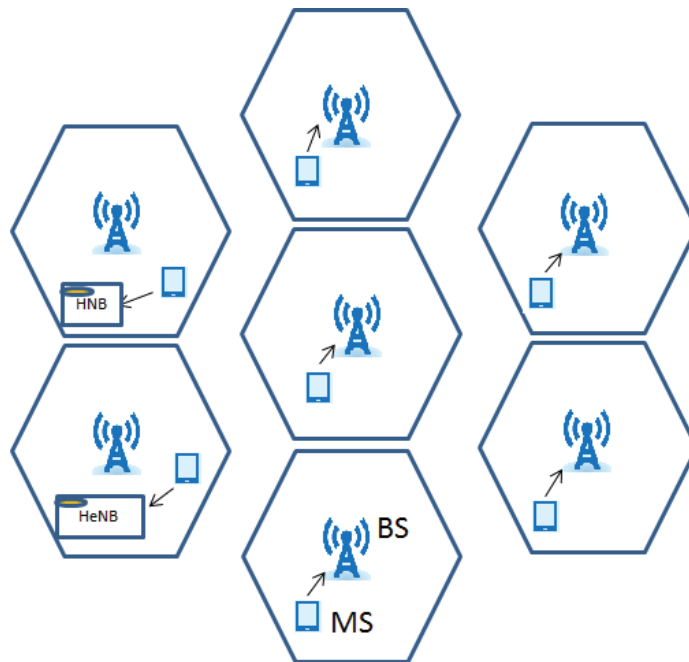


Figure 2-22 : Le déploiement de HNB et de HeNB

II.6.4 Dans les cellules utilisant les «white space»

Communément appelée la bande des 700 MHz (cf. figure 2-8), elle fait partie du deuxième dividende numérique.

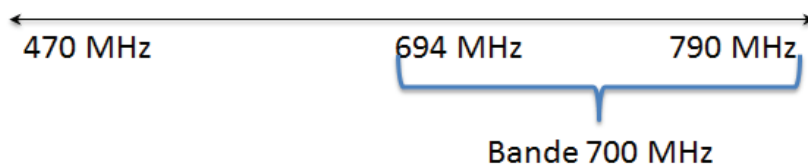


Figure 2-23 : La bande des 700 MHz

Avec le basculement de la TV analogique vers les fréquences de la TNT, les applications de la LTE utilisent également des fréquences proches de celles de la TNT. Il y a donc:

- ❑ Des risques de brouillage de signaux de la TNT qui utilise des fréquences proches
- ❑ Des risques de limitation de débit et de capacité pour les opérateurs qui se partageront cette bande dès 2019

II.6.5 Le canal adjacent

L'émission de forte puissance pour compenser les pertes de propagation peut entraîner un brouillage d'autre terminal mobile qui se trouve dans une autre cellule voisine (cf. figure 2-9).

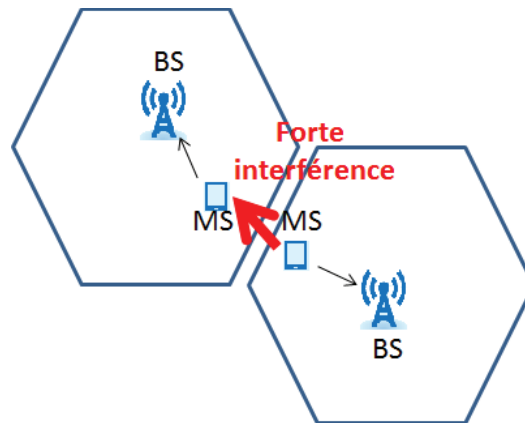


Figure 2-24 : Le canal adjacent

II.6.6 En couverture indoor (Cas d'un stade)



Figure 2-25 : Les interférences au stade

Au niveau des stades (cf. figure 2.10), lors d'évènements exceptionnels rassemblant beaucoup de spectateurs, il y a encore considérablement de bruits, d'interférences et de pollutions des symboles pilotes pour ce cas de couverture indoor. C'est d'ailleurs l'environnement idéal où circulent beaucoup d'informations telles que les flux vidéo, les images, les photos, etc. envoyés simultanément par les

terminaux entraînant de fait des congestions de trafic, des signaux détériorés, ralentis, etc. lors de retransmission en direct, beaucoup de retards sont visibles et peuvent dégrader les signaux sur les équipements de réception.

II.6.7 La couverture et le roaming non intentionnels

Aux frontières entre pays, à cause des fréquences dynamiques, nous constatons :

- ☐ Problème de couverture et de roaming non intentionnels
- ☐ Risque de brouillage de signaux

L'inversion des bandes de fréquence, en FDD, dans des zones importantes où plusieurs opérateurs sont présents entraîne :

- ☐ Dépense beaucoup d'énergie
- ☐ Contamination pilote des symboles
- ☐ Beaucoup d'interférences intra et intercellulaires

II.7 La gestion des interférences

Elle se gère de plusieurs façons selon la nature de la cellule, le type de cellule et le mode de couverture: macro-cell, small-cell, couverture indoor, couverture outdoor, etc.

La gestion des interférences permet d'avoir de bons débits avec les systèmes massifs MIMO.

Les systèmes de communications sans fil actuels et ceux en voie de standardisation permettent, comme les accès filaires, de satisfaire des demandes de débits de plus en plus élevés avec un spectre radio très limité. Pour avoir la qualité de service, l'introduction de techniques multi-antennaires a joué un rôle important dans la performance et l'efficacité spectrale puisqu'elles permettent d'accroître la capacité du canal résultant. Introduites dans les réseaux 5G, elles permettent des connexions massives de tout type de service et de réseaux existants.

Le débit du canal qui relie les récepteurs aux émetteurs, est partagé entre les différents terminaux mobiles des utilisateurs et présente des limites minimale et maximale selon les taux de connectivité: En deçà de la limite minimale, il se produit des goulots d'étranglements, de pertes de trafic, etc.

En plus de l'environnement bruité, la transmission des utilisateurs dans d'autres cellules constitue une interférence résiduelle. La raison en est que la réutilisation du pilote donne des interférences intercellulaires induites par la contamination pilote qui augmentent avec le nombre d'antennes M déployées au niveau des stations de base.

Le débit maximal, maintenu vers les émetteurs, est variable du fait des types des contaminations pilotes et des interférences intracellulaires et intercellulaires durant l'envoi des messages de symboles lors de la connaissance du canal. La matrice du canal résultante est ainsi établie en fonction des interférences du fait que les récepteurs massifs MIMO ont accès aux données et à l'information des canaux de tous les utilisateurs. Leurs antennes peuvent être mises en commun pour servir les terminaux mobiles, sous forme de relayage.

Pour les éliminer ou minimiser leurs effets, les égaliseurs MIMO-OFDM sont utilisés.

Chapitre III: Les systèmes antennes MIMO massifs

Chapitre III: Les systèmes antennaires MIMO massifs

Les réseaux mobiles ont fait leur apparition dans les années 1980. Ils jouent un rôle de complémentarité avec les réseaux d'accès filaires. Les investissements ont permis une évolution technologique de manière décennale avec des services bénéfiques et identiques à ceux obtenus avec la technologie filaire. Ces technologies d'accès sont reliées aux réseaux cœurs et aux plateformes de services par l'intermédiaire de réseaux de transmission de type satellite, déport par faisceaux hertziens, fibre optique et réseaux IP (Internet Protocol). La vitesse des futurs réseaux mobiles s'améliore de décennie en décennie au vu de la consommation de médias, des données échangées, des objets connectés, etc. Face à la montée du trafic avec l'Internet Mobile, les opérateurs de télécommunications, les FAI (Fournisseurs d'Accès Internet) et les MVNO (Mobile Virtual Network Operator) préparent leurs réseaux aux flux croissants de données provenant de jeux, de divertissement, de vidéos, de données Internet, de services financiers, de systèmes de géolocalisation, d'objets connectés et autonomes, etc.

L'efficacité énergétique est une nécessité pour l'avenir (5G, etc.) car n'étant pas pris en compte par la 2G, la 3G et la 4G.

Dans un monde où tout est connecté, les atouts des réseaux actuels devront être conservés voire améliorés afin que leur complémentarité avec la 5G, censé tout fédérer, puisse permettre la compatibilité de tous les équipements mutuellement connectés. Les constructeurs, les équipementiers, les chercheurs, les opérateurs, les institutions et les fournisseurs s'intéressent et réfléchissent à l'économie d'énergie [45], la surcharge, la saturation et aux goulots d'étranglement qui peuvent subvenir dans les réseaux de radiocommunications actuels, face à la montée des besoins de plus en plus exigeants des consommateurs avec l'Internet mobile. La concentration de la population dans les milieux urbains pousse à la saturation des cellules à cause du nombre élevé d'appareils simultanément connectés. Pour relever le défi de la saturation des cellules existantes à densifier, les small-cells et les femto-cells sont utilisées pour répartir les utilisateurs sur de petites cellules à très hauts débits. En plus des small-cells et des femto-cells, cette cohabitation avec l'arrivée de la 5G (telle simulée dans les laboratoires de recherche) serait une source d'exposition à de multiples phénomènes d'interférences: "Elle vient cohabiter avec un existant résultant

de la densification et de l'extension des réseaux existants. Divers flux vont être générés, et vont se créer des contaminations pilotes de symboles, des phénomènes d'interférences et des bruits".

Contrairement aux systèmes coopératifs de radiocommunications, nous allons nous focaliser sur les systèmes non coopératifs de radiocommunications. Dans ces systèmes, les antennes d'émission sont alimentées par des signaux identiques, mais déphasés, de façon à concentrer l'énergie émise dans la direction du récepteur. Les débits annoncés sont des maxima théoriques. La portée dépend aussi des obstacles situés entre l'émetteur et le récepteur, des interférences éventuelles venant des réseaux voisins et de la contamination de pilotes symboles.

III.1 La diversité de liaisons

La diversité d'espace est une technique destinée à combattre les évanouissements rapides liés au fading de Rayleigh. La méthode consiste à positionner deux antennes de réception suffisamment espacées pour que les signaux reçus sur chacune d'elles subissent une statistique de fading indépendante. La sélection d'un signal plutôt qu'un autre peut s'effectuer suivant deux méthodes : Sélection de la meilleure réception instantanée ou Combinaison des réceptions. Cette technique permet d'accroître la qualité de service.

Si l'une est en faute, en panne ou en dans une situation de «deep fade» c'est-à-dire en profond évanouissement, alors les autres feront la transmission avec succès. Dans le cas d'un système multi-antennaires:

Si L1 et L4 sont en profond évanouissement («deep fade»), L2 et L3 vont recevoir l'information. Les $s(t)$ sont des copies multiples du signal transmis. «L» copies du signal transmis donnent un système de diversité d'ordre L.

$$\begin{cases} y_1 = h_1x + n_1 \\ y_2 = h_2x + n_2 \\ \vdots \\ y_L = h_Lx + n_L \end{cases}$$

Soit x qui est en multiples copies dans le modèle entre l'antenne transmettant et l'antenne réceptrice. h_i , $i = 1$ à L , est un coefficient d'évanouissement (fading) du lien n°i.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_L \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_L \end{bmatrix}$$

Le vecteur $\bar{y}$ est de dimension $L \times 1$

Le vecteur $\bar{h}$ est de dimension $L \times 1$

Le vecteur $\bar{n}$ est de dimension $L \times 1$

$$\bar{y} = \bar{h}x + \bar{n}$$

$\bar{y}$ est le vecteur qui représente la diversité d'ordre L pour ce système de communication sans fil (cf. figure 3-1).

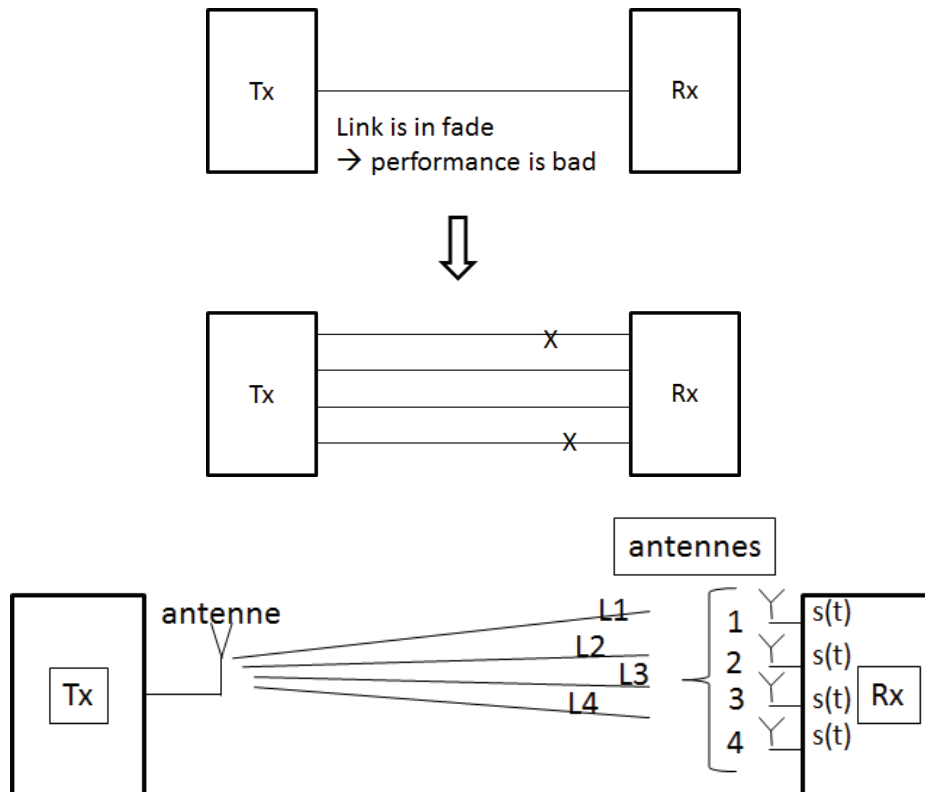


Figure 3-26 : La diversité de liaisons

Le BER avec L antennes réceptrices après un MRC à des SNR très élevées est donné par l'équation (3-1):

$$C_{2L-1}^L \cdot \frac{1}{2^L} \cdot \left(\frac{1}{2SNR} \right)^L \quad (3-1)$$

Avec $L = 2$ antennes réceptrices, le SNR requis pour supporter un BER de 10^{-6} est :

$$\begin{aligned} & C_{2L-1}^L \cdot \frac{1}{2^L} \cdot \left(\frac{1}{2SNR} \right)^L \\ & C_3^2 \cdot \frac{1}{2^2} \cdot \left(\frac{1}{2SNR} \right)^2 \\ & C_3^2 = \frac{3!}{2! (3-2)!} = 3 \\ & 3 \cdot \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{1}{2SNR} \right)^2 = \frac{3}{4} \left(\frac{1}{2SNR} \right)^2 = 10^{-6} \\ & \left(\frac{1}{2SNR} \right)^2 = \frac{4}{3} 10^{-6} \\ & (2SNR)^2 = \frac{3}{4} 10^6 \\ & 2SNR = \frac{\sqrt{3}}{2} 10^3 \\ & SNR_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} 10^3 \right) - 10 \log_{10} 2 = 26,37 \text{ dB} \end{aligned}$$

Ce qui donne pour $L = 1$ un $SNR_{dB} = 54 \text{ dB}$

Ce qui donne pour les 2 cas, une réduction de:

$$54 \text{ dB} - 26 \text{ dB} = 28 \text{ dB}$$

Soient P_w^1 , la puissance requise avec une antenne réceptrice et P_w^2 , la puissance requise avec deux antennes réceptrices:

$$\begin{aligned} \log_{10} \frac{P_w^1}{P_w^2} &= 28 \text{ dB} \simeq 30 \text{ dB} = 10 \log_{10} 10^3 \\ \frac{P_w^1}{P_w^2} &= 10^3 \\ P_w^2 &= P_w^1 / 10^3 \end{aligned}$$

En rajoutant une antenne réceptrice de plus, cela fera améliorer significativement le BER. La diversité à la réception est importante dans les technologies mobiles 3G et 4G:

- WCDMA
- HSDPA

- LTE
- WiMax

Pour L antennes réceptrices, le BER est de:

$$C_{2L-1}^L \cdot \frac{1}{2^L} \cdot \left(\frac{1}{2SNR} \right)^L$$

$$L=1 \Rightarrow \text{BER} = \frac{1}{4SNR} \simeq \frac{1}{SNR}$$

$$L=2 \Rightarrow \text{BER} = \frac{3}{16} \left(\frac{1}{SNR} \right)^2 \simeq \frac{1}{SNR^2}$$

$$L=3 \Rightarrow \text{BER} \simeq \frac{1}{SNR^3}$$

Le BER décroît quand le nombre d'antennes réceptrices augmentent comme le montre la figure 3-2:

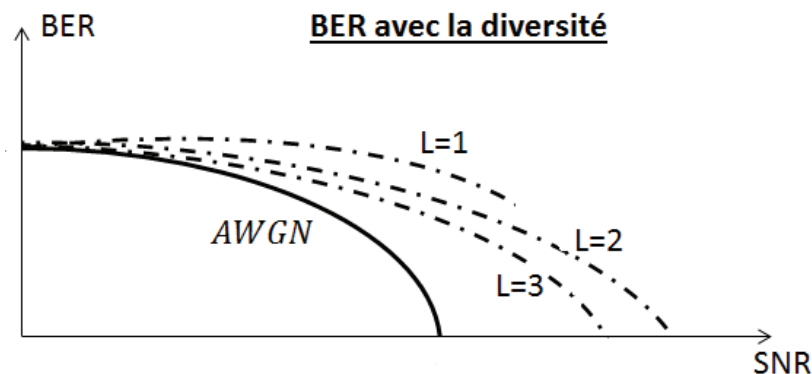


Figure 3-27 : L'évolution du BER avec la diversité de liaisons

Nous tendons vers un CANAL DE GAUSS.

A l'horizon 2020, tout le trafic Internet sera presque dominé par le trafic Vidéo. De ce fait, plusieurs codecs ont été mis en service ou voie de l'être pour mieux accompagner les besoins de débits capacitaires à chaque qu'une bonne couverture réseau draine une foulditude de composants connectés:

III.2 Mesure des taux d'erreurs dans les systèmes de télécommunications

Comparer la performance d'un système de communication sans fil à un système filaire revient à travailler sur le BER (Bit Error Rate). Dans une information binaire de symboles, les détecteurs ou les décodeurs ont pour rôle d'y détecter les erreurs. Le rapport, entre le nombre d'erreurs détectés et le nombre de bits transmis, donne le BER. D'autres indicateurs de taux de mesures liés aux types de services délivrés pour une bonne qualité de service sont le BLER (Bloc Error Rate), le SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio), le FER (Frame Error Rate) ou le taux de trames erronées, le SER (Symbol Error rate) ou le taux d'erreurs sur symboles. Mais dans cette thèse, nous allons nous limiter aux termes SNR et SINR. Pour le système de communication sans fil:

$$y = hx + n$$

Les coefficients d'évanouissements sont représentés par $h = ae^{j\theta}$. L'amplitude "a" met en évidence la distribution de Rayleigh. La puissance reçue s'écrit:

$$P \times |h|^2 = P \times a^2$$

Le SNR reçu s'écrit:

$$SNR = \frac{Pa^2}{\sigma_n^2} \quad (3-2)$$

En récapitulant, le tableau 3-1 ci-dessous nous montre:

Canal sans Fil
$SNR = a^2 \frac{P}{\sigma_n^2}$
$BER = Q\left(\sqrt{a^2 \frac{P}{\sigma_n^2}}\right)$

Tableau 3-1: Tableau récapitulatif des SNR et BER sans fil en fonction de P

Le BER d'un système de communication sans fil est la moyenne des BER des différents blocs de symboles transmis:

$$BER = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{SNR}{1 + SNR}} \right) \quad (3-3)$$

Ce qui donne en résumé le tableau 3-2 ci-dessous :

Canal sans Fil
$y = hx + n$
$BER = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{SNR}{1 + SNR}} \right)$

Tableau 3-2: Le BER d'un canal sans fil en fonction du SNR

Le BER d'un système de communication sans fil à de très hauts SNR , s'écrit comme le montre l'équation (3-4):

$$\frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{SNR}{1 + SNR}} \right) = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{SNR} + 1}} \right) \simeq \frac{1}{2} \left(1 - \left(1 - \frac{1}{2} \frac{1}{SNR} \right) \right) = \frac{1}{4} \frac{1}{SNR}$$

$$BER \simeq \frac{1}{4 SNR} \quad (3-4)$$

Pour un $SNR = 20 \text{ dB}$, le BER d'un système de communication sans fil s'écrit:

$$20 \text{ dB} = 10 \log_{10} SNR$$

La différence entre les systèmes de communication sans fil et filaire à 20dB est donc à 43 dB.

Pour présenter le même BER, le système de communication sans fil présente un fort SNR et une performance très faible à cause des évanouissements du signal. Ce qui ouvre la voie pour mieux expliquer les raisons d'une diversité:

$$10 \log_{10} SNR_{sans \text{ fil}} - 10 \log_{10} SNR_{filaire} = 43 \text{ dB}$$

Pour un BER de 10^{-6} :

$$P_{sans \text{ fil}} = 10^4 P_{filaire}$$

L'idée est de comparer les SNR des deux systèmes pour un même BER c'est-à-dire entre AWGN (Additive White Gaussian Noise) et Rayleigh suivis respectivement par les dits systèmes.

La performance d'un système de communication sans fil est mauvaise quand la puissance reçue est plus faible que la puissance du bruit:

$$|h|^2 P = a^2 P < \sigma_n^2$$

$$a^2 < \frac{\sigma_n^2}{P} = \frac{1}{SNR}$$

$$a < \frac{1}{\sqrt{SNR}}$$

C'est le phénomène de «deep fade».

Vu que le

$$BER \simeq \frac{1}{4SNR}$$

Alors:

$$Prob\left(a < \frac{1}{\sqrt{SNR}}\right) \simeq 4BER \quad (3-5)$$

Dans ce cas-ci, nous parlons d'interférence destructive. Comment améliorer la performance du système de communication sans fil? En faisant de la diversité de liaisons, la performance peut s'améliorer en contrôlant et en combattant l'environnement à évanouissements.

III.3 Les systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output)

Les systèmes MIMO sont représentés sur la figure 3-3 :

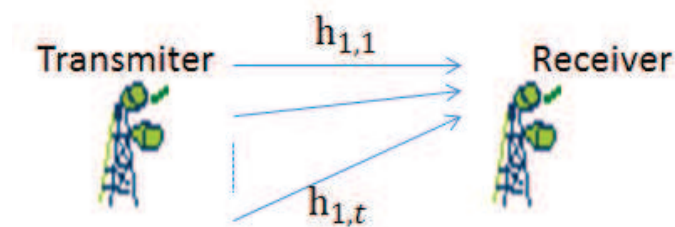


Figure 3-28 : Les systèmes MIMO

$$\bar{y} = H\bar{x} + \bar{n}$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1t} \\ h_{21} & h_{22} & & h_{2t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{r1} & h_{r2} & \dots & h_{rt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_t \end{bmatrix}$$

$$R_n = E[\bar{n}\bar{n}^H] = \begin{bmatrix} \sigma_n^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sigma_n^2 & & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sigma_n^2 \end{bmatrix} = \sigma_n^2 I \text{ (bruit blanc) est la matrice de covariance}$$

Avec plusieurs antennes, plusieurs liaisons, les systèmes MIMO peuvent utiliser la diversité de gain. Les systèmes peuvent augmenter les flux de données à travers plusieurs flux d'information transmis en parallèle à la même fréquence et au même moment et avec la même puissance de transmission. Le fait de transmettre plusieurs flux d'information en parallèle est possible à travers un processus de traitement des signaux multidimensionnels (cf. figure 3-4).

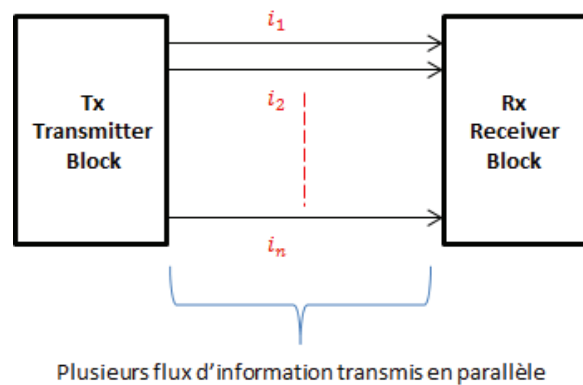


Figure 3-29 : La transmission en parallèle des flux d'information

$\bar{x}$ est le vecteur symbole transmis; $\bar{y}$ est le vecteur symbole reçu; Les x_i interfèrent au niveau de chaque antenne réceptrice y_i (cf. figure 3-5).

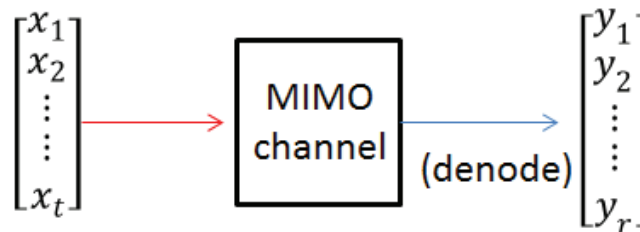


Figure 3-30 : Le vecteur symbole reçu au niveau du récepteur

La technologie MIMO est en voie de maturité, et est intégrée dans les nouvelles normes de haut débit sans fil comme la norme LTE [46]. En principe, plus l'antenne de l'émetteur/récepteur est équipée d'antennes, plus il y a de degrés de liberté que le canal de propagation peut fournir, et meilleures sont les performances en termes de débit de données ou de fiabilité des liaisons.

III.3.1 Les systèmes SIMO (Single Input Multiple Output))

$$t = 1$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_r \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_r \end{bmatrix}$$

$$\bar{y} = h\bar{x} + \bar{n}$$

Le système de diversité en réception est aussi appelé système SIMO (Single Input Multiple Output).

III.3.2 Les systèmes MISO (Multiple Input Single Output)

$$r = 1$$

$$\bar{y} = [h_1 \quad h_2 \quad \dots \quad h_t] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_t \end{bmatrix} + \bar{n} = \bar{h}^T \bar{x} + \bar{n}$$

Le cas d'un système qui transmet la diversité s'appelle MISO (Multiple Input Single Output).

III.3.3 Les systèmes SISO (Single Input Single Output)

$$r = t = 1$$

$$y = hx + n$$

III.3.4 La capacité des systèmes MIMO

En se référant à la théorie de l'information, où l'émetteur et le récepteur ont une connaissance parfaite de l'information instantanée sur l'état des canaux, la capacité du canal ergodique des systèmes MIMO est donnée par l'équation (3-6):

$$C_{perfect-CSI} = \log_2 \det(I_{n_r} + \rho \Gamma Q \Gamma^H) = \log_2 \det(I_{n_r} + \rho D S D^H) = \log_2 \det(I_{n_r} + \frac{\rho}{n_t} \Gamma \Gamma^H) \quad (3-6)$$

Où:

n_r = le nombre d'antennes à la réception

n_t = le nombre d'antennes à la transmission

ρ = le rapport entre la puissance d'émission et la puissance de bruit

I_{n_r} = la matrice identité de dimension $n_r \times n_r$

C = la capacité

$(*)^H$ désigne la transposée hermitienne

Le signal de covariance optimale $Q = VSV^H$ est obtenu par décomposition en valeurs singulières de la matrice de canal $UDV^H = H$ et une matrice diagonale optimale d'allocation de puissance $S = \text{diag}(s_1, \dots, s_{\min(N_t, N_r)}, 0, \dots, 0)$. L'allocation de puissance est obtenue par Waterfiling à partir de l'équation (3-7):

$$s_i = \left(\mu - \frac{1}{\rho d_i^2} \right)^+, \text{ for } i = 1, \dots, \min(N_t, N_r), \quad (3-7)$$

Où $d_1, \dots, d_{\min(N_t, N_r)}$ sont les éléments diagonaux de D .

$(.)^+$ est nulle si son argument est négatif, et μ est choisi de telle sorte que:

$$s_1 + \dots + s_{\min(N_t, N_r)} = N_t$$

Si l'émetteur dispose des statistiques du canal, alors nous obtenons avec l'équation (3-8):

$$C_{\text{statistical-CSI}} = \max_Q E[\log_2 \det(I + \rho H Q H^H)] \quad (3-8)$$

La corrélation spatiale du canal a un fort impact sur la notion de la capacité du canal. Si l'émetteur n'a pas de connaissance sur l'état du canal, il est possible de sélectionner la covariance du signal Q qui maximise la capacité de canal dans les statistiques les plus pessimistes, ce qui signifie $Q = \frac{1}{N_t} I$ et donc nous obtenons avec l'équation (3-9):

$$C_{\text{no-CSI}} = E \left[\log_2 \det \left(I + \frac{\rho}{N_t} H H^H \right) \right] \quad (3-9)$$

En fonction des propriétés statistiques du canal, la capacité ergodique est toujours inférieure ou égale à:

$$\min(N_t, N_r) \times C_{\text{SISO}}$$

Dans le cas où $\Gamma \Gamma^H$ égale à la matrice identité, C devient de fait la capacité du canal. Pour se rapprocher du débit atteignable, C , l'émetteur n'a pas besoin de connaître l'état du canal mais les différentes valeurs atteignables par le canal. Alternativement, si le canal est régi par des statistiques

connues alors l'émetteur peut établir le débit compatible. Dans le cas d'un système SISO, le débit atteignable devient d'après l'équation (3-10):

$$C = \log_2 \det(1 + \rho |\Gamma|^2) \quad (3-10)$$

Il est encadré par l'équation (3-11):

$$\log_2(1 + \rho n_r) \leq C \leq \min(n_t, n_r) \log_2 \left(1 + \frac{\rho \max(n_t, n_r)}{n_t} \right) \quad (3-11)$$

III.4 La décomposition en valeurs singulières

Avec l'introduction du SVD (Singular Value Decomposition)

$$H = U \Sigma V^H = [U_1 \quad U_2 \quad \dots \quad U_t] \begin{bmatrix} \sigma_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \sigma_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^H \\ V_2^H \\ \vdots \\ V_t^H \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} \|U_i\|^2 &= 1, U_i^H U_j = 0 \text{ si } i \neq j \\ \|V_i\|^2 &= 1, V_i^H V_j = 0 \text{ si } i \neq j \end{aligned}$$

V est une matrice unitaire

$$V^H V = V V^H = I$$

Si $r = t$,

$$U^H U = I$$

$\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_t$ sont des valeurs singulières ≥ 0 tels que:

$$\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_t \geq 0$$

$$\bar{y} = H \bar{x} + \bar{n} = U \Sigma V^H \bar{x} + \bar{n}$$

Au niveau du récepteur,

$$\begin{aligned} U^H \bar{y} &= \tilde{y} = U^H (U \Sigma V^H \bar{x} + \bar{n}) = \Sigma V^H \bar{x} + U^H \bar{n} = \Sigma V^H \bar{x} + \tilde{n} = \Sigma V^H (V \tilde{x}) + \tilde{n} \\ \tilde{y} &= \Sigma V^H V \tilde{x} + \tilde{n} = \Sigma \tilde{x} + \tilde{n} \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \\ \vdots \\ \tilde{y}_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sigma_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sigma_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \vdots \\ \tilde{x}_t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{n}_1 \\ \tilde{n}_2 \\ \vdots \\ \tilde{n}_t \end{bmatrix}$$

Nous voyons nettement un découplage des canaux MIMO montrant un parallélisme du système MIMO montrant t canaux parallèles qui transmettent t information de symboles en parallèle (cf. figure 3-6). C'est le multiplexage spatial:

$$\begin{cases} \tilde{y}_1 = \sigma_1 \tilde{x}_1 + \tilde{n}_1 \\ \tilde{y}_2 = \sigma_2 \tilde{x}_2 + \tilde{n}_2 \\ \vdots \\ \tilde{y}_t = \sigma_t \tilde{x}_t + \tilde{n}_t \\ \tilde{n} = U^H \bar{n} \end{cases}$$

$$E\{\tilde{n}\tilde{n}^H\} = E\{U^H \bar{n} \bar{n}^H U\} = U^H \sigma_{\bar{n}}^2 I U$$

Après beamforming,

$$\sigma_{\tilde{n}}^2 = \sigma_{\bar{n}}^2$$

Le SNR du i^{ème} canal parallèle est:

$$\frac{\sigma_i^2 P_i}{\sigma_n^2}$$

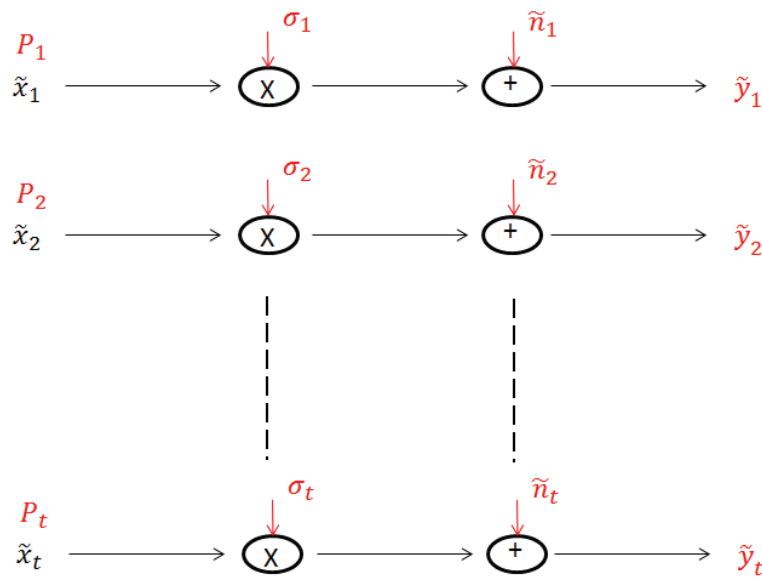


Figure 3-31 : Le découplage des canaux MIMO

Le débit maximum obtenu à partir de la théorie de SHANNON est donné par la capacité du canal:

$$\log_2(1 + SNR)$$

La capacité du i^{ème} canal parallèle est:

$$\log_2(1 + \frac{\sigma_i^2 P_i}{\sigma_n^2})$$

La capacité totale du système MIMO est décrite par l'équation (3-12):

$$\sum_{i=1}^t \log_2(1 + \frac{\sigma_i^2 P_i}{\sigma_n^2}) \quad (3-12)$$

III.5 L'algorithme de Waterfiling

Soit P la puissance transmise à trouver telle que le montre l'équation (3-13) :

$$P_1 + P_2 + \dots + P_t \leq P \quad (3-13)$$

Pour cela, le théorème de l'allocation de la puissance optimale pour un système MIMO est donné par l'équation (3-14):

$$\max \sum_{i=1}^t \log_2(1 + \frac{\sigma_i^2 P_i}{\sigma_n^2}) \quad (3-14)$$

D'après l'Inégalité de Jensen, sous sa forme discrète,

$$\max \sum_{i=1}^t \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_i^2 P_i}{\sigma_n^2} \right) \leq \log_2 \sum_{i=1}^t \max \left(1 + \frac{\sigma_i^2 P_i}{\sigma_n^2} \right)$$

La contrainte vérifie par conséquent la condition suivante:

$$\sum_{i=1}^t P_i = P$$

D'après la technique de Lagrange (cf. figure 3-7),

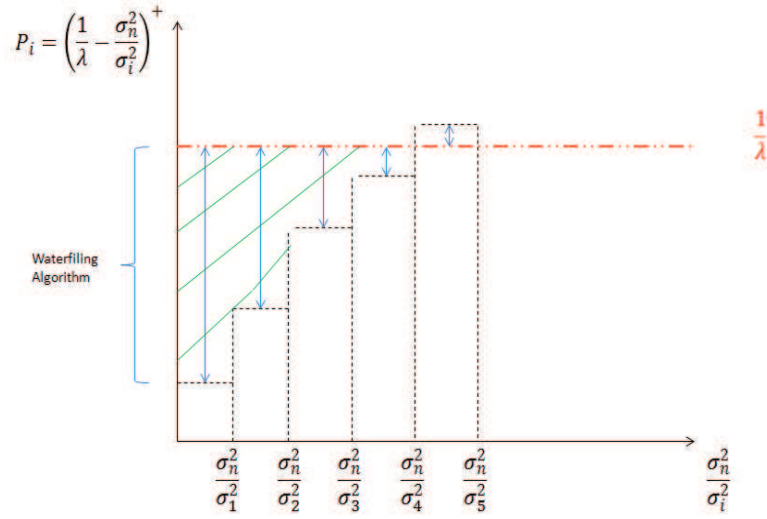


Figure 3-32 : Le principe de Lagrange

$$F = \sum_{i=1}^t \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_i^2 P_i}{\sigma_n^2} \right) + \lambda \left(P - \sum P_i \right)$$

$$\frac{dF}{dP_i} = 0$$

$$\frac{\sigma_i^2 / \sigma_n^2}{1 + P_i \sigma_i^2 / \sigma_n^2} + \lambda(-1) = 0$$

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_i^2} + P_i$$

$$P_i = \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{\sigma_n^2}{\sigma_i^2} \right)^+$$

$$P_i = \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{\sigma_n^2}{\sigma_i^2} \right), \text{ si } \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{\sigma_n^2}{\sigma_i^2} \right) \geq 0$$

$$P_i = 0, \text{ si } \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{\sigma_n^2}{\sigma_i^2} \right) < 0$$

Dans la figure 3-7 ci-dessus, nous supposons que $n = t$ canaux avec une puissance $P_i > 0$. Si $P_i < 0$, il faut répéter autant de fois le processus de l'algorithme qui vérifie la condition $\frac{1}{\lambda} \geq \frac{\sigma_n^2}{\sigma_i^2}$ pour $i=1,2,\dots,N$. Lors du beamforming, on précode les différentes valeurs de $V_1, V_2, \dots, V_t$ et on transmet la capacité.

III.6 La capacité asymptotique des systèmes MIMO

$$C_a = \log_2 \left| I + \frac{1}{\sigma_n^2} H R_x H^H \right|$$

Avec

$$R_x = E(\bar{x}\bar{x}^H) = \frac{P_t}{t} I$$

$$C_a = \log_2 \left| I + \frac{P_t}{t\sigma_n^2} H H^H \right|$$

Si $t \gg r$, de h_r^H à h_t^H on ne peut les multiplier à rien. Ce qui réduit la matrice à:

$$H H^H = \begin{bmatrix} h_1^H h_1 & h_1^H h_2 & \dots & h_1^H h_r \\ h_2^H h_1 & h_2^H h_2 & \dots & h_2^H h_r \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_r^H h_1 & h_r^H h_2 & \dots & h_r^H h_r \end{bmatrix}$$

Avec

$$h_i^H h_i = \|h_i\|^2 = t$$

$$h_i^H h_j = 0 \text{ si } i \neq j$$

$$H H^H = \begin{bmatrix} t & 0 & \dots & 0 \\ 0 & t & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & t \end{bmatrix} = tI$$

$$C_a = \log_2 \left| I + \frac{P_t}{t\sigma_n^2} tI \right| = \log_2 \left| I + \frac{P_t}{\sigma_n^2} I \right| = r \log_2 \left(1 + \frac{P_t}{\sigma_n^2} \right)$$

Pour un SISO, la capacité est:

$$C_a = \log_2 \left(1 + \frac{P_t}{\sigma_n^2} \right)$$

Le facteur qui augmente la capacité du système MIMO est $\min(r, t)$ comme le montre l'équation (3-15) :

$$C_a = \min(r, t) \log_2 \left(1 + \frac{P_t}{\sigma_n^2} \right) \quad (3-15)$$

Chapitre IV: Estimation de la matrice du canal et calcul du débit

Chapitre IV: Estimation de la matrice du canal et calcul du débit

L'estimation du canal peut se faire en utilisant une séquence d'apprentissage ou en utilisant la méthode dite aveugle. La plus utilisée reste cependant la méthode utilisant la séquence d'apprentissage à cause des canaux à trajets multiples.

Le meilleur moyen d'estimer le canal est de disposer du meilleur récepteur conventionnel. Au lieu d'avoir un fort SINR suffisant pour recevoir les données, la connaissance à priori du canal de propagation est utile, dans le meilleur des cas, pour la réduction des effets perturbateurs liés au canal physique de propagation lors de la transmission du signal.

Le récepteur conventionnel permet d'avoir de meilleures performances lors des communications.

L'estimation du canal est nécessaire au niveau du récepteur qui embarque le dispositif lui permettant d'analyser les informations liées au canal.

Les méthodes d'estimation de canal dans le domaine fréquentiel sont les méthodes LS et MMSE [47,48], mais la méthode MMSE nécessite la connaissance à priori de la variance du bruit. La méthode LS est sensible au bruit et requiert un taux important de pilotes particulièrement dans le cas de canaux parcimonieux. Les méthodes d'estimation dans le domaine temporel sont plus adaptées aux canaux parcimonieux.

Les méthodes temporelles sont plus sensibles que les méthodes fréquentielles au problème de l'étalement temporel du canal.

Dans les systèmes massifs MIMO, l'estimation du canal de propagation reste le sujet phare. Cette thèse a permis d'examiner l'inexactitude de l'estimation du canal et son effet sur le débit de la liaison montante. La meilleure solution est d'avoir la méthode d'estimation de canal la plus efficace qui n'est pas affectée par le bruit, les interférences et la contamination des symboles pilotes.

Dans un temps de cohérence donné, avec une bonne synchronisation de la porteuse et des symboles, les séquences de symboles pilotes orthogonaux envoyés sont réutilisées dans les cellules

voisines. La modélisation du signal dans le canal permet, par la suite, la mise en place d'algorithmes pour analyser les performances des liaisons, la robustesse du signal, les effets du canal, l'estimation du canal, l'égalisation du canal, la synchronisation du signal entre autres.

Nous montrons également l'impact de la contamination des symboles pilotes dans l'estimation du débit d'un terminal lors de la connaissance du canal à la phase montante.

Le débit, pour un signal numérique traversant canal bruité (cf. figure 4-1), est donné par:

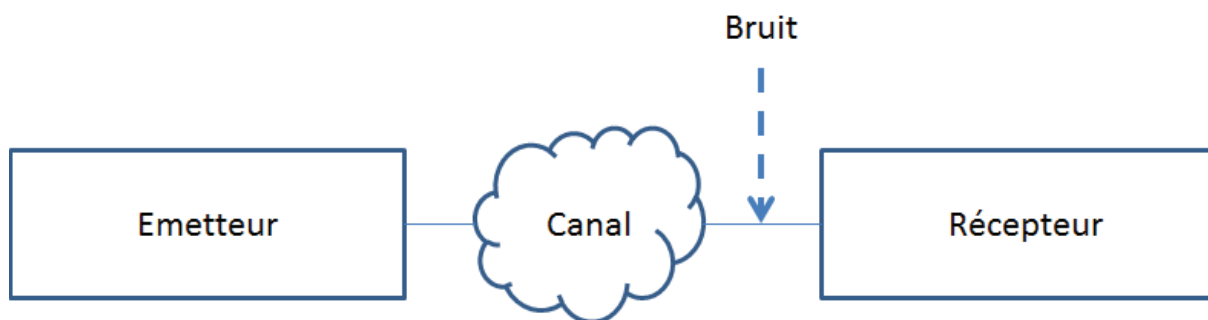


Figure 4-33 : La traversée du canal bruité par le signal

La bande passante que doit avoir un canal pour écouler convenablement un signal numérique est généralement plus élevée que celle nécessaire pour le signal analogique initial (supposé occuper une bande limitée).

Dans un système de communication sans fil, il faut considérer le besoin d'augmenter le débit de transmission sans augmenter la largeur de bande.

Deux courants de pensées se complètent pour une bonne transmission et une bonne réception de l'information. Le premier consiste à la connaissance du modèle associé du canal de transmission pour le calcul de l'efficacité spectrale par l'intermédiaire de bons détecteurs pour la réduction des effets néfastes lors de la transmission des signaux. Les systèmes MIMO Massifs ou multi-utilisateurs, utilisent par exemple le multiplexage spatial. Il est donc nécessaire d'avoir une bonne connaissance du canal, au niveau de la liaison montante et de la liaison descendante. Le second propose l'utilisation d'un algorithme d'adaptation dont la convergence est rapide et qui prend également en compte le besoin de communication fiable multi environnement. Par conséquent, il s'agit de mettre en place un algorithme adaptatif dont les performances soient les plus indépendantes possibles du moyen de transmission, c'est-à-dire, dont les équations de l'algorithme ne doivent pas utiliser des quantités directement associées au

modèle du canal de transmission. Ceci revient à utiliser le moins possible de connaissance a priori sur le moyen de transmission. En effet si on dispose de moins de connaissance de la distorsion sur le signal, on s'attend théoriquement à une convergence plus lente. De plus, avoir un algorithme qui présente un coût calculatoire faible ne veut pas dire forcément rapide: LMS (moindres carrés moyens) versus LS (moindres carrés). Il est alors évident que dans le second cas, pour respecter la contrainte d'augmenter le débit sans entraîner une largeur de bande plus élevée, il faut éviter la séquence d'apprentissage dans les communications mobiles. Dans ce mémoire, nous optons pour le premier courant de pensée. La mesure ou l'estimation de H est connue comme l'estimation du canal (channel estimation). L'idée est de savoir qu'en sera-t-il au niveau du récepteur? En utilisant la phase de renseignement (Training) ou de symboles pilotes (pilot symbols). Les phases aléatoires de signaux de sous-porteuses, lors de la transmission, peuvent produire des niveaux de puissance instantanée qui influent sur l'amplificateur du signal, ce qui provoque une distorsion momentanément et en fin de compte des erreurs de symboles. Les signaux OFDM sont très dynamiques et peuvent être difficiles à détecter en raison de leur nature semblable au bruit. La compréhension de la chaîne permet la manipulation de la phase et de l'amplitude de chaque émetteur afin de former un faisceau. Pour former un faisceau correctement, l'émetteur a besoin de comprendre les caractéristiques du canal. Ce processus est appelé sondage de canal ou l'estimation du canal. Un signal connu est envoyé à l'appareil mobile qui lui permet de construire une image de l'environnement de canal. Le dispositif mobile renvoie les caractéristiques de canal à l'émetteur. L'émetteur peut alors appliquer les ajustements de phase et d'amplitude correcte pour former un faisceau dirigé au niveau du dispositif mobile. Il s'agit d'un système MIMO en boucle fermée. Pour la formation du faisceau, il est nécessaire d'ajuster les phases et l'amplitude de chaque émetteur. Dans une formation de faisceau optimisé pour la diversité spatiale ou de multiplexage spatial, chaque élément d'antenne transmet simultanément une combinaison pondérée des deux symboles de données. En théorie de l'information, le théorème de Shannon-Hartley indique la vitesse maximale à laquelle des informations peuvent être transmises sur un canal de communication d'une bande passante spécifiée en présence de bruit. Il s'agit d'une application du théorème de codage des canaux bruyants au cas archétype d'un canal de communication analogique en continu assujéti au bruit gaussien. Le théorème établit la capacité de canal de Shannon pour une telle liaison de communication, liée à la quantité maximale d'information sans erreur par unité de temps qui peut être transmise avec une largeur de bande spécifiée en présence de l'interférence de bruit, en supposant que la puissance du signal est bornée, et que le processus de bruit gaussien est caractérisé par une densité spectrale de puissance ou de puissance connue. La loi est

nommée d'après Claude Shannon et Ralph Hartley. Le théorème de Shannon-Hartley indique la capacité de canal C comme le montre l'équation (4-1), c'est-à-dire la limite supérieure théoriquement supérieure sur le taux d'information de données qui peuvent être communiquées à un taux d'erreur arbitrairement faible en utilisant une puissance de signal reçue moyenne S par un canal de communication analogique soumis à un blanc additif gaussien Bruit de puissance N :

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (4-1)$$

Où « C » est la capacité du canal en bits par seconde, une limite supérieure théorique sur le débit binaire net (taux d'information, noté parfois "I") à l'exclusion des codes de correction d'erreur; B est la largeur de bande du canal en hertz (bande passante dans le cas d'un signal passe-bande); S est la puissance de signal reçue moyenne sur la bande passante (dans le cas d'une transmission à bande passante modulée par porteuse, souvent désignée par C), mesurée en watts (ou volts au carré); N est la puissance moyenne du bruit et des interférences sur la bande passante, mesurée en watts (ou en volts au carré); et S/N est le rapport signal/bruit (SNR/Signal Noise Ratio) ou le rapport porteuse/bruit (CNR/Carrier Noise Ratio) du signal de communication au bruit et à l'interférence au niveau du récepteur (exprimé en tant que rapport de puissance linéaire, et non en décibels logarithmiques). Avec un SNR de 0 dB (puissance du signal=puissance de bruit), la capacité en bits/s est égale à la bande passante en hertz. Il est possible de transmettre en utilisant des signaux qui sont en dessous du niveau de bruit de fond. Cependant, le taux d'erreur augmentera très rapidement. Comme indiqué plus haut, la capacité de transmission est proportionnelle à la bande passante du canal et au logarithme du SNR. Cela signifie que la capacité de canal peut être augmenté de façon linéaire, soit en augmentant la bande passante du canal donné avec un SNR fixe ou avec une bande passante fixe, à l'aide d'un ordre supérieur des modulations qui ont besoin d'un niveau très élevé de SNR pour fonctionner. À mesure que la vitesse de modulation augmente, l'efficacité spectrale s'améliore, mais au prix d'une exigence du SNR. Ainsi, il y a une augmentation exponentielle de l'exigence de SNR si l'on adopte une 16QAM ou une 64QAM; cependant, l'efficacité spectrale s'améliore. Dans le cas MIMO, lorsque le nombre de faisceaux d'antenne augmente, la capacité du canal augmente également. La corrélation entre le nombre d'antennes MIMO et le débit n'est toujours pas linéaire. Si le débit binaire est connu (ou estimé à la réception), cela permet d'estimer la durée d'émission T_s de chaque symbole. Pour reconstituer la séquence de symboles émise, on multiplie le signal reçu par la forme d'onde et on intègre pendant la durée T_s d'émission du symbole.

IV.1 Le système étudié

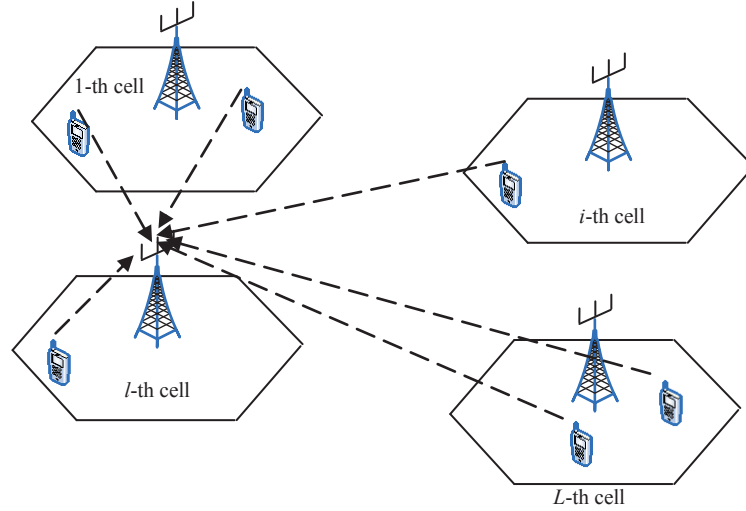


Figure 4-34 : Le système étudié

Nous considérons un système avec L cellules contenant chacune une station de base équipée de M antennes et de K utilisateurs à une seule antenne (cf. figure 4-2). Les stations de base partagent la même bande de fréquence. Au niveau de la $l^{ième}$ cellule de référence, la station de base reçoit des signaux de tous les utilisateurs présents dans toutes les cellules. Ensuite, le vecteur $M \times 1$ reçu à la $l^{ième}$ station de base est donné par l'équation (4-2):

$$y_l = \sqrt{p_u} \sum_{i=1}^L \Gamma_{i,l} x_i + n_l = \sqrt{p_u} A \sum_{i=1}^L G_{i,l} x_i + n_l = \sqrt{p_u} A \sum_{i=1}^L H_{i,l} D_{i,l}^{1/2} x_i + n_l \quad (4-2)$$

IV.2 Estimation du canal

L'estimation de canal est effectuée en utilisant des séquences d'entraînement reçues sur la liaison montante. Une partie de la bande de cohérence est utilisée pour les séquences d'entraînement sur la liaison montante. Tous les utilisateurs dans toutes les cellules transmettent simultanément des séquences pilotes de longueur τ symboles.

L'hypothèse sur la transmission synchronisée représente le cas le plus défavorable du point de vue de la contamination du pilote, mais il n'est pas trop impactant pour ce mémoire de supposer une transmission non synchronisée.

Nous supposons qu'en plus que le même ensemble de séquences pilotes est utilisé dans toutes les L cellules.

Par conséquent, les séquences pilotes utilisées dans la $l^{ième}$ cellule peuvent être représentées par une matrice $K \times \tau$, telles qu'elles satisfassent les conditions suivantes de l'équation (4-3):

$$\begin{aligned} \sqrt{p_p} \Phi_l &= \sqrt{p_p} \Phi \\ \tau &\geq K \\ \Phi \Phi^H &= I_K \\ p_p &= \tau p_u \end{aligned} \quad (4-3)$$

p_p , mesure le SNR pendant la phase de la transmission des séquences pilotes. $Y_{p,l}$, est la matrice des séquences pilotes reçues à la $l^{ième}$ station de base et elle s'écrit dans l'équation (4-4) comme suit:

$$Y_{p,l} = \sqrt{p_p} A \sum_{i=1}^L H_{i,l} D_{i,l}^{1/2} \phi + N_l \quad (4-4)$$

N_l , est la matrice de bruit résultante de taille $M \times \tau$

Il faut noter ensuite que:

$$\begin{aligned} E[N_l] &= 0_{M \times \tau} \\ E[N_l N_l^H] &= \tau \sigma_{n_l}^2 I_M \\ E[N_l^H N_l] &= M \sigma_{n_l}^2 I_\tau \end{aligned}$$

IV.3 Les méthodes d'estimation de canal

Dans un système non coopératif, le vecteur signal $y_1(t)$ bande de base est reçu au niveau d'une station de base (BS - Base Station) placée à une cellule l donnée et à un instant t donné avec toutes les P directions formant les canaux de transmission. L'estimation de canal s'avère être utile pour une bonne estimation des limites capacitaires du débit offert par le canal de propagation. Et ceci grâce à la transmission de séquence de pilotes orthogonaux qui permet à cette station de base de faire l'estimation du canal formée entre ses antennes et les terminaux présents dans sa cellule. La réutilisation de la même séquence de pilotes orthogonaux dans les autres cellules, crée une contamination pilote des cellules voisines [49]. Le modèle s'applique aux canaux à large bande traités par OFDM sur des intervalles de fréquence restreints. Dans les sections suivantes, nous utiliserons les paramètres de gains ci-dessous:

$$\beta_{jl} = \sum_{k=1}^K \beta_{jlk}$$

$$\bar{\beta}_{ln} = \sum_{i=1}^L \beta_{iln}$$

$$\hat{\beta}_l = \sum_{i=1}^L \beta_{il}$$

$\sqrt{\beta_k}$ modélise l'atténuation géométrique et le "Shadow Fading" qui sont supposés être indépendants de M et constants sur plusieurs temps de cohérence. Si le terminal est pris dans le fading, il doit attendre que le canal de propagation ait suffisamment changé jusqu'à ce que toutes les données puissent être reçues. Le MIMO massif repose sur la loi des grands nombres et la formation de faisceau afin d'éviter les fadings, de sorte qu'ils ne limitent plus la latence.

IV.3.1 Estimation $\hat{\mathbf{H}}_{l,l}$ de $\mathbf{H}_{l,l}$ avec la méthode Minimum Mean-Square Error (MMSE)

Nous supposons que la station de base utilise ici l'estimation de $\hat{\mathbf{H}}_{l,l}$ par la méthode MMSE. La matrice pilote reçue $Y_{p,l}$ est multipliée par Φ^H par l'équation (4-5):

$$\tilde{Y}_{p,l} = Y_{p,l} \Phi^H = \sqrt{p_p} A \sum_{i=1}^L H_{i,l} D_{i,l}^{1/2} + N_l \Phi^H = \sqrt{p_p} A \sum_{i=1}^L H_{i,l} D_{i,l}^{1/2} + W_l \quad (4-5)$$

La matrice pilote transmise a le format de la modulation M-PSK et $W_l = N_l \Phi^H$.

Si nous considérons seulement une colonne, (typiquement la $n^{\text{ième}}$ colonne) de W_l notée w_{ln} , nous avons:

$$E\{w_{ln} w_{ln}^H\} = \sigma_{n_l}^2 I_M$$

$$E\{w_{ln}^H w_{ln}\} = M \sigma_{n_l}^2$$

S'agissant de l'estimation des canaux, puisque $H_{l,l}$ a des colonnes indépendantes, alors l'estimation de chaque colonne $H_{l,l}$ se fera de manière indépendante. Soit $\tilde{y}_{pln}$ la $n^{\text{ième}}$ colonne de $\tilde{Y}_{p,l}$. Alors $\tilde{y}_{pln}$ s'exprime selon l'équation (4-6) :

$$\tilde{y}_{pln} = \sqrt{p_p} A h_{ln} \beta_{ln}^{1/2} + \sqrt{p_p} A \sum_{i \neq l}^L h_{iln} \beta_{iln}^{1/2} + w_{ln} \quad (4-6)$$

où h_{iln} et w_{ln} sont respectivement les $n^{\text{ième}}$ colonne de $H_{i,l}$ et W_l . L'estimateur de h_{iln} par la méthode MMSE est donné par l'équation (4-7):

$$\hat{h}_{iln} = \beta_{iln}^{1/2} \sqrt{p_p} A^H (p_p \beta_{iln} A A^H + R_{z_{ln}})^{-1} \tilde{y}_{pln} \quad (4-7)$$

Avec:

$$z_{ln} \equiv \sqrt{p_p} A \sum_{i \neq l}^L h_{iln} \beta_{iln}^{1/2} + w_{ln}$$

$$R_{z_{ln}} = E\{z_{ln} z_{ln}^H\} = p_p A A^H \sum_{i=1, i \neq l}^L \beta_{iln} + \sigma_{n_l}^2 I_M$$

Donc:

$$\hat{h}_{iln} = \frac{\beta_{iln}^{1/2} \sqrt{p_p} A^H}{\sigma_{n_l}^2} \left(\frac{p_p}{\sigma_{n_l}^2} \sum_{i=1}^L \beta_{iln} A A^H + I_M \right)^{-1} \tilde{y}_{pln}$$

$$\hat{h}_{iln} = \left(\frac{\beta_{iln}^{1/2}}{\sqrt{\sigma_{n_l}^2 \sum_{i=1}^L \beta_{iln}}} \right) \sqrt{\frac{p_p}{\sigma_{n_l}^2} \sum_{i=1}^L \beta_{iln} A^H} \left(\sqrt{\frac{p_p}{\sigma_{n_l}^2} \sum_{i=1}^L \beta_{iln} A} \sqrt{\frac{p_p}{\sigma_{n_l}^2} \sum_{i=1}^L \beta_{iln} A^H + I_M} \right)^{-1} \tilde{y}_{pln}$$

$$\hat{h}_{iln} = \left(\frac{\beta_{iln}^{1/2}}{\sqrt{\sigma_{n_l}^2 \sum_{i=1}^L \beta_{iln}}} \right) \left(\frac{p_p}{\sigma_{n_l}^2} A A^H \sum_{i=1}^L \beta_{iln} + I_P \right)^{-1} \sqrt{\frac{p_p}{\sigma_{n_l}^2}} \sqrt{\sum_{i=1}^L \beta_{iln} A^H} \tilde{y}_{pln}$$

$$\hat{h}_{iln} = \sqrt{p_p} \beta_{iln}^{1/2} \left(p_p A A^H \sum_{i=1}^L \beta_{iln} + \sigma_{n_l}^2 I_P \right)^{-1} A^H \tilde{y}_{pln}$$

Le $k^{\text{ième}}$ élément diagonal de $p_p A A^H \sum_{i=1}^L \beta_{iln}$ est égal à $\frac{M p_p}{P} \sum_{i=1}^L \beta_{iln}$

Vu que la liaison montante est généralement limitée par des interférences, nous avons:

$$\frac{M p_p}{P} \sum_{i=1}^L \beta_{iln} \gg \sigma_{n_l}^2$$

Ce qui donne une approximation de $\hat{h}_{iln}$ comme suit:

$$\hat{h}_{iln} = \beta_{iln}^{1/2} \sqrt{p_p} \left(p_p A A^H \sum_{i=1}^L \beta_{iln} \right)^{-1} A^H \tilde{y}_{pln}$$

Ainsi l'estimation de $H_{l,l}$ par la méthode MMSE est décrite dans l'équation (4-8):

$$\hat{H}_{l,l} = p_p^{-1/2} (A^H A)^{-1} A^H \tilde{Y}_{p,l} D_l^{-1} D_{ll}^{1/2} \quad (4-8)$$

L'estimation de la matrice du canal physique entre la l^{ième} station de base et les K utilisateurs de la l^{ième} cellule est décrite par l'équation (4-9):

$$\hat{\Gamma}_{l,l} = A \hat{H}_{l,l} D_{ll}^{1/2} = p_p^{-1/2} A (A^H A)^{-1} A^H \tilde{Y}_{p,l} D_l^{-1} D_{ll}^{1/2} = p_p^{-1/2} \Pi_A \tilde{Y}_{p,l} D_l^{-1} D_{ll}^{1/2} \quad (4-9)$$

Avec

$$D_l \equiv \sum_{i=1}^L D_{il}$$

$\Pi_A \equiv A(A^H A)^{-1} A^H$ est la projection orthogonale sur A.

Nous pouvons voir que la multiplication de $Y_{p,l}$ avec Φ^H signifie simplement une multiplication avec le pseudo inverse ($\Phi \Phi^H = I_K$). $\tilde{Y}_{p,l}$ est de fait l'estimation conventionnelle des moindres carrés (Least-Squares).

L'estimateur de canal par la méthode MMSE que nous avons dérivé effectue ainsi une estimation de canal classique, puis projette l'estimation sur le modèle physique (espace de faisceau) pour le réseau.

IV.3.2 Estimation Bayésienne $\hat{H}_{l,l}$ de $H_{l,l}$ avec la règle MAP (maximum a posteriori)

$$\tilde{Y}_{p,l} = Y_{p,l} \phi^H = \sqrt{p_p} A \sum_{i=1}^L H_{i,l} D_{i,l}^{1/2} + W_l \quad (4-10)$$

Soit $\tilde{y}_{p,ln}$ la n^{ième} colonne de $\tilde{Y}_{p,l}$ estimé dans l'équation (4-10).

$$\tilde{y}_{p,ln} = \sqrt{p_p} A h_{l,ln} \beta_{l,ln}^{1/2} + \sqrt{p_p} A \sum_{i=1, i \neq l}^L h_{i,ln} \beta_{i,ln}^{1/2} + w_{ln}$$

où $h_{i,ln}$ et w_{ln} sont respectivement la n^{ième} colonne de $H_{i,l}$ et W_l . En posant:

$$z_{ln} \equiv \sqrt{p_p} A \sum_{i=1, i \neq l}^L h_{i,ln} \beta_{i,ln}^{1/2} + w_{ln}$$

$\tilde{y}_{p,ln}$ peut s'écrire comme suit:

$$\tilde{y}_{pln} = \sqrt{p_p} A h_{ltn} \beta_{ltn}^{1/2} + z_{ln}$$

En appliquant la règle de Bayes, étant donné le signal d'apprentissage reçu et observé $\tilde{y}_{pln}$, la distribution conditionnelle du canal h_{ltn} est donnée par l'équation (4-11) :

$$p(h_{ltn}|\tilde{y}_{pln}) = \frac{p(h_{ltn})p(\tilde{y}_{pln}|h_{ltn})}{p(\tilde{y}_{pln})} = p(h_{ltn})p(\tilde{y}_{pln}|h_{ltn}) \quad (4-11)$$

Nous utilisons la fonction de densité de probabilité gaussienne (PDF) du vecteur aléatoire h_{ltn} et supposons que ses éléments $h_{ltn}(1), \dots, h_{ltn}(i), \dots, h_{ltn}(P)$ sont mutuellement indépendants, donnant ainsi la fonction conjointe de densité de probabilité dans l'équation (4-12) :

$$p(h_{ltn}|\tilde{y}_{pln}) = \frac{\exp(-f(h_{ltn}))}{(\sqrt{2\pi})^P \pi^P \det R_{z_{ln}}} \quad (4-12)$$

avec,

$$R_{z_{ln}} = E \left[(\sqrt{p_p} A \sum_{i=1, i \neq l}^L h_{iln} \beta_{iln}^{1/2} + w_{ln}) (\sqrt{p_p} A \sum_{i=1, i \neq l}^L h_{iln} \beta_{iln}^{1/2} + w_{ln})^H \right]$$

$$f(h_{ltn}) = h_{ltn}^H h_{ltn} + (\tilde{y}_{pln} - \sqrt{p_p} A h_{ltn} \beta_{ltn}^{1/2})^H R_{z_{ln}}^{-1} (\tilde{y}_{pln} - \sqrt{p_p} A h_{ltn} \beta_{ltn}^{1/2})$$

L'estimation $\hat{h}_{ltn}$ de h_{ltn} avec le ML (Maximum Likelihood ou Maximum de vraisemblance) donne l'équation (4-13) :

$$\begin{aligned} \hat{h}_{ltn} &= \underset{h_{ltn} \in \mathbb{C}^{P \times 1}}{\operatorname{argmax}} \exp(-f(h_{ltn})) \\ \hat{h}_{ltn} &= \underset{h_{ltn} \in \mathbb{C}^{P \times 1}}{\operatorname{argmin}} f(h_{ltn}) \\ \hat{h}_{ltn} &= \beta_{ltn}^{1/2} \sqrt{p_p} A^H (p_p \beta_{ltn} A A^H + R_{z_{ln}})^{-1} \tilde{y}_{pln} \\ \hat{h}_{ltn} &= \beta_{ltn}^{1/2} \sqrt{p_p} A^H \left(p_p A A^H \sum_{i=1}^L \beta_{iln} + \sigma_{n_l}^2 I_M \right)^{-1} \tilde{y}_{pln} \end{aligned} \quad (4-13)$$

IV.3.3 Estimation Bayésienne $\hat{H}_{l,l}$ de $H_{l,l}$ avec le modèle de vectorisation

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_{p,l} &= Y_{p,l} \phi^* = \sqrt{p_p} A \sum_{i=1}^L H_{i,l} D_{i,l}^{1/2} + N_l \phi^* = \sqrt{p_p} A \sum_{i=1}^L H_{i,l} D_{i,l}^{1/2} + W_l \\ \tilde{Y}_{p,l} &= \sqrt{p_p} A H_{l,l} D_{l,l}^{1/2} + \sqrt{p_p} A \sum_{i \neq l}^L H_{i,l} D_{i,l}^{1/2} + W_l \end{aligned} \quad (4-14)$$

A partir de l'équation (4-14), on commence la vectorisation de la matrice reçue $\tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}$ de dimension $M \times K$. Le vecteur obtenu est le suivant:

$$\tilde{\mathbf{y}}_{p,l} = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}(:,1) \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}(:,k) \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}(:,K) \end{pmatrix}_{MK \times 1}$$

avec:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}(:,k) &= \sqrt{p_p} [\mathbf{A} \mathbf{H}_{l,l} \mathbf{D}_{l,l}^{1/2}](:,k) + \sqrt{p_p} \left[\mathbf{A} \sum_{i \neq l}^L \mathbf{H}_{i,l} \mathbf{D}_{i,l}^{1/2} \right](:,k) + \mathbf{W}_l(:,k) \\ \tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}(:,k) &= \sqrt{p_p} [\mathbf{A} \mathbf{H}_{l,l} \mathbf{D}_{l,l}^{1/2}](:,k) + \mathbf{Z}_l(:,k) \end{aligned}$$

et,

$$\mathbf{Z}_l(:,k) \equiv \sqrt{p_p} \left[\mathbf{A} \sum_{i \neq l}^L \mathbf{H}_{i,l} \mathbf{D}_{i,l}^{1/2} \right](:,k) + \mathbf{W}_l(:,k)$$

soit la propriété,

$$[\mathbf{A} \mathbf{H}_{i,l} \mathbf{D}_{i,l}^{1/2}](:,k) = \mathbf{A} \mathbf{H}_{i,l}(:,k) \beta_{ilk}^{1/2}$$

En appliquant la règle de Bayes comme précédemment, la distribution conditionnelle du canal $\mathbf{H}_{l,l}(:,k)$ durant la phase de séquence d'entraînement reçue sur la liaison montante $\tilde{\mathbf{y}}_{p,l}$, est:

$$\begin{aligned} & p(\mathbf{H}_{l,l}(:,k) | \tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}(:,k)) \\ &= \frac{p(\mathbf{H}_{l,l}(:,k)) p(\tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}(:,k) | \mathbf{H}_{l,l}(:,k))}{p(\tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}(:,k))} = p(\mathbf{H}_{l,l}(:,k)) p(\tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}(:,k) | \mathbf{H}_{l,l}(:,k)) \end{aligned}$$

Nous utilisons la fonction de densité de probabilité gaussienne (pdf) du vecteur aléatoire $\mathbf{H}_{l,l}(:,k)$ et supposons que ses éléments $H_{l,l}(1,k), \dots, H_{l,l}(1,k), \dots, H_{l,l}(P,k)$ sont mutuellement indépendants, donnant le pdf conjoint:

$$p(\mathbf{H}_{l,l}(:,k)) = \frac{\exp[-\mathbf{H}_{l,l}^H(:,k) \mathbf{R}_{\mathbf{H}_{l,l}(:,k)}^{-1} \mathbf{H}_{l,l}^H(:,k)]}{(\sqrt{2\pi})^P \det \mathbf{R}_{\mathbf{H}_{l,l}(:,k)}}$$

Qui se réduit à

$$p(\mathbf{H}_{l,l}(:,k)) = \frac{\exp[-\mathbf{H}_{l,l}^H(:,k) \mathbf{H}_{l,l}^H(:,k)]}{(\sqrt{2\pi})^P}$$

Vu que $H_{l,l}(1,k), \dots, H_{l,l}(1,k), \dots, H_{l,l}(P,k)$ sont mutuellement indépendants.

Nous avons aussi,

$$\begin{aligned} & p(\tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}(:,k) | \mathbf{H}_{l,l}(:,k)) \\ &= \frac{\exp[-(\tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}(:,k) - \mathbf{A}\mathbf{H}_{l,l}(:,k)\beta_{llk}^{1/2})^H \mathbf{R}_{\mathbf{Z}_l(:,k)}^{-1} (\tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}(:,k) - \mathbf{A}\mathbf{H}_{l,l}(:,k)\beta_{llk}^{1/2})]}{(\pi)^P \det \mathbf{R}_{\mathbf{Z}_l(:,k)}} \end{aligned}$$

Par conséquent, nous obtenons:

$$p(\mathbf{H}_{l,l}(:,k) | \tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}(:,k)) = \frac{\exp(-f(\mathbf{H}_{l,l}(:,k)))}{AB}$$

où,

$$\begin{aligned} A &\equiv (\sqrt{2\pi})^P \\ B &\equiv (\pi)^P \det \mathbf{R}_{\mathbf{Z}_l(:,k)} \end{aligned}$$

ce qui donne:

$$\begin{aligned} & f(\mathbf{H}_{l,l}(:,k)) \\ &\equiv \mathbf{H}_{l,l}^H(:,k) \mathbf{H}_{l,l}^H(:,k) + (\tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}(:,k) - \mathbf{A}\mathbf{H}_{l,l}(:,k)\beta_{llk}^{1/2})^H \mathbf{R}_{\mathbf{Z}_l(:,k)}^{-1} (\tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}(:,k) - \mathbf{A}\mathbf{H}_{l,l}(:,k)\beta_{llk}^{1/2}) \end{aligned}$$

En utilisant la règle de décision, maximum a posteriori (MAP) comme précédemment, l'estimateur bayésien donne la valeur la plus probable de l'estimation de canal étant donné l'observation

$\tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}(:,k)$:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}_{l,l}^H(:,k) &= \arg \max_{\mathbf{H}_{l,l}^H(:,k)} p(\mathbf{H}_{l,l}(:,k) | \tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}(:,k)) \\ \hat{\mathbf{H}}_{l,l}^H(:,k) &= \arg \min_{\mathbf{H}_{l,l}^H(:,k)} f(\mathbf{H}_{l,l}(:,k)) \\ \hat{\mathbf{H}}_{l,l}^H(:,k) &= \sqrt{p_p} \beta_{llk}^{1/2} \mathbf{A}^H (p_p \beta_{llk} \mathbf{A} \mathbf{A}^H + \mathbf{R}_{\mathbf{Z}_l(:,k)})^{-1} \tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}(:,k) \end{aligned}$$

Il est facile de montrer que:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{Z}_l(:,k)} = \sigma_{n_l}^2 \mathbf{I}_M + p_p \sum_{i \neq l}^L \beta_{ilk} \mathbf{A} \mathbf{A}^H$$

Ce qui donne finalement la matrice estimée du canal dans l'équation (4-15):

$$\hat{\mathbf{H}}_{l,l}(:,k) = \sqrt{p_p} \beta_{lln}^{1/2} \mathbf{A}^H (\sigma_{n_l}^2 \mathbf{I}_M + p_p \sum_{i=1}^L \beta_{ilk} \mathbf{A} \mathbf{A}^H)^{-1} \tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}(:,k) \quad (4-15)$$

IV.3.4 La méthode sélectionnée pour la meilleure estimation du canal

$\hat{h}_{lln}$		
MMSE	Bayesian avec MAP	Bayesian avec modèle de vectorisation
$\beta_{lln}^{1/2} \sqrt{p_p} \left(p_p \mathbf{A} \mathbf{A}^H \sum_{i=1}^L \beta_{iln} \right)^{-1} \mathbf{A}^H \tilde{\mathbf{y}}_{p,ln}$	$\beta_{lln}^{1/2} \sqrt{p_p} \mathbf{A}^H \left(p_p \mathbf{A} \mathbf{A}^H \sum_{i=1}^L \beta_{iln} + \sigma_{n_l}^2 \mathbf{I}_M \right)^{-1} \tilde{\mathbf{y}}_{p,ln}$	$\sqrt{p_p} \beta_{lln}^{1/2} \mathbf{A}^H \left(\sigma_{n_l}^2 \mathbf{I}_M + p_p \sum_{i=1}^L \beta_{ilk} \mathbf{A} \mathbf{A}^H \right)^{-1} \tilde{\mathbf{Y}}_{p,l}(:,k)$

Tableau 4-1 : Tableau comparatif des estimateurs

Partant des trois solutions, la meilleure estimation consiste à ne pas mettre en place un système défavorable suite à une amplification du bruit. Un désavantage des deux dernières estimations va résulter de l'amplification du bruit. L'estimation avec la méthode MMSE reste la meilleure des trois (cf. Tableau 4-1).

IV.4 Les récepteurs conventionnels

Les récepteurs conventionnels choisis sont le MIMO-MRC, le MIMO ZF et le MIMO MMSE.

Après l'estimation du canal et l'utilisation des certains récepteurs conventionnels en MIMO massifs tels que le MRC, le ZF et le MMSE pour avoir le meilleur SINR en utilisant l'information générée par les symboles pilotes, le débit de la liaison montante provenant des terminaux présents dans le système étudié à destination de la station de base de référence, est calculé par la suite.

Nous constatons, évidemment, que les deux meilleurs détecteurs parmi les trois nous font converger vers une solution asymptotique qui permet la connaissance du canal. Nous démontrons également que l'erreur de l'estimation augmente proportionnellement lorsque les cellules L augmentent

de façon significative. Et plus le niveau de la contamination des symboles pilotes augmente, plus la diminution en dB du débit de la liaison montante est proportionnelle à l'augmentation de l'atténuation du canal.

IV.5 La détermination des puissances des signaux à l'arrivée

Soit le système simulé de la figure 4-2, [51], [52], [53] où les éléments antennaires de la station de base sont séparés par une distance d et la longueur d'onde de propagation est λ .

La vectrice réponse est donnée par: $a(\phi_k) = \frac{1}{\sqrt{P}} [e^{-j\phi_1(\phi_k)}, e^{-j\phi_2(\phi_k)}, \dots, e^{-j\phi_M(\phi_k)}]^T$ avec $\phi_k \in [-\pi/2, \pi/2, k = 1, \dots, P]$.

Chaque séquence orthogonale de pilote envoyée par un terminal peut avoir P angles possibles à l'arrivée. Chaque terminal transmet des séquences orthogonales de pilotes vers la station de base qui s'en sert pour estimer le canal. La même séquence est réutilisée dans les autres cellules où l'estimation du canal est parasitée par la contamination pilote des cellules adjacentes. Cela génère des interférences multi-utilisateurs qui viennent s'ajouter aux bruits et à la contamination pilote [54] générée par les symboles transmis.

Dans de telles conditions, la matrice globale d'estimation de canal s'exprime ainsi dans l'équation (4-16) :

$$\hat{\Gamma}_{l,l} = A\hat{H}_{l,l}D_{ll}^{1/2} = p_p^{-1/2}A(A^HA)^{-1}A^H\tilde{Y}_{p,l}D_l^{-1}D_{ll}^{1/2} = p_p^{-1/2}\Pi_A\tilde{Y}_{p,l}D_l^{-1}D_{ll}^{1/2} \quad (4-16)$$

Si la matrice du canal a une dimension élevée du fait des nombreux trajets empruntés et des nombreuses antennes installées au niveau de la station de base de référence, nous nous servons de l'algorithme de Waterfiling pour évaluer les puissances émises.

Face à cette situation également, quelles solutions pour régler le problème avec le découplage des canaux MIMO (cf. figure 4-3)?

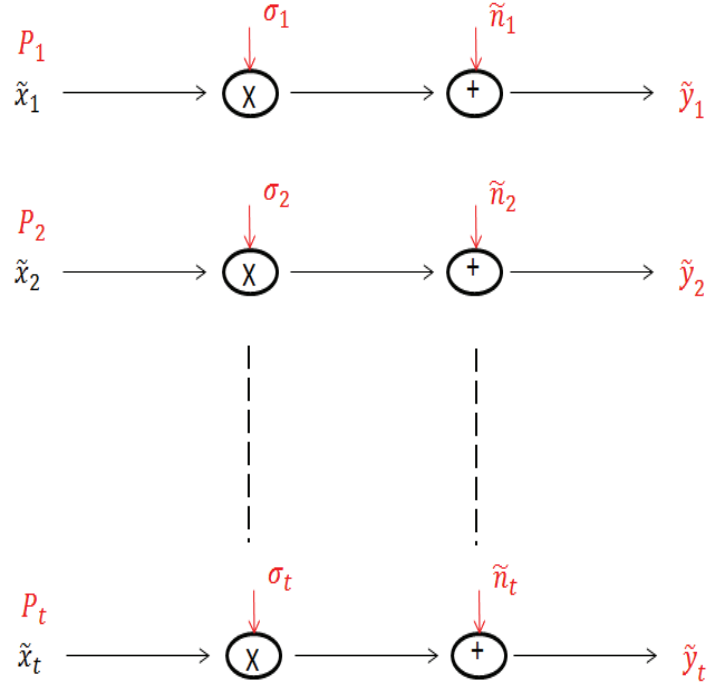


Figure 4-35 : le découplage des canaux MIMO

En prenant $L = 5$ cellules, $K = 10$ terminaux et $M = 100$ antennes, l'utilisation de la séquence d'apprentissage des symboles pilotes à l'Uplink pour estimer la matrice du canal en TDD avec effets dégradants et en Downlink pour la matrice de précodage nous donne les équations (4-17) et (4-18) :

$$y_j^{ul}(t) = \sqrt{\rho_{ul}} \sum_{l=1}^L H_{jl} x_l^{ul}(t) + n_j^{ul}(t) \quad (4-17)$$

$$y_{jk}^{dl}(t) = \sqrt{\rho_{dl}} \sum_{l=1}^L h_{ljk}^T s_l(t) + n_{jk}^{dl}(t) \quad (4-18)$$

Par conséquent,

$$H_{jl} = \frac{1}{\sqrt{P}} A G_{jl}$$

Avec,

$$h_{jlk} = \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{p=1}^P g_{jlkp} a(\phi_p)$$

$$a(\phi_p) = \left[1 e^{-j2\pi \frac{D}{\lambda} \cos(\phi_p)} \dots \dots \dots e^{-j2\pi \frac{(M-1)D}{\lambda} \cos(\phi_p)} \right]^T$$

Sachant que :

$$H_{estimé} = U \Sigma V^H$$

$$H_{estimé}^+ = V \Sigma^+ U^H$$

$$V^H V = V V^H = I$$

$$U^H U = U U^H = I$$

Si $i \neq j$

$$\|U_i\|^2 = 1$$

$$U_i^H U_j = 0$$

$$\|V_i\|^2 = 1$$

$$V_i^H V_j = 0$$

En faisant la décomposition en valeurs singulières (SVD) dans l'équation (4-19), nous trouvons :

$$[U, \Sigma, V] = \text{svd}(H_{estimé} \times H_{estimé}^H) \quad (4-19)$$

Avec,

$$\Sigma = \begin{bmatrix} \sigma_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \sigma_t \end{bmatrix}$$

$$\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_t \geq 0$$

Soit W , la matrice de precoding des symboles modulés. Avec la notion de réciprocité et la méthode précodage (formation des faisceaux) en phase descendante (downlink), nous obtenons dans l'équation (4-20) :

$$W = \text{pinv}(H_{\text{estimé}}) = H_{\text{estimé}}^+ \quad (4-20)$$

Avec dans l'équation (4-21) :

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{1}{K} \text{trace}(W \times W^H) \quad (4-21)$$

Tel que :

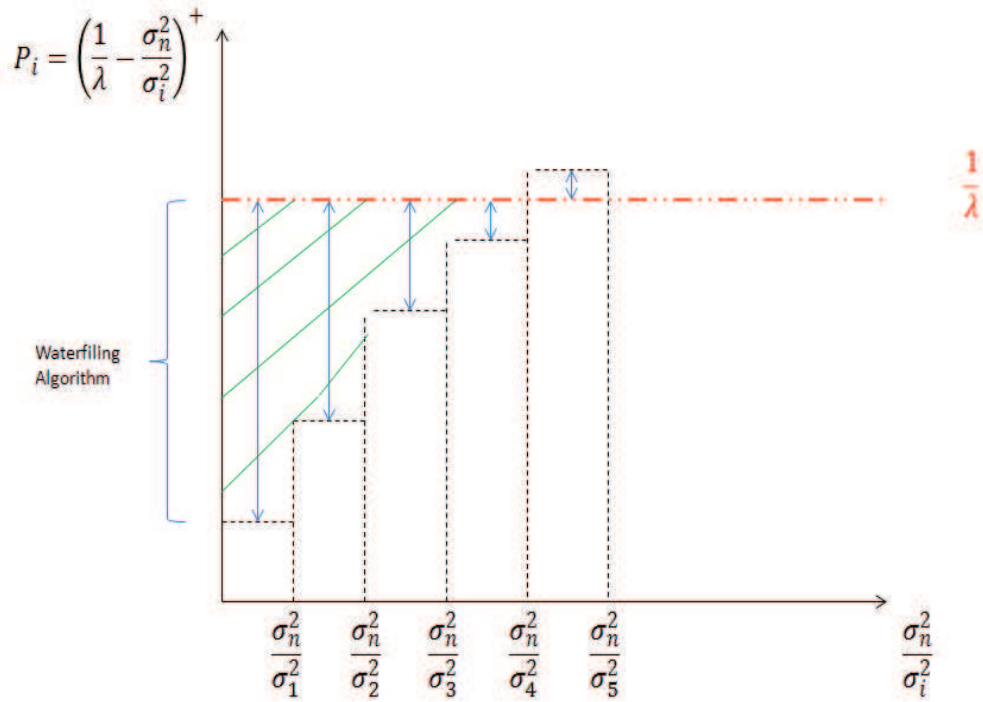


Figure 4-36 : La technique de Lagrange

La technique de Lagrange (cf. figure 4-4) montre que :

$$F = \sum_{i=1}^t \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_i^2 P_i}{\sigma_n^2} \right) + \lambda \left(P - \sum P_i \right)$$

$$\frac{dF}{dP_i} = 0$$

$$\frac{\sigma_i^2 / \sigma_n^2}{1 + P_i \sigma_i^2 / \sigma_n^2} + \lambda(-1) = 0$$

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_i^2} + P_i$$

La contrainte étant :

$$\sum_{i=1}^t P_i \leq P$$

Si

$$\left(\frac{1}{\lambda} - \frac{\sigma_n^2}{\sigma_i^2} \right) \geq 0$$

Alors

$$P_i = \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{\sigma_n^2}{\sigma_i^2} \right)$$

Et si

$$\left(\frac{1}{\lambda} - \frac{\sigma_n^2}{\sigma_i^2} \right) < 0$$

Alors

$$P_i = 0$$

Il faut répéter autant de fois le processus de l'algorithme qui vérifie la condition :

$$\frac{1}{\lambda} \geq \frac{\sigma_n^2}{\sigma_i^2}$$

Pour $i=1,2,\dots,N$

Ceci revient à estimer par le biais de l'algorithme une dimension finie de la matrice à partir de laquelle les éléments

$$\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_t \geq 0$$

L'algorithme IHT (Iterative Hard Thresholding) est utilisé dans la théorie de l'acquisition comprimée (CS) développée conjointement par Donoho [55], Candès, Romberg et Tao [56-57], et qui

permet l'estimation de la matrice du canal à un rang déterminé et relatif aux nombreux terminaux présents dans le système étudié tel que :

Si

$$M \geq K$$

Et

$$\text{Rank}(H) = K$$

Soit la solution optimale qui puisse être obtenue

La même estimation de canal peut être également faite avec les algorithmes ci-dessous :

- ❑ SDP (Semi-Definite Programming)
- ❑ SVP (Singular Value Projection)
- ❑ CoSaMP (Compressive Sampling Matching Pursuit)
- ❑ GP (Greedy Pursuit): une méthode majeure pour la reconstruction de signaux parcimonieux. Avec :

$$\hat{x}_{LS} = \arg \min_x \|y - Hx\|_2^2$$

L'estimation de la matrice du canal avec la méthode des moindres carrées (LS) donne :

$$\hat{h}_{LS} = (H^H H)^{-1} H^H y$$

Soit la matrice des symboles pilotes,

$$\theta = [\theta_1^T \theta_2^T \dots \theta_L^T]^T \in \mathbb{C}^{LK \times \tau}$$

$$Y_j = \sqrt{\rho_{tr}} \sum_{l=1}^L H_{jl} \theta_l + N_j = \sqrt{\rho_{tr}} H_j \theta + N_j$$

$$\sqrt{\rho_{tr}} \theta_{jk} = \sqrt{\rho_{tr}} [\theta_{jk}(1) \theta_{jk}(2) \dots \theta_{jk}(\tau)]$$

Avec N_j une matrice de dimension $M \times \tau$ avec des valeurs indépendantes et identiquement distribuées appartenant à l'ensemble $\mathbb{N}(0,1)_{\mathbb{C}}$

Avec une cellule donnée, en multipliant la matrice des symboles pilotes par le signal reçu et observé au niveau des antennes de la station de base, l'équation (4-22) donne :

$$\hat{h}_{jjk} = \frac{1}{\sqrt{\rho_{tr}}} Y_j \theta_{jk}^H = h_{jjk} + \sum_{l \neq j} h_{jlk} + \tilde{n}_{jk}^{tr} \quad (4-22)$$

Par conséquent, nous obtenons y_{jk}^{dl} au niveau de l'équation (4-23) :

$$\begin{aligned} y_{jk}^{dl}(t) &= \sqrt{\rho_{dl}} \sum_{l=1}^L h_{ljk}^T s_l(t) + n_{jk}^{dl}(t) \\ s_l &= \sqrt{\lambda_l} W_l x_l = \sqrt{\lambda_l} \sum_{n=1}^K \omega_{ln} x_{ln} \\ y_{jk}^{dl} &= \sqrt{\rho_{dl} \lambda_j} h_{jjk}^T \omega_{jk} x_{jk}^{dl} + \sqrt{\rho_{dl} \lambda_j} \sum_{n \neq k} h_{jjk}^T \omega_{jn} x_{jn}^{dl} + \sqrt{\rho_{dl} \lambda_l} \sum_{l \neq j} \sum_{n=1}^K h_{ljk}^T \omega_{ln} x_{ln}^{dl} + n_{jk}^{dl} \end{aligned} \quad (4-23)$$

Où l'interférence intracellulaire est donnée par :

$$\sqrt{\rho_{dl} \lambda_j} \sum_{n \neq k} h_{jjk}^T \omega_{jn} x_{jn}^{dl}$$

Et l'interférence intercellulaire est donnée par :

$$\sqrt{\rho_{dl} \lambda_l} \sum_{l \neq j} \sum_{n=1}^K h_{ljk}^T \omega_{ln} x_{ln}^{dl}$$

Le SINR, comme le montre l'équation (4-24), se calcule ainsi donc selon le type de détecteur conventionnel ZF (Zero-Forcing) utilisé :

$$SINR = \frac{\lambda_j |E\{h_{jjk}^T \omega_{jk}\}|^2}{\rho_{dl}^{-1} + \lambda_j var\{h_{jjk}^T \omega_{jk}\} + \sum_{n \neq k} \lambda_j E\{|h_{jjk}^T \omega_{jn}|^2\} + \sum_{l \neq j} \sum_{n=1}^K \lambda_l E\{|h_{ljk}^T \omega_{ln}|^2\}} \quad (4-24)$$

Grâce aux puissances obtenues par la méthode de Lagrange et l'obtention du SINR, le théorème de SHANNON montre que le débit total obtenu s'exprime comme le montre les équations (4-25) et (4-26) :

$$\sum_{i=1}^t \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_i^2 P_i}{\sigma_n^2} \right) \quad (4-25)$$

Ou comme l'expression suivante :

$$\sum_{k=1}^K \log_2 (1 + \text{SINR}_{ZF}) \quad (4-26)$$

Les courbes suivantes sont obtenues sur la figure 4-5 :

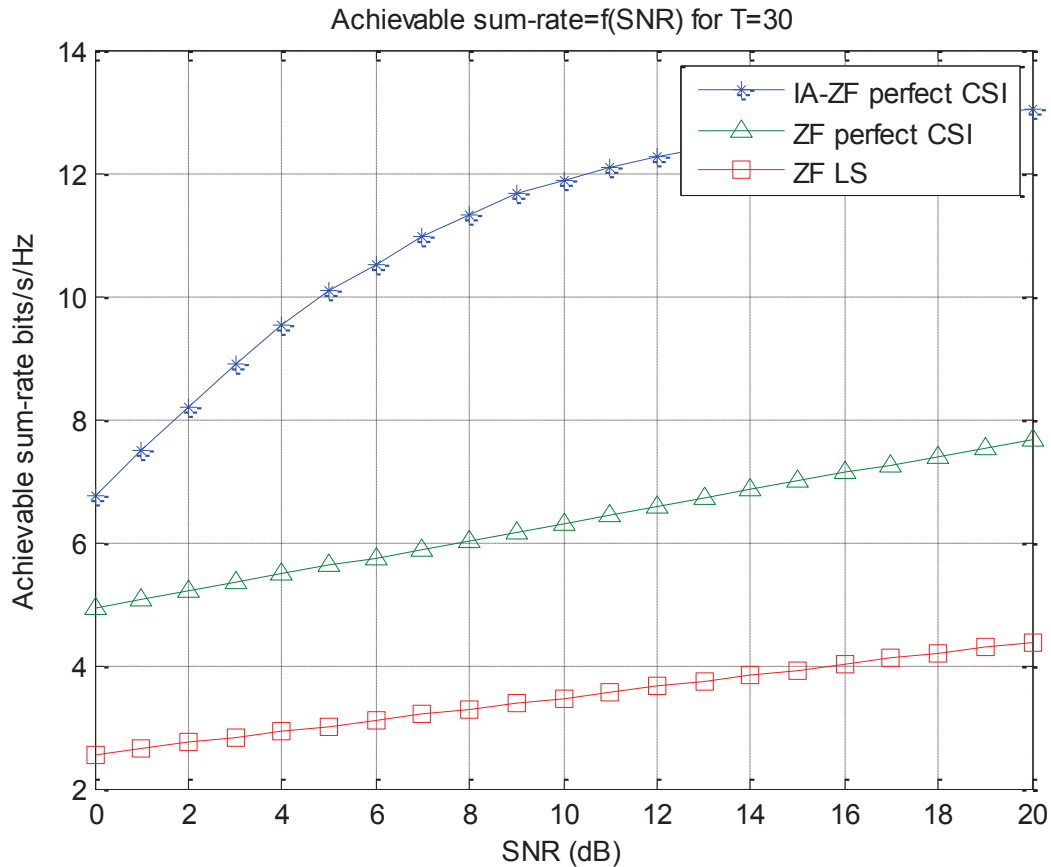


Figure 4-37 : Estimation des débits en phase descendante (downlink) avec le détecteur ZF pour $\tau = 30$

- ZF perfect CSI → pas d'interférences intracellulaires mais le SNIR est affecté par les interférences intercellulaires des autres cellules

- ❑ ZF LS → erreur sur l'estimation combinée à la contamination pilote des symboles, le SNIR est affecté par les deux types d'interférences.
- ❑ IA-ZF perfect CSI → le CSI local comparé au CSI global montre l'impact de toutes les interférences qui sont annulées au niveau BS par la méthode du precoding

IV.6 L'estimation des SINR à l'Uplink, avec les détecteurs MRC, ZF et MMSE

IV.6.1 Le MRC (Maximal Ratio Combiner)

$$\bar{y} = \bar{h}x + \bar{n}$$

$$E = \{|n_i(k)|^2\} = \sigma_n^2$$

Soient $y_1, y_2, \dots, y_L$ les signaux reçus par L antennes réceptrices. En combinant ces signaux reçus, l'équation (4-27) nous donne:

$$\begin{bmatrix} w_1^* & w_2^* & \dots & w_L^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_L \end{bmatrix} = \bar{w}^H y \quad (4-27)$$

$\bar{w}^H y$ = est appelé le beamforming

$$\bar{w} = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_L \end{bmatrix} = \text{est appelé le beamformer}$$

$$\bar{w}^H y = \bar{w}^H (\bar{h}x + \bar{n}) = \bar{w}^H \bar{h} x + \bar{w}^H \bar{n}$$

$$SNR = \frac{\text{puissance du signal reçu}}{\text{puissance du bruit}} = \frac{|\bar{w}^H \bar{h}|^2 P}{E\{|\bar{w}^H \bar{n}|^2\}} = \frac{(gain)^2 P}{E\{\sum_{i=1}^L |w_i|^2 |n_i|^2\}}$$

$$SNR = \frac{|\bar{w}^H \bar{h}|^2 P}{\sum_{i=1}^L |w_i|^2 E\{|n_i|^2\}} = \frac{|\bar{w}^H \bar{h}|^2 P}{\sigma_n^2 \sum_{i=1}^L |w_i|^2} = \frac{|\bar{w}^H \bar{h}|^2 P}{\sigma_n^2 \|\bar{w}\|^2} = \frac{|\bar{w}^H \bar{h}|^2 P}{\sigma_n^2 \bar{w}^H \bar{w}}$$

Avec:

$$E\{\bar{n}\bar{n}^H\} = E\left\{ \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_1^* & n_2^* & \dots & n_L^* \end{bmatrix} \right\}$$

$$E\{\bar{n}\bar{n}^H\} = E \begin{bmatrix} |n_1|^2 & n_1 n_2^* & \cdots & \vdots \\ n_2 n_1^* & |n_2|^2 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ n_1 n_L^* & n_2 n_L^* & \cdots & |n_L|^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_n^2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \sigma_n^2 \end{bmatrix} = \sigma_n^2 I$$

En MRC, il s'agit de choisir un $\bar{w}$ qui maximise le SNR. Si $\|\bar{w}\|^2 = 1 \Rightarrow \bar{w}^H \bar{w} = 1$

Donc l'équation (4-28) nous donne :

$$SNR = |\bar{w}^H \bar{h}|^2 \frac{P}{\sigma_n^2} \quad (4-28)$$

Pour rappel:

$$\begin{aligned} \bar{a}^H \cdot \bar{b} &= |\bar{a}| |\bar{b}| \cos \theta = |\bar{a}| |\bar{b}|, \quad \text{avec } \theta = 0 \\ \bar{w} &= c \bar{h} \\ \|\bar{w}\|^2 &= 1 \Rightarrow c^2 \|\bar{h}\|^2 = 1 \\ c &= \frac{1}{\|\bar{h}\|} \end{aligned}$$

Le vecteur beamforming optimal $\bar{w}$ qui maximise le SNR reçu (à la sortie du beamformer) est :

$$\bar{w}_{optimal} = \frac{\bar{h}}{\|\bar{h}\|}$$

La transmission d'un beamforming n'est possible que lorsque le CSI (Channel State Information) est disponible au niveau du récepteur. Cependant obtenir une diversité T_x est un challenge comparé à celle obtenue avec R_x . Le schéma du MIMO beamforming est appelé MRT (Maximal Ratio Transmission). L'avantage du MRT résulte d'un simple schéma de transmission et de réception pour le système MIMO comparé au MIMO-ZF, MIMO-MMSE, MIMO-VBLAST (basé sur le principe SIC):

- MRT a une capacité optimale à faible SNR
- MRT atteint complètement la diversité d'ordre "rt"

$$SNR = |\bar{w}^H \bar{h}|^2 \frac{P}{\sigma_n^2} = \left| \frac{\bar{h}^H}{\|\bar{h}\|} \cdot \bar{h} \right|^2 \frac{P}{\sigma_n^2} = \|\bar{h}\|^2 \frac{P}{\sigma_n^2} \text{ avec } \|\bar{h}\|^2 = \bar{h}^H \bar{h}$$

Dans la limite d'un nombre infini d'antennes à la station de base, mais avec une seule antenne par utilisateur, le traitement linéaire avec MRC (maximum ratio combiner) pour la liaison montante (c'est-à-

dire le filtrage adapté avec le vecteur de canal, disons $\bar{h}$) et MRT (maximum ratio transmission) (faisceau formé avec $\frac{\bar{h}^H}{\|\bar{h}\|}$) sur la liaison descendante est optimal.

En se projetant dans le système multicellulaire avec L cellules ayant chacune une station de base et K terminaux mobiles, la $li\grave{e}me$ station de base de la cellule traite le signal reçu en le multipliant par la transposition conjuguée (Hermitienne) de l'estimation du canal. Ce qui donne dans l'équation (4-29):

$$\begin{aligned} r_l &= \hat{\Gamma}_{ll}^H y_l \\ r_l &= p_p^{1/2} D_{ll} D_l^{-1} (\sqrt{p_p} A \sum_{i=1}^L H_{i,l} D_{i,l}^{1/2} + W_l)^H \Pi_A (\sqrt{p_u} A \sum_{j=1}^L H_{j,l} D_{j,l}^{1/2} x_j + n_l) \\ \Pi_A &= A(A^H A)^{-1} A^H \end{aligned} \quad (4-29)$$

Si M tend vers l'infini, Π_A se réduit à l'expression suivante:

$$\Pi_A = A(A^H A)^{-1} A^H \approx_{M \rightarrow \infty} A \left(\frac{M}{P} I_P \right) A^H = \frac{P}{M} A A^H$$

La décomposition en valeurs singulières de la matrice $(A^H A)^{-1}$ donne:

$$(A^H A)^{-1} = U D U^H$$

$D = \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_k, \dots, \lambda_P]$, est une matrice diagonale. Les valeurs propres de la matrice $A^H A$ sont:

$$\lambda_i = 1/\beta_i, i = 1, \dots, P$$

Ce qui donne:

$$E[w_{ln}^H A(A^H A)^{-1} A^H w_{ln}] = E[w_{ln}^H A U D U^H A^H w_{ln}] = E[w_{ln}^H A U D [w_{ln}^H A U]^H]$$

Ainsi, la $ki\grave{e}me$ colonne de la matrice $w_{ln}^H A U$ s'écrit ainsi:

$$(w_{ln}^H A U)(:, k) = \frac{1}{\sqrt{P}} \left[\sum_{m=1}^P U(m, k) \sum_{i=1}^M w_{ln}^*(i) e^{-j f_i(\phi_m)} \right]$$

Les éléments de $H_{i,l} D_{i,l}^{1/2}$ sont indépendants. L'idée est de démontrer que la performance du système avec le modèle de canal ayant P angles d'arrivée et un nombre illimité M d'antennes de station de base, est la même que la performance d'un modèle de canal non corrélé avec P antennes. De ce fait, pour analyser l'effet de la contamination pilote, des techniques de limitation [?, ?, ?] sont utilisées par rapport à l'efficacité spectrale pour un nombre fini et un nombre infini d'antennes de station de base.

Partant de l'hypothèse que $M > P$, pour obtenir les limites inférieures, les éléments de $H_{i,l}$ sont définies comme des variables aléatoires gaussiennes supposées indépendantes et identiquement distribuées. Soit r_{ln} le n ième élément, du vecteur r_l , de dimension $K \times 1$ reçu et noté:

$$\tilde{r}_{ln} \equiv r_{ln} \sqrt{p_p} \sum_{i=1}^L \beta_{iln} / \beta_{uln}$$

On en déduit $\tilde{r}_{ln}$ dans l'équation (4-30):

$$\tilde{r}_{ln} = (\sqrt{p_p} A \sum_{i=1}^L g_{iln} + w_{ln})^H \Pi_A (\sqrt{p_u} A \sum_{j=1}^L G_{j,l} x_j + n_l) \quad (4-30)$$

$G_{j,l} \equiv [g_{jl1}, \dots, g_{jLK}]$ est la matrice de dimension $P \times K$.

$g_{jlk} \equiv [g_{jlk1}, \dots, g_{jlkP}]^T$ est un vecteur qui contient les gains de chemin du k ième utilisateur de la i ième cellule contenant la l -ième station de base. L'équation de $\tilde{r}_{ln}$ ci-dessus s'écrit ainsi:

$$\begin{aligned} \tilde{r}_{ln} &= \sqrt{p_p p_u} \sum_{i=1}^L g_{iln}^H A^H A \sum_{j=1}^L G_{j,l} x_j + \sqrt{p_u} w_{ln}^H A \sum_{j=1}^L G_{j,l} x_j + \sqrt{p_p} \sum_{i=1}^L g_{iln}^H A^H n_l + w_{ln}^H A (A^H A)^{-1} A^H n_l \\ &= \alpha_{ln}^T x_l + \sum_{j \neq l}^L \alpha_{jn}^T x_j + z_{ln} \end{aligned}$$

En additionnant et en soustrayant $E[\alpha_{ln}^T] = \sqrt{p_p p_u} E\{g_{iln}^H A^H A g_{iln}\} e_n^T$, où e_n est la n ième colonne de la matrice d'identité $K \times K$, on obtient:

$$\tilde{r}_{ln} = E\{\alpha_{ln}^T\} x_l + (\alpha_{ln}^T - E\{\alpha_{ln}^T\}) x_l + \sum_{j \neq l}^L \alpha_{jn}^T x_j + z_{ln}$$

Le débit atteignable, dans la liaison montante, pour un utilisateur placé dans une cellule donnée est donné par R_{ln} dans l'équation (4-31):

$$R_{ln} = C \left[\frac{p_p p_u |E\{g_{iln}^H A^H A g_{iln}\}|^2}{\sum_{j=1}^L E\{\|\alpha_{jn}^T\|^2\} - \|E\{\alpha_{ln}^T\}\|^2 + E\{|z_{ln}|^2\}} \right] \quad (4-31)$$

avec:

$$\alpha_{jn}^T = \sqrt{p_p p_u} \sum_{i=1}^L g_{iln}^H A^H A G_{j,l} + \sqrt{p_u} w_{ln}^H A G_{j,l}$$

$$z_{ln} = (\sqrt{p_p} \sum_{i=1}^L g_{iln}^H A^H + w_{ln}^H) \Pi_A n_l$$

Quand $P \rightarrow \infty$, $AA^H \approx I_M$

Quand $M \rightarrow \infty$, les produits non corrélés sont négligeables. Ce qui donne :

$$\frac{r_l}{\sqrt{p_u} M} \rightarrow_{(M \rightarrow \infty)} \frac{1}{P} D_{ll} D_l^{-1} \left(\sum_{i=1}^L H_{i,l} D_{i,l}^{1/2} \right)^H \left(\sum_{j=1}^L H_{j,l} D_{j,l}^{1/2} x_j \right)$$

Le débit R_{ln} à l'Uplink pour un utilisateur donné dans sa cellule est de:

$$C \left\{ \frac{p_p p_u M^2 / P^2 \beta_{ln}^2}{\sum_{j=1}^L (p_p p_u / P^2 \text{Trace}[(A^H A)^2] (\bar{\beta}_{ln} \beta_{jl} - \beta_{jln}^2) + p_p p_u M(M+1) \beta_{jln}^2 / P^2 + p_u M \sigma_{n_l}^2 \beta_{jl} / P) - p_p p_u M^2 / P^2 \beta_{ln}^2 + M \sigma_{n_l}^2 / P (p_p \bar{\beta}_{ln} + \frac{\sigma_{n_l}^2}{M} \sum_{k=1}^P S_{U^2(:,k)}^{f_i})} \right\}$$

$$C \left\{ \frac{\beta_{ln}^2}{\sum_{j=1}^L (\text{Trace}[(A^H A)^2] (\bar{\beta}_{ln} \beta_{jl} - \beta_{jln}^2) + M(M+1) \beta_{jln}^2 / M^2 + \sigma_{n_l}^2 \beta_{jl} / M p_p) - \beta_{ln}^2 + \sigma_{n_l}^2 / M (\bar{\beta}_{ln} / p_u + \frac{\sigma_{n_l}^2}{p_p p_u M} \sum_{k=1}^P S_{U^2(:,k)}^{f_i})} \right\}$$

Soient

$$C(x) = \log_2(1+x)$$

et

$$S_{U^2(:,k)}^{f_i} = \sum_{p=1}^P \sum_{m=1}^P \sum_{i=1}^M U(m,k) U^*(p,k) e^{j[f_i(\phi_p) - f_i(\phi_m)]}$$

R_{ln} peut être réécrit comme:

$$R_{ln} \approx_{M \rightarrow \infty} C \left[\frac{\beta_{ln}^2}{\sum_{j=1}^L ((\bar{\beta}_{ln} \beta_{jl} - \beta_{jln}^2) / P + \beta_{jln}^2) - \beta_{ln}^2} \right]$$

$$R_{ln} \approx_{M \rightarrow \infty} C \left[\frac{\beta_{ln}^2}{\bar{\beta}_{ln} \sum_{j=1}^L \beta_{jl} / P + \sum_{j=1}^L \beta_{jln}^2 (1 - 1/P) - \beta_{ln}^2} \right]$$

Si $P \rightarrow \infty$, la borne inférieure de R_{ln} devient simplifiée dans l'équation (4-32) :

$$R_{ln} \approx_{M \rightarrow \infty} C \left[\frac{\beta_{ln}^2}{\sum_{j=1, j \neq l}^L \beta_{jln}^2} \right] \quad (4-32)$$

IV.6.2 Le récepteur MIMO linéaire (Linear MIMO receiver)

$$\begin{aligned}
 y &= Hx + n \\
 H^{-1}y &= x + H^{-1}n \\
 \frac{dF}{d\bar{x}} &= \begin{bmatrix} \frac{dF}{dx_1} \\ \frac{dF}{dx_2} \\ \vdots \\ \frac{dF}{dx_t} \end{bmatrix} \\
 F(x) &= \bar{C}^T \bar{x} = \bar{x}^T \bar{C} \\
 F(x) &= (C_1 \quad C_2 \quad \dots \quad C_t) \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_t \end{pmatrix} \\
 F(x) &= C_1 x_1 + C_2 x_2 + \dots + C_t x_t \\
 \frac{d(\bar{C}^T \bar{x})}{d(\bar{x})} &= \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \vdots \\ C_t \end{bmatrix} = \bar{C} \\
 \frac{d(\bar{C}^T \bar{x})}{d(\bar{x})} &= \frac{d(\bar{x}^T \bar{C})}{d(\bar{x})} = \bar{C} \\
 \|\bar{y} - H\bar{x}\|^2 &= (\bar{y} - H\bar{x})^T (\bar{y} - H\bar{x}) \\
 \|\bar{y} - H\bar{x}\|^2 &= \bar{y}^T \bar{y} - \bar{x}^T H^T \bar{y} - \bar{y}^T H \bar{x} + \bar{x}^T H^T H \bar{x} \\
 \frac{d(\bar{y}^T \bar{y} - \bar{x}^T H^T \bar{y} - \bar{y}^T H \bar{x} + \bar{x}^T H^T H \bar{x})}{d\bar{x}} &= 0 - H^T \bar{y} - H^T \bar{y} + H^T H \bar{x} + H^T H \bar{x}
 \end{aligned}$$

Avec

$$\begin{aligned}
 \bar{y}^T H &= H^T \bar{y} \\
 \frac{d(\bar{y}^T \bar{y} - \bar{x}^T H^T \bar{y} - \bar{y}^T H \bar{x} + \bar{x}^T H^T H \bar{x})}{d\bar{x}} &= -2H^T \bar{y} + 2H^T H \bar{x} \\
 \frac{d\|\bar{y} - H\bar{x}\|^2}{d\bar{x}} &= -2H^T \bar{y} + 2H^T H \bar{x} = 0 \\
 H^T H \bar{x} &= H^T \bar{y} \\
 \bar{x} &= (H^T H)^{-1} H^T \bar{y}
 \end{aligned}$$

qui n'est pas la solution exacte mais une solution approximative qui minimise les erreurs.

IV.6.3 Le récepteur MIMO Zero-Forcing (ZF)

Pour un canal complexe,

$$\hat{\bar{x}} = (H^T H)^{-1} H^H \bar{y}$$

Le pseudo-inverse de la matrice de canal H s'écrit:

$$H^+ = (H^T H)^{-1} H^H \\ (H^T H)^{-1} H^H \times H = (H^T H)^{-1} (H^H H) = I_t$$

Donc si l'inverse de H existe alors son pseudo-inverse est réduit à son inverse.

La diversité d'ordre de ZF est $r - t + 1$

Si $r = t$, diversité=1

En canal SISO, $y = hx + n$

$$h^{-1}y = \frac{y}{h} = x + \frac{n}{h} \\ h \rightarrow 0, \frac{n}{h} \rightarrow \infty$$

Un désavantage du récepteur Zero-Forcing va résulter de l'amplification du bruit.

Au niveau du récepteur MIMO ZF, une égalisation parfaite consiste à un forçage à zéro de l'erreur [58]. A partir de la condition d'égalité de puissance du signal égalisé et normalisé $y(n)$ [59] et du signal d'information $x(n)$:

$$E\{y^2(n)\} = E\{x^2(n)\}$$

L'égaliseur avec forçage à zéro optimal correspond tout simplement au système inverse du canal de transmission.

En se projetant dans un système multicellulaire avec L cellules ayant chacune une station de base et K terminaux mobiles, la station de base, dans le cas du MIMO ZF, calcule le signal reçu e le multipliant par le pseudo-inverse de la matrice du canal estimé. On obtient r_l dans l'équation (4-33) :

$$r_l = (\hat{\Gamma}_u^H \hat{\Gamma}_u)^{-1} \hat{\Gamma}_u^H y_l \quad (4-33)$$

Avec,

$$\hat{\Gamma}_{ll}^H \hat{\Gamma}_{ll} = \frac{1}{p_p} D_{ll}^H (D_l^{-1})^H \tilde{Y}_{p,l}^H \Pi_A^H \Pi_A \tilde{Y}_{p,l} D_l^{-1} D_{ll} = \frac{1}{p_p} D_{ll} D_l^{-1} \tilde{Y}_{p,l}^H \Pi_A \tilde{Y}_{p,l} D_l^{-1} D_{ll}$$

$$\Pi_A^H \Pi_A = \Pi_A$$

Soit le vecteur reçu $\tilde{r}_l$ de dimension $K \times 1$

$$\tilde{r}_l \equiv \frac{1}{\sqrt{p_p}} D_l^{-1} D_{ll} r_l$$

$$\tilde{r}_l = [\tilde{Y}_{p,l}^H \Pi_A \tilde{Y}_{p,l}]^{-1} \tilde{Y}_{p,l}^H \Pi_A y_l$$

Pour l'analyse de l'effet de contamination pilote, nous désignons $M_{p,l}^A$ par:

$$[\tilde{Y}_{p,l}^H \Pi_A \tilde{Y}_{p,l}]_{K \times K}^{-1}$$

Dans ce cas, $\tilde{r}_l$ devient:

$$\tilde{r}_l(n) = \tilde{r}_{ln} = M_{p,l}^A(n, :) \tilde{Y}_{p,l}^H \Pi_A y_l$$

$$\tilde{r}_{ln} = \sqrt{p_u} M_{p,l}^A(n, :) \tilde{Y}_{p,l}^H \Pi_A A H_{l,l} D_{l,l}^{1/2} x_l + \sqrt{p_u} M_{p,l}^A(n, :) \tilde{Y}_{p,l}^H \Pi_A A \sum_{i \neq l}^L H_{i,l} D_{i,l}^{1/2} x_i + M_{p,l}^A(n, :) \tilde{Y}_{p,l}^H \Pi_A n_l$$

En ajoutant et en soustrayant $E[\alpha_{ln}^T]$ de α_{ln}^T , on obtient:

$$\tilde{r}_{ln} = E\{\alpha_{ln}^T\} x_l + (\alpha_{ln}^T - E\{\alpha_{ln}^T\}) x_j + \sum_{j \neq l}^L \alpha_{jn}^T x_j + z_{ln}$$

La capacité du n_i ème utilisateur dans la li ème cellule, est de :

$$R_{ln} = C \left[\frac{\|E\{\alpha_{ln}^T\}\|^2}{\sum_{j=1}^L E\{\|\alpha_{jn}^T\|^2\} - \|E\{\alpha_{ln}^T\}\|^2 + E\{|z_{ln}|^2\}} \right]$$

L'expression finale R_{ln} de la capacité de liaison montante dans le cas d'un récepteur ZF est alors égale à:

$$C \left\{ \frac{\frac{p_p p_u \beta_{lln}^2}{(p_p \bar{\beta}_{ln} + P^2 \sigma_{n_l}^2 / M)^2}}{\frac{p_u}{p_p} \sum_{j=1}^L \frac{\beta_{jl} (\sum_{i=1, i \neq j}^L \beta_{il}) / P + \beta_{jl}^2 + \frac{\sigma_{n_l}^2}{p_p} P \beta_{jl}}{K \sum_{i=1}^L \beta_{iln} [\beta_{il} + \bar{\beta}_{ln} - \beta_{iln}]} - \frac{p_p p_u \beta_{lln}^2}{(p_p \bar{\beta}_{ln} + P^2 \sigma_{n_l}^2 / M)^2} + \frac{\sigma_{n_l}^2 \gamma_{n,l} \sum_{i=1}^K \rho_{i,l}}{K}} \right\}$$

Quand $M \rightarrow \infty$, nous obtenons:

$$R_{ln} \approx_{M \rightarrow \infty} C \left\{ \frac{\frac{p_u \beta_{ln}^2}{p_p (\bar{\beta}_{ln})^2}}{\frac{p_u \sum_{j=1}^L \beta_{jl} (\sum_{i=1, i \neq j}^L \beta_{il}) / P + \beta_{jl}^2 + \frac{\sigma_{n_l}^2}{p_p} P \beta_{jl}}{K \sum_{i=1}^L \beta_{iln} [\beta_{il} + \bar{\beta}_{ln} - \beta_{iln}]} - \frac{p_u \beta_{ln}^2}{p_p (\bar{\beta}_{ln})^2}} \right\}$$

Si le SNR est trop élevé, on peut négliger le terme $\frac{\sigma_{n_l}^2}{p_p} P \beta_{jl}$ et, ce faisant, lorsqu'on considère aussi le cas où $P \rightarrow \infty$, on obtient dans l'équation (4-34):

$$R_{ln} \approx_{M \rightarrow \infty} C \left[\frac{K \beta_{ln}^2 \sum_{i=1}^L \beta_{iln} [\beta_{il} + \bar{\beta}_{ln} - \beta_{iln}]}{(\bar{\beta}_{ln})^2 \sum_{j=1}^L \beta_{jl}^2 - K \beta_{ln}^2 \sum_{i=1}^L \beta_{iln} [\beta_{il} + \bar{\beta}_{ln} - \beta_{iln}]} \right] \quad (4-34)$$

IV.6.4 Le récepteur MIMO MMSE

Une approche Bayésienne («Bayesian Approach») est utilisée au niveau du MMSE (Minimum Mean Square Error). Avec l'estimateur linéaire,

$$\bar{C}^T \bar{y} = \hat{x}$$

Il s'agit de choisir $\bar{C}$ tel que:

$$\|\hat{x} - x\|^2$$

est minimisé.

$$\begin{aligned} \min E\{\|\hat{x} - x\|^2\} &= \min E\{\|\bar{C}^T \bar{y} - x\|^2\} \\ (\bar{C}^T \bar{y} - x)^T (\bar{C}^T \bar{y} - x) &= \bar{C}^T \bar{y} \bar{y}^T \bar{C} - x \bar{y}^T \bar{C} - \bar{C}^T \bar{y} x + x x^T \end{aligned}$$

Avec:

$$E\{\bar{y} \bar{y}^T\} = R_{yy}$$

qui est la matrice de covariance de y

$$\begin{aligned} E\{x \bar{y}^T\} &= R_{xy} \\ E\{\bar{y} x^T\} &= R_{xy}^T = R_{yx} \\ E\{(\bar{C}^T \bar{y} - x)^T (\bar{C}^T \bar{y} - x)\} &= E\{\bar{C}^T \bar{y} \bar{y}^T \bar{C} - x \bar{y}^T \bar{C} - \bar{C}^T \bar{y} x + x x^T\} \\ E\{(\bar{C}^T \bar{y} - x)^T (\bar{C}^T \bar{y} - x)\} &= \bar{C}^T R_{yy} \bar{C} - R_{xy} \bar{C}^T - \bar{C}^T R_{yx} + R_{xx} \end{aligned}$$

$$\bar{y} = H \bar{x} + \bar{n}$$

$$R_{xx} = E\{\bar{x} \bar{x}^H\}$$

qui est la matrice de covariance des symboles transmis

$$R_{xx} = E \left\{ \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1^* & x_2^* & \dots & x_t^* \end{bmatrix} \right\} = E \left\{ \begin{bmatrix} |x_1|^2 & \dots & x_1 x_t^* \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_t x_1^* & \dots & |x_t|^2 \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} P_d & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & P_d \end{bmatrix} = P_d I_t$$

$$\min(\bar{C}^T R_{yy} \bar{C} - R_{xy} \bar{C}^T - \bar{C}^T R_{yx} + R_{xx}) = \bar{C}^T R_{yy} \bar{C} - 2 \bar{C}^T R_{yx} + R_{xx} = F(\bar{C})$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial F(\bar{C})}{\partial \bar{C}} &= 0 \\ 2R_{yy} \bar{C} - 2R_{yx} &= 0 \\ R_{yy} \bar{C} &= R_{yx} \\ \bar{C} &= R_{yy}^{-1} R_{yx} \end{aligned}$$

qui est le Linear Minimum Mean Squared Error estimator (LMMSE), tout en sachant que:

$$\begin{aligned} \hat{x} &= \bar{C}^T \bar{y} = \bar{C}^H \bar{y} = R_{xy} R_{yy}^{-1} \bar{y} \\ R_{yy} &= P_d H H^H + \sigma_n^2 I \end{aligned}$$

qui est la matrice de covariance des vecteurs symboles reçus

$$\begin{aligned} R_{yx} &= P_d H \\ \bar{C} &= (P_d H H^H + \sigma_n^2 I)^{-1} P_d H \\ \bar{C} &= P_d H^H (P_d H H^H + \sigma_n^2 I)^{-1} \bar{y} \end{aligned}$$

Si $H = h$, $\|h\|^2$ très élevé alors:

$$\hat{x} = P_d \left(\frac{h^*}{P_d \|h\|^2 + \sigma_n^2} \right) \bar{y} \simeq \frac{P_d h^*}{\sigma_n^2} \bar{y}$$

L'estimateur du récepteur MIMO MMSE ne résulte pas d'un renforcement de bruit dans l'équation (4-35)

$$\hat{x} = P_d (P_d H^H H + \sigma_n^2 I)^{-1} H^H \bar{y} \quad (4-35)$$

En résumé le récepteur MIMO linéaire MMSE (LMMSE) devient suivant le SNR dans les équations (4-36) et (4-37) :

– SNR élevé

$$\hat{x} \simeq P_d (P_d H^H H)^{-1} H^H \bar{y} \simeq (H^H H)^{-1} H^H \bar{y} \quad (4-36)$$

C'est le récepteur MIMO Zero-Forcing

– SNR faible

$$\hat{x} \simeq P_d(\sigma_n^2 I)^{-1} H^H \bar{y} \simeq \frac{P_d}{\sigma_n^2} H^H \bar{y} \quad (4-37)$$

C'est le récepteur MIMO Matched Filter

La station de base, dans le cas du MIMO MMSE, calcule le signal reçu en le multipliant par la matrice ci-dessous:

$$\left(\hat{\Gamma}_{ll}^H \hat{\Gamma}_{ll} + \frac{\sigma_{n_l}^2}{p_u} I_K \right)^{-1}$$

Nous obtenons dans l'équation (4-38) :

$$\begin{aligned} r_l &= \left(\hat{\Gamma}_{ll}^H \hat{\Gamma}_{ll} + \frac{\sigma_{n_l}^2}{p_u} I_K \right)^{-1} \hat{\Gamma}_{ll}^H y_l \\ \hat{\Gamma}_{ll}^H \hat{\Gamma}_{ll} &= \frac{1}{p_p} D_{ll} D_l^{-1} \tilde{Y}_{p,l}^H \Pi_A \tilde{Y}_{p,l} D_l^{-1} D_{ll} \\ r_l &= p_p D_{ll}^{-1} D_l \left(\tilde{Y}_{p,l}^H \Pi_A \tilde{Y}_{p,l} + \frac{\sigma_{n_l}^2}{p_u} D_l D_{ll}^{-1} D_{ll}^{-1} D_l \right)^{-1} D_l D_{ll}^{-1} \hat{\Gamma}_{ll}^H y_l \end{aligned} \quad (4-38)$$

Pour rappel,

$$[D_{ll}]_{k,k} = \beta_{ulk}$$

$$D_l = \sum_{i=1}^L D_{il}$$

. Nous en déduisons,

$$r_l = p_p^{-1/2} D_{ll}^{-1} D_l \left(\tilde{Y}_{p,l}^H \Pi_A \tilde{Y}_{p,l} + \frac{\sigma_{n_l}^2}{p_u} D_l D_{ll}^{-1} D_{ll}^{-1} D_l \right)^{-1} \tilde{Y}_{p,l}^H \Pi_A y_l$$

Soit le vecteur reçu de dimension $K \times 1$,

$$\begin{aligned} \tilde{r}_l &= p_p^{-1/2} \sum_{i=1}^L \beta_{iln} / \beta_{uln} r_l \\ \tilde{r}_l &= \left[\tilde{Y}_{p,l}^H \Pi_A \tilde{Y}_{p,l} + \frac{\sigma_{n_l}^2}{p_u} D_l D_{ll}^{-1} D_{ll}^{-1} D_l \right]^{-1} \tilde{Y}_{p,l}^H \Pi_A y_l \end{aligned}$$

Pour l'analyse de l'effet de contamination pilote, on note $S_{p,l}^A$ la matrice:

$$\left[\tilde{Y}_{p,l}^H \Pi_A \tilde{Y}_{p,l} + \frac{\sigma_{n_l}^2}{p_u} D_l D_{ll}^{-1} D_{ll}^{-1} D_l \right]_{K \times K}^{-1}$$

Si nous nous focalisons sur le n_i ème composant du vecteur reçu, à savoir:

$$\begin{aligned} \tilde{r}_l(n) &= \tilde{r}_{ln} = S_{p,l}^A(n, :) \tilde{Y}_{p,l}^H \Pi_A y_l \\ \tilde{r}_{ln} &= \sqrt{p_u} S_{p,l}^A(n, :) \tilde{Y}_{p,l}^H \Pi_A A H_{l,l} D_{l,l}^{1/2} x_l + \sqrt{p_u} S_{p,l}^A(n, :) \tilde{Y}_{p,l}^H \Pi_A A \sum_{i \neq l}^L H_{i,l} D_{i,l}^{1/2} x_i + S_{p,l}^A(n, :) \tilde{Y}_{p,l}^H \Pi_A n_l \\ \tilde{r}_{ln} &= \alpha_{ln}^T x_l + \sum_{j \neq l}^L \alpha_{jn}^T x_j + z_{ln} \end{aligned}$$

En ajoutant et en soustrayant $E[\alpha_{ln}^T]$ de α_{ln}^T , on obtient:

$$\tilde{r}_{ln} = E\{\alpha_{ln}^T\} x_l + (\alpha_{ln}^T - E\{\alpha_{ln}^T\}) x_j + \sum_{j \neq l}^L \alpha_{jn}^T x_j + z_{ln}$$

La capacité du n_i ème utilisateur dans la l ème cellule est de:

$$R_{ln} = C \left[\frac{\|E\{\alpha_{ln}^T\}\|^2}{\sum_{j=1}^L E\{\|\alpha_{ln}^T\|^2\} - \|E\{\alpha_{ln}^T\}\|^2 + E\{|z_{ln}|^2\}} \right]$$

$$R_{ln} = c \left[\frac{\frac{p_u}{p_p} \left[\frac{\beta_{ltn}}{\bar{\beta}_{ln} + \frac{P^2 \sigma_{n_l}^2}{M p_p} + \frac{P \sigma_{n_l}^2}{M p_p p_u} \frac{\beta_{ltn}^2}{\bar{\beta}_{ln}^2}} \right]}{\sum_{j=1}^L \frac{[p_u p_p \text{Trace}[(A^H A)^2] \beta_{jl} (\sum_{i=1, i \neq j}^L \beta_{il}) + p_u p_p M^2 \beta_{jl}^2 + \sigma_{n_l}^2 p_u M^2 P \beta_{jl}]}{\mu_{n,l} + 2 \frac{\sigma_{n_l}^2}{p_u} \rho_{n,l} \eta_{n,l} + \frac{\sigma_{n_l}^2}{p_u^2} \eta_{n,l}^2}} - \frac{p_u}{p_p} \left[\frac{\beta_{ltn}}{\bar{\beta}_{ln} + \frac{P^2 \sigma_{n_l}^2}{M p_p} + \frac{P \sigma_{n_l}^2}{M p_p p_u} \frac{\beta_{ltn}^2}{\bar{\beta}_{ln}^2}} \right] + \frac{\sigma_{n_l}^2 \lambda_{n,l} \sum_{i=1}^K \rho_{i,l}}{K}} \right]$$

Avec,

$$\begin{aligned} \mu_{l,n} &= p_p^2 \frac{M^2}{P^2} \sum_{i=1}^L \beta_{iln} [\beta_{il} + \bar{\beta}_{ln} - \beta_{iln}] + (2p_p M \sigma_{n_l}^2 + p_p K \sigma_{n_l}^2 \frac{M}{P}) \bar{\beta}_{ln} \\ &\quad + \sigma_{n_l}^2 \text{Trace}(A A^H) \left[p_p \frac{\sum_{i=1}^L \beta_{i,l}}{P} + \frac{K P}{M} \sigma_{n_l}^2 \right] \\ \rho_{n,l} &= p_p \frac{M}{P} \bar{\beta}_{ln} + \sigma_{n_l}^2 P \\ \eta_{n,l} &= \frac{\beta_{ltn}^2}{(\sum_{i=1}^L \beta_{iln})^2} = \frac{\beta_{ltn}^2}{\bar{\beta}_{ln}^2} \\ \lambda_{n,l} &= \frac{1}{\mu_{n,l} + 2 \frac{\sigma_{n_l}^2}{p_u} \rho_{n,l} \eta_{i,l} + \frac{\sigma_{n_l}^4}{p_u^2} \eta_{n,l}^2} \end{aligned}$$

Ce qui donne dans l'équation (4-39):

$$R_{ln} \approx_{M \rightarrow \infty} C \left[\frac{K \beta_{ln}^2 \sum_{i=1}^L \beta_{iln} [\beta_{il} + \bar{\beta}_{ln} - \beta_{iln}]}{(\bar{\beta}_{ln})^2 \sum_{j=1}^L \beta_{jl}^2 - K \beta_{ln}^2 \sum_{i=1}^L \beta_{iln} [\beta_{il} + \bar{\beta}_{ln} - \beta_{iln}]} \right] \quad (4-39)$$

Par le cas pratique, $L = 5$ cellules, $M = 126$ antennes au niveau de la station de base, $K = 28$ utilisateurs par cellule. La durée de la longueur de la séquence d'entraînement est notée τ . Le rapport signal sur bruit (SNR) est noté $\sigma_{n,l}^2$ tandis que le nombre de directions physiques entre les diffuseurs et les antennes des stations de base est $P = 24$. La puissance moyenne transmise par utilisateur est $p_u = 2$ dB et la puissance de la contamination pilote des symboles transmis est de $p_p = \tau p_u = 1$ dB.

p_u = Puissance moyenne transmise par terminal. Conventionnellement, c'est le SNR (signal-to-noise ratio) "transmis" normalisé et est donc sans dimension.

Pour des SNR très faibles, $p_u/2 = \sigma_{n,l}^2 = 1$ dB.

IV.6.5 L'algorithme de simulation

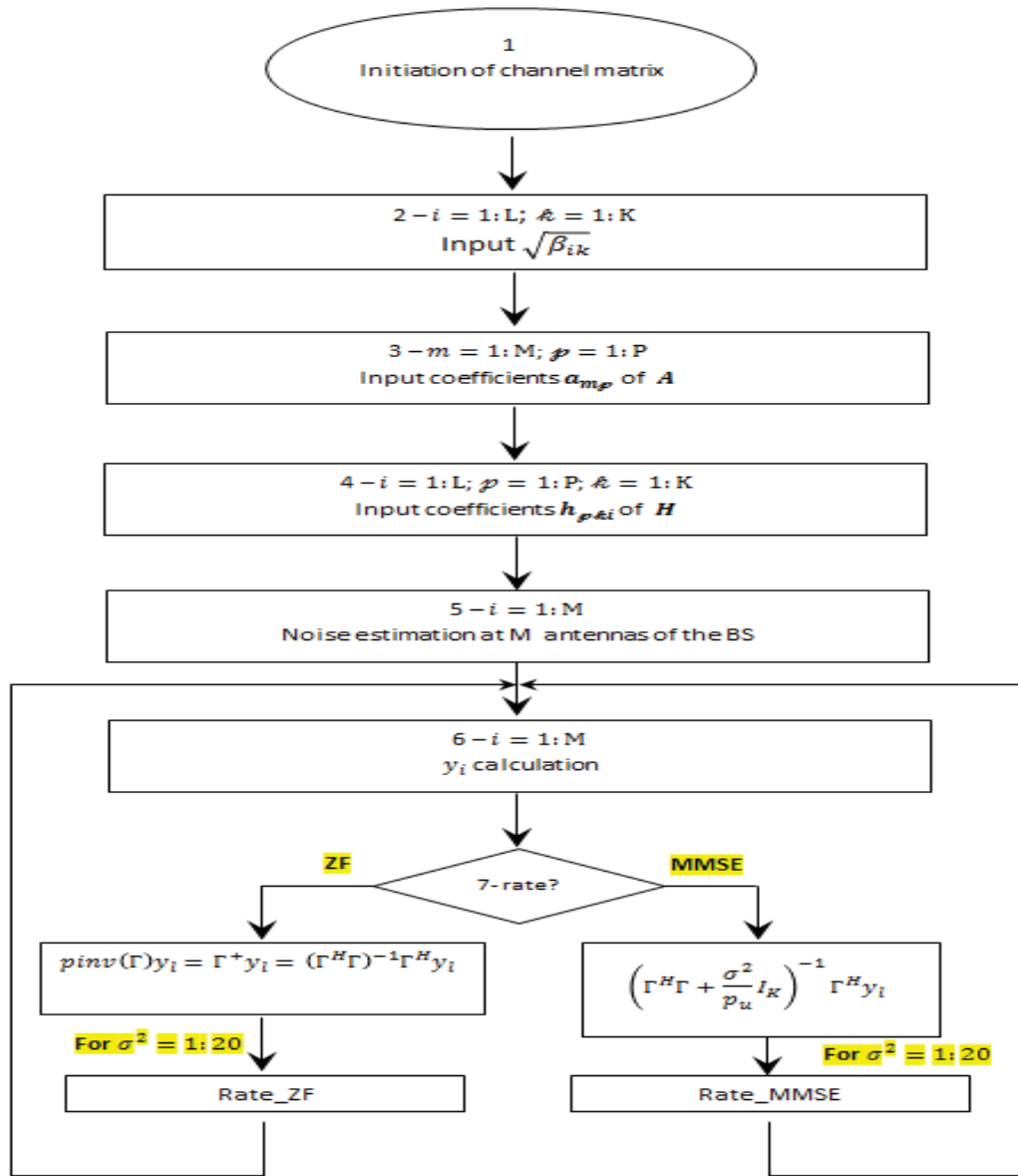


Figure 4-38 : L'algorithme de calcul du débit

L'algorithme de calcul du débit (cf. figure 4-6) avec le théorème de SHANNON est implémenté avec le logiciel de simulation Matlab.

Il utilise :

- une séquence d'apprentissage au début de la transmission des données pour permettre à l'égaliseur de converger vers une solution qui permet la connaissance du canal.

– les échantillons à la sortie des détecteurs pour les égaliser afin qu'ils s'approchent de la séquence des données transmises.

IV.6.6 Quelques résultats de simulation

Obtenues avec le logiciel Matlab, les simulations permettent de comparer les différentes approches par ZF et par MMSE. En faisant varier les deux courbes en fonction du SNR, nous obtenons la figure 4-7 :

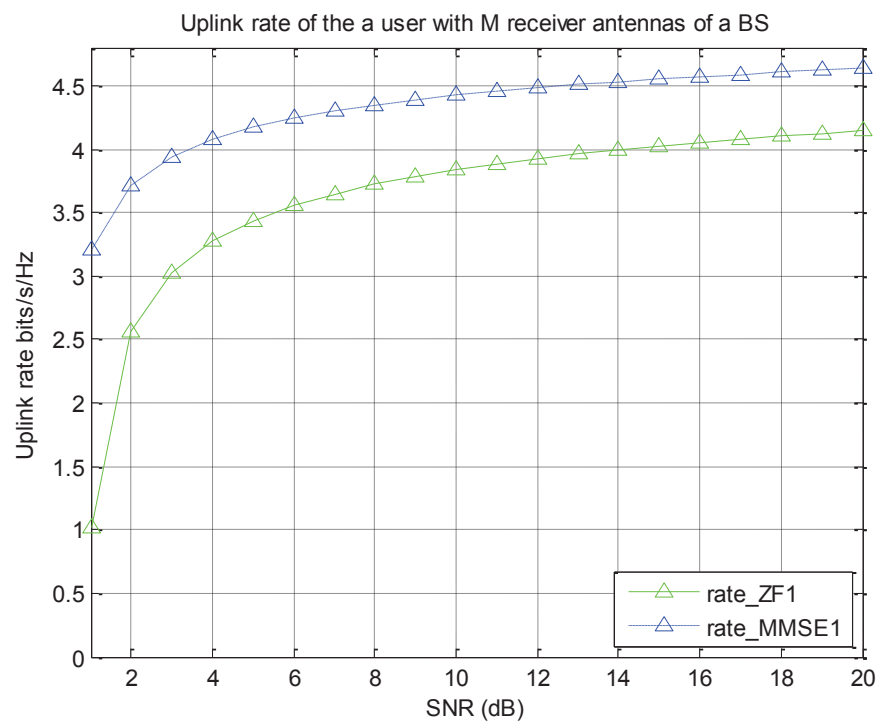


Figure 4-39 : Débit à l'Uplink en fonction du SNR

Mais en le faisant varier en fonction de la puissance des symboles pilotes, nous obtenons la figure 4-8 où nous observons que la contamination des symboles pilotes fait mieux converger les deux courbes ZF et MMSE. :

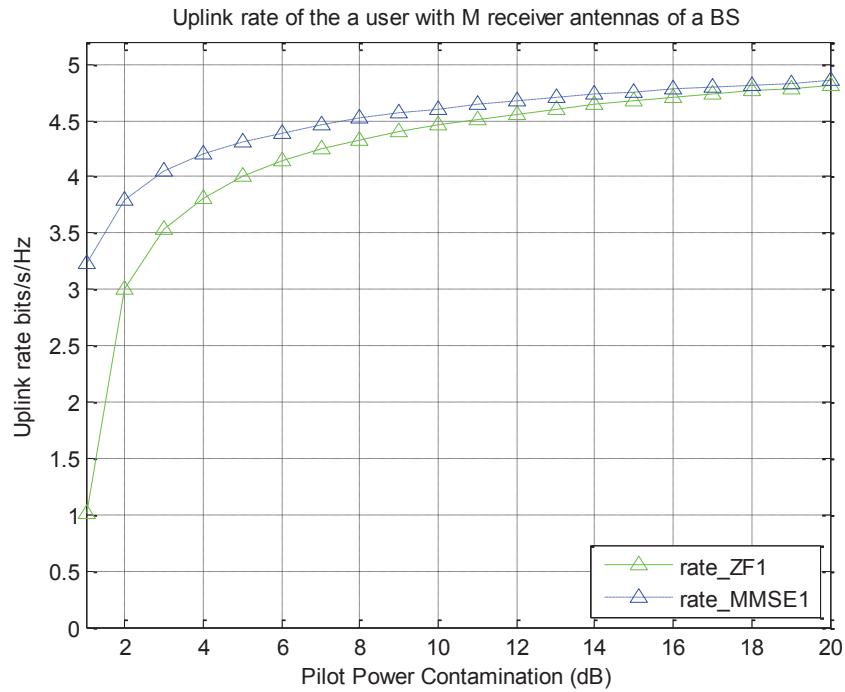


Figure 4-40 : Débit à l'Uplink en fonction de la contamination des symboles pilotes

Ceci a été possible en considérant l'orthogonalité des sous-porteuses avec la méthode d'accès OFDMA entre les émetteurs et le récepteur de la cellule de référence mais surtout des conditions radio locales et de la distance entre le récepteur de la cellule de référence et les terminaux comme le montre la figure 4-9 ci-dessous :

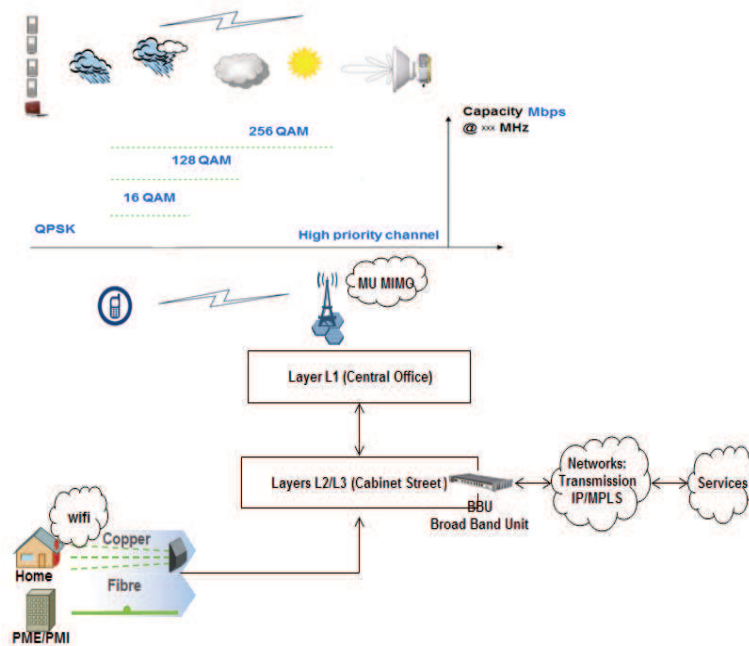


Figure 4-41 : La méthode efficace d'accès appropriée en fonction des conditions de propagation dans un environnement de plus en plus bruité

En faisant varier la puissance de contamination des symboles pilotes, tout en fixant le nombre de cellules L , la même convergence est observée de même qu'une légère poussée asymptotique élevée du débit.

En suivant les trois types de tracés, nous constatons que la capacité d'un utilisateur dans une cellule de référence de liaison montante donnée augmente également.

La variation de l'indice du coefficient d'affaiblissement, en plus de P et M dans le modèle du canal choisi, a joué un rôle important sur le débit à l'Uplink estimé au niveau du récepteur.

S'y ajoute également la contamination pilote des symboles avec plus d'itérations dans l'algorithme de calcul.

Les courbes de la figure 4-10 sont observées après simulations :

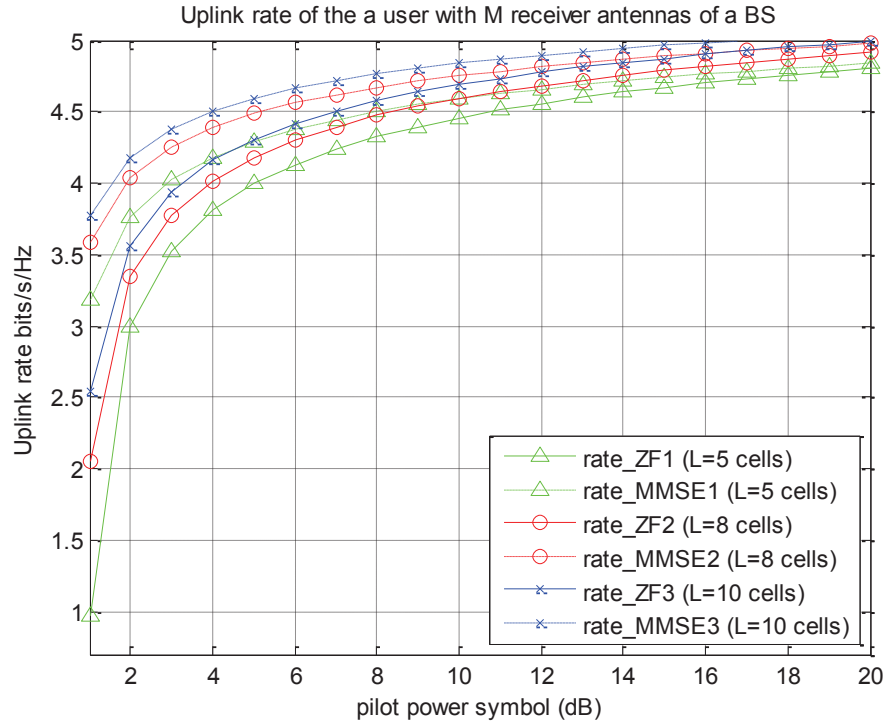


Figure 4-42 : Débit à l'Uplink en fonction de la fixation des L cellules et de la variation de la puissance des symboles pilotes

Après plusieurs itérations, notre algorithme converge vers une asymptote (régime stationnaire et linéaire) où les échantillons à la sortie des détecteurs s'approchent de la séquence de données émises. L'égalisation est une technique utilisée par les récepteurs des systèmes massifs MIMO afin de réduire l'ISI qui est une addition d'un symbole avec le suivant plus le précédent légèrement déphasé. Typiquement, une séquence dite d'"apprentissage" est utilisée au début de la transmission des données afin de permettre à l'égaliseur de converger vers une solution qui permet la connaissance du canal. Comme perspectives pour les futurs travaux de recherche, une modulation complexe (en diagonale, en ligne, en colonne, en bloc de $n \times n$ éléments, etc.) sur les éléments de la matrice du canal, pourrait être envisagée afin d'analyser et voir de plus près l'effet l'affaiblissement dans le canal et le calcul du débit à l'Uplink.

Si les cellules L augmentent, nous constatons que plus la puissance de contamination des symboles pilotes (pp) est élevée, plus la capacité diminue comme le montre la figure 4-11 ci-dessous:

Uplink rate of the a user with M receiver antennas of a BS with L cells @ symbol pilot power

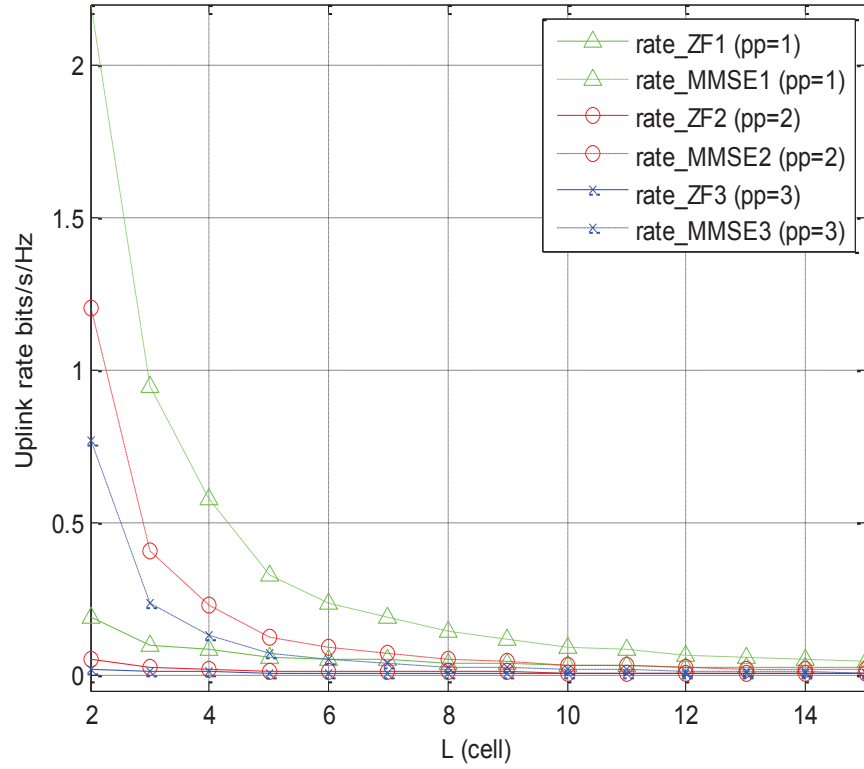


Figure 4-43 : Débit à l'Uplink en fonction de l'impact de la multiplication des cellules

On note que $(A^H A)^{-1} A^H$ converge vers A^H .

IV.7 Comparaison du précodeur ZF et du détecteur ZF

En prélude aux travaux de simulation, les précodeurs ZF en phase descendante sont comparés avec le détecteur ZF en phase montante comme le montre la figure 4-12. Les détecteur et précodeurs ZF sont simulés en connaissance des interférences intra et intercellulaires, du bruit et de la contamination pilote des symboles transmis. Les précodeurs ZF sont étudiés dans les cas suivants:

- LS (Least Squares)
- Perfect CSI
- Intercell Interference Aware CSI

Vu les limitations générées par les interférences lors de la transmission et selon l'environnement du système de radiocommunications, l'estimation de la matrice du canal est donnée par la formule suivante dans le premier cas [7] par la méthode standard:

$$H_{jl} = \frac{1}{\sqrt{P}} A G_{jl}$$

Et dans le second cas, elle s'écrit par la méthode MMSE:

$$\hat{\Gamma}_{l,l} = A \hat{H}_{l,l} D_{ll}^{1/2} = p_p^{-1/2} A (A^H A)^{-1} A^H \tilde{Y}_{p,l} D_l^{-1} D_{ll}^{1/2} = p_p^{-1/2} \Pi_A \tilde{Y}_{p,l} D_l^{-1} D_{ll}^{1/2}$$

Les calculs de l'estimation de l'efficacité spectrale donnent les formules suivantes dans le premier cas:

$$\gamma_{jk}^{ZF LS} = \frac{\lambda_j |E\{h_{jjk}^T \omega_{jk}\}|^2}{\rho_{dl}^{-1} + \lambda_j \text{var}\{h_{jjk}^T \omega_{jk}\} + \sum_{n \neq k} \lambda_j E\{|h_{jjk}^T \omega_{jn}|^2\} + \sum_{l \neq j} \sum_{n=1}^K \lambda_l E\{|h_{ljk}^T \omega_{ln}|^2\}}$$

$$\gamma_{jk}^{ZF-CSE} = \frac{\lambda_j}{\rho_{dl}^{-1} + \sum_{l \neq j} \sum_{n=1}^K \lambda_l E\{|h_{ljk}^T \omega_{ln}|^2\}}$$

$$\gamma_{jk}^{IA-ZF-CSE} = \rho_{dl} \lambda_j$$

Avec:

$$R_{jk}^{dl} = \log_2(1 + \gamma_{jk}^{dl})$$

Et dans le second cas:

$$\hat{\Gamma}_{l,l} = A \hat{H}_{l,l} D_{ll}^{1/2} = p_p^{-1/2} A (A^H A)^{-1} A^H \tilde{Y}_{p,l} D_l^{-1} D_{ll}^{1/2} = p_p^{-1/2} \Pi_A \tilde{Y}_{p,l} D_l^{-1} D_{ll}^{1/2}$$

$\Pi_A \equiv A(A^H A)^{-1} A^H$ est la projection orthogonale sur A . $\tilde{Y}_{p,l}$ est l'estimation conventionnelle des canaux par la méthode des moindres carrés.

$$R_{ln} = C \left[\frac{\|E\{\alpha_{ln}^T\}\|^2}{\sum_{j=1}^L E\{\|\alpha_{jn}^T\|^2\} - \|E\{\alpha_{ln}^T\}\|^2 + E\{|z_{ln}|^2\}} \right]$$

$$R_{ln} = C \left\{ \frac{\frac{p_p p_u \beta_{ln}^2}{(p_p \beta_{ln} + P^2 \sigma_{n_l}^2 / M)^2}}{\frac{p_u}{p_p} \sum_{j=1}^L \frac{\beta_{jl} (\sum_{i=1}^L \beta_{il}) / P + \beta_{jl}^2 + \frac{\sigma_{n_l}^2}{p_p} P \beta_{jl}}{K \sum_{i=1}^L \beta_{il} [\beta_{il} + \bar{\beta}_{ln} - \beta_{iln}]} - \frac{p_p p_u \beta_{ln}^2}{(p_p \beta_{ln} + P^2 \sigma_{n_l}^2 / M)^2} + \frac{\sigma_{n_l}^2 \gamma_{n,l} \sum_{i=1}^K \rho_{i,l}}{K}} \right\}$$

Lorsque $M \rightarrow \infty$, l'efficacité spectrale devient:

$$R_{ln} \approx_{M \rightarrow \infty} C \left\{ \frac{\frac{p_u \beta_{lln}^2}{p_p (\bar{\beta}_{ln})^2}}{\frac{p_u}{p_p} \sum_{j=1}^L \frac{\beta_{jl} (\sum_{i=1, i \neq j}^L \beta_{il}) / P + \beta_{jl}^2 + \frac{\sigma_{n_l}^2}{p_p} P \beta_{jl}}{K \sum_{i=1}^L \beta_{iln} [\beta_{il} + \bar{\beta}_{ln} - \beta_{iln}]} - \frac{p_u \beta_{lln}^2}{p_p (\bar{\beta}_{ln})^2}} \right\}$$

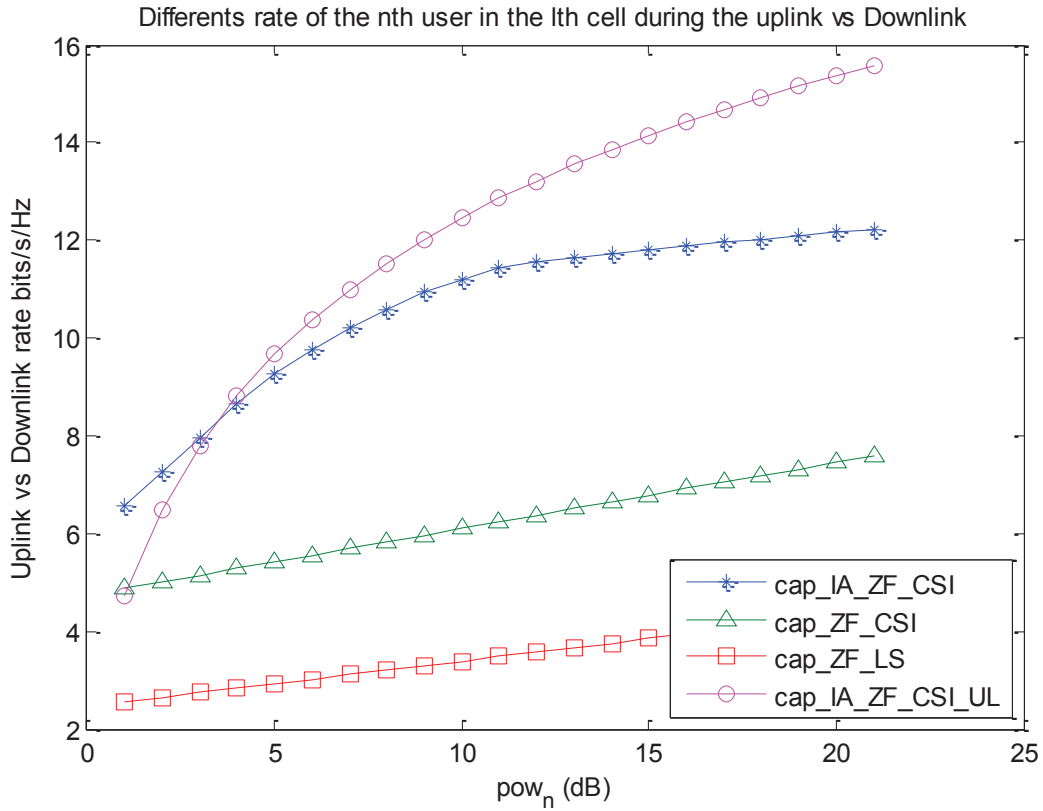


Figure 4-44 : Comparaison du précodeur et du récepteur MIMO ZF

$\text{pow}_n(\text{dB})$ désigne ici le SNR $\sigma_{n_l}^2$.

Dans les hautes fréquences, le terme $\frac{\sigma_{n_l}^2}{p_p} P \beta_{jl} \ll 1$ et si $P \rightarrow \infty$, l'efficacité spectrale est réduite à

l'expression ci-dessous:

$$R_{ln} \approx_{M \rightarrow \infty} C \left[\frac{K \beta_{lln}^2 \sum_{i=1}^L \beta_{iln} [\beta_{il} + \bar{\beta}_{ln} - \beta_{iln}]}{(\bar{\beta}_{ln})^2 \sum_{j=1}^L \beta_{jl}^2 - K \beta_{lln}^2 \sum_{i=1}^L \beta_{iln} [\beta_{il} + \bar{\beta}_{ln} - \beta_{iln}]} \right]$$

La figure 4-12 obtenue ci-avant, permet de voir que le débit du détecteur ZF à la phase montante est plus intéressant que le débit du précodeur ZF en phase descendante.

Toute cette complication s'explique en partie également par le fait que, avec la grandeur des dimensions des matrices, le bruit thermique peut être moyenné de sorte que le système soit principalement limité par des interférences provenant d'autres émetteurs. Ceci est intuitivement clair pour la liaison montante, puisque la moyenne cohérente offerte par une antenne de réception élimine des quantités qui ne sont pas corrélées entre les éléments de l'antenne, c'est-à-dire le bruit thermique en particulier. Cet effet est cependant moins évident sur la liaison descendante. Dans certaines circonstances, les performances d'un très grand réseau d'antennes MIMO sont limitées par les interférences résultant de la réutilisation des pilotes dans les cellules voisines. En outre, le choix des pilotes, de manière intelligente, n'apporte aucune amélioration sensible tant que le temps de cohérence du canal est fini. En TDD (Time Division Duplex), lorsque le canal est réciproque, les stations de base estiment les canaux de liaison descendante en utilisant des pilotes reçus en liaison montante.

IV.8 Comparaison des détecteurs MRC, ZF et MMSE

Lorsque la puissance d'émission de chaque utilisateur est réduite, l'effet des interférences d'autres cellules diminue et, par conséquent, le SINR reste inchangé. Sur la figure 4-13, lorsque $M \rightarrow \infty$, les gains de multiplexage augmentent également et l'effet induit est la convergence vers une donnée asymptotique. $\text{pow}_n(\text{dB})$ désigne ici le SNR $\sigma_{n_1}^2$.

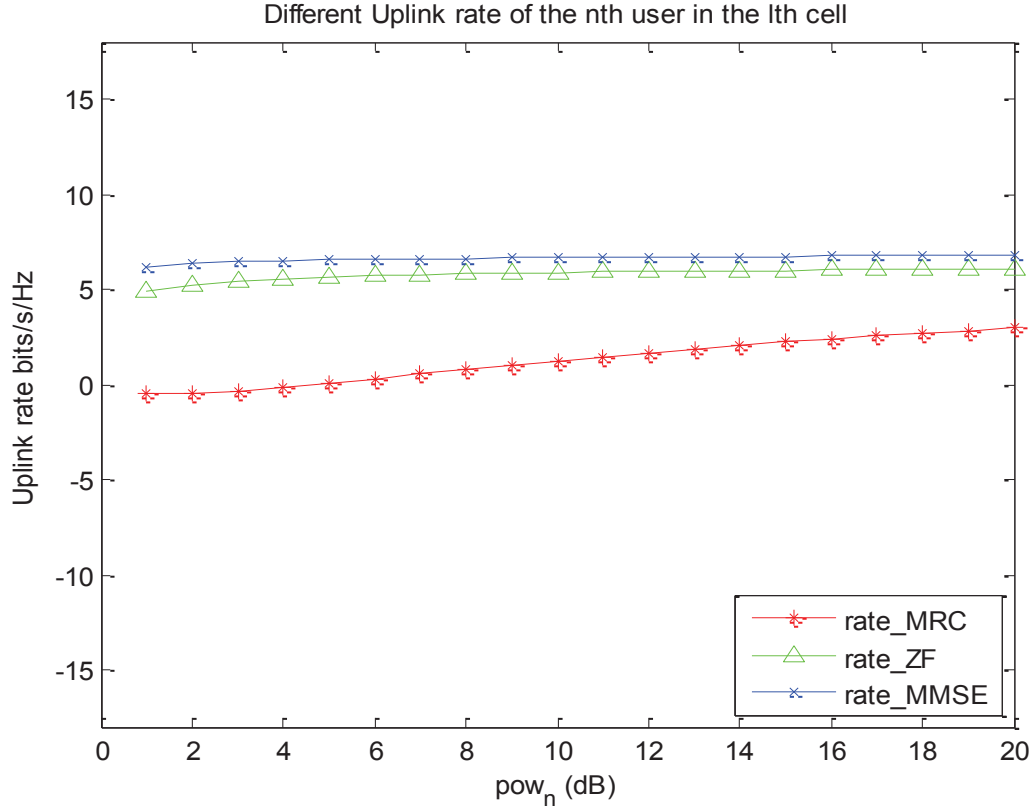


Figure 4-45 : Comparaison des courbes MRC, ZF et MMSE en fonction du bruit

Ces récepteurs donnent de meilleures performances. L'augmentation de la capacité résulte du multiplexage spatial agressif utilisé dans le MIMO massif. Le MIMO massif augmente la robustesse à la fois pour les interférences artificielles involontaires et pour le brouillage intentionnel. Tel que constaté, l'interférence entre les terminaux peut être encore supprimée en utilisant, par exemple, un forçage à zéro (ZF). Les bruits et les interférences multi-utilisateurs disparaissent lorsque $P \rightarrow \infty$ mais la contamination pilote reste un facteur de limitation de la performance. Donc les effets dans les réseaux massifs MIMO se limitent à la contamination des pilotes. Le SINR obtenu dans ce cas-ci est égal, selon les détecteurs utilisés, à:

$$R_{ln}^{MRC} \approx_{M \rightarrow \infty} C \left[\frac{\beta_{ln}^2}{\sum_{j=1, j \neq l}^L \beta_{jl}^2} \right]$$

$$R_{ln}^{ZF} \approx_{M \rightarrow \infty} C \left[\frac{K \beta_{ln}^2 \sum_{i=1}^L \beta_{iln} [\beta_{il} + \bar{\beta}_{ln} - \beta_{iln}]}{(\bar{\beta}_{ln})^2 \sum_{j=1}^L \beta_{jl}^2 - K \beta_{ln}^2 \sum_{i=1}^L \beta_{iln} [\beta_{il} + \bar{\beta}_{ln} - \beta_{iln}]} \right]$$

$$R_{ln}^{MMSE} \approx_{M \rightarrow \infty} C \left[\frac{K \beta_{ln}^2 \sum_{i=1}^L \beta_{iln} [\beta_{il} + \bar{\beta}_{ln} - \beta_{iln}]}{(\bar{\beta}_{ln})^2 \sum_{j=1}^L \beta_{jl}^2 - K \beta_{ln}^2 \sum_{i=1}^L \beta_{iln} [\beta_{il} + \bar{\beta}_{ln} - \beta_{iln}]} \right]$$

Les trois courbes ci-dessous montrent leur évolution et les détecteurs ZF et MMSE convergent vers une asymptote quand les bruits sont très élevés.

Comparés à [60], le SINR lorsque $M \rightarrow \infty$, $K/M \rightarrow 0$, $R_{\text{ln}}^{\text{MMSE}}$ et $R_{\text{ln}}^{\text{MF}}$ tendent vers:

$$C \left(\frac{\beta_{\text{lin}}^2}{\sum_{l \neq j}^L \beta_{j\text{ln}}^2} \right)$$

Avec [61], nous trouvons un SINR qui tend vers:

$$R_{\text{ln}}^{\text{MF}} = C \left(\frac{\beta_{j\text{jl}}^2}{\sum_{n \neq j} \beta_{j\text{nl}}^2} \right)$$

$$R_{\text{ln}}^{\text{ZF}} = C \left(\frac{\beta_{j\text{jl}}^2 / (\sum_i \beta_{i\text{jl}} + \frac{1}{p_p})^2}{\sum_{n \neq j} \beta_{j\text{nl}}^2 / (\sum_i \beta_{i\text{nl}} + \frac{1}{p_p})^2} \right)$$

Lorsque la puissance de la contamination pilote des symboles $P_p \rightarrow \infty$, $R_{\text{ln}}^{\text{MF}} = R_{\text{ln}}^{\text{ZF}}$. Nos travaux montrent que $R_{\text{ln}}^{\text{MMSE}} = R_{\text{ln}}^{\text{ZF}}$ et que leurs courbes ont la même allure et tendent vers la même asymptote.

Quand les courbes convergent asymptotiquement vers des récepteurs linéaires, l'effet d'impact de la corrélation, l'espacement et l'ouverture (angle d'ouverture) antennaires n'est plus en vigueur.

Le nombre d'antennes installé au niveau des stations de base (BS – Base Station) montre que le MIMO ZF (Zero-Forcing) avoisine le détecteur de performance MMSE (Minimum-Mean-Square-Error) jusqu'à ce qu'ils tendent approximativement vers la classe des récepteurs linéaires, prenant en compte la formation des canaux linéaires et de la contamination pilote.

Avec des récepteurs linéaires simples, si $M \rightarrow \infty$, sans limite, la puissance transmise par chaque terminal en uplink est proportionnelle à:

- $\frac{1}{M}$ si la BS a une connaissance parfaite du canal
- $\frac{1}{\sqrt{M}}$ si le CSI est estimé à partir des pilotes transmis par les terminaux à l'uplink

S'il y a une connaissance imparfaite de l'état du canal, un ensemble d'antennes au niveau de la BS utilise des informations dérivées des pilotes transmis pour extraire les flux de données individuels.

Dans ce cas, la puissance rayonnée par les terminaux peut être inversement proportionnelle à la racine carrée du nombre d'antennes de la station de base sans réduction de performance.

En revanche, s'il y a une connaissance parfaite de l'état du canal, la puissance pourrait être inversement proportionnelle au nombre d'antennes.

L'utilisation volumineuse d'un ensemble d'antennes au niveau de la BS améliore mieux l'efficacité spectrale et énergétique comparé au système simple actuel antennaire.

Conventionnellement, la communication entre la BS et les utilisateurs se fait par orthogonalisation du canal afin que la BS communique avec chaque utilisateur dans des ressources séparées en fréquence et en temps.

Ceci n'est pas optimal du point de vue théorie de l'information car de très hauts débits peuvent être obtenus si la BS communique avec plusieurs utilisateurs dans la même ressource temps-fréquence [62].

Cependant, des techniques complexes pour atténuer les interférences inter-utilisateurs doivent ensuite être utilisées, telles que la détection de multi-utilisateurs à maximum de vraisemblance (maximum-likelihood multiuser detection), le MRC, le MIMO ZF et le MIMO MMSE sur la liaison montante.

Récemment, il y a eu beaucoup d'intérêt pour MU-MIMO avec de très grands réseaux d'antennes, "Very Large MU-MIMO systems", à la BS comprenant une centaine ou plusieurs centaines d'antennes, desservant simultanément des dizaines d'utilisateurs.

Les très grands réseaux peuvent considérablement réduire les interférences intracellulaires avec un traitement simple du signal [51], [52], [58]

Avec l'intérêt que chaque antenne individuelle puisse être de petite taille, les avantages sont les suivants pour de tels grands réseaux d'antennes:

- les choses aléatoires paraissent plus déterministes
- Les effets de "small-scale fading" peuvent être moyennés

- Les vecteurs colonnes (respectivement les vecteurs lignes) de la matrice du canal sont indépendants [61] tel que $A^t A = I_M$
- le bruit et les interférences intracellulaires disparaissent complètement, avec un simple traitement de filtre adapté (MF Matched Filter) à la BS [51], [52], [58]
- la puissance transmise, en uplink, est réduite (gestion économique des batteries des terminaux); la bonne chose est que les terminaux équipés d'une seule antenne sont peu coûteux, simples et performants, et que chaque utilisateur obtient toujours un débit élevé.
- en downlink, une bonne partie de la puissance électrique consommée par une BS est utilisée par les amplificateurs de puissance et circuits associés, plus les systèmes de refroidissement [63]. Par conséquent, réduire la puissance RF émise contribuerait à baisser la consommation d'électricité de la BS.

Il est connu que la technologie MMO, avec la diversité du système antennaire au niveau de la BS, permet d'offrir une bonne efficacité énergétique [64].

Le détecteur MRC a également l'avantage de pouvoir être mis en œuvre de manière distribuée.

Chaque antenne effectue la multiplication des signaux reçus avec le conjugué de la matrice du canal, sans envoyer le signal entier de bande de base à la BS pour le traitement.

De la figure 4-14 à la figure 4-17, pour différentes valeurs de M et K, l'évolution du débit de liaison montante (bits/s/Hz) des récepteurs MIMO massifs MRC, ZF et MMSE en fonction du SNR pour différentes valeurs de K et M est représentée ci-dessous:

IV.4.1 $M=126$ and $K=28$

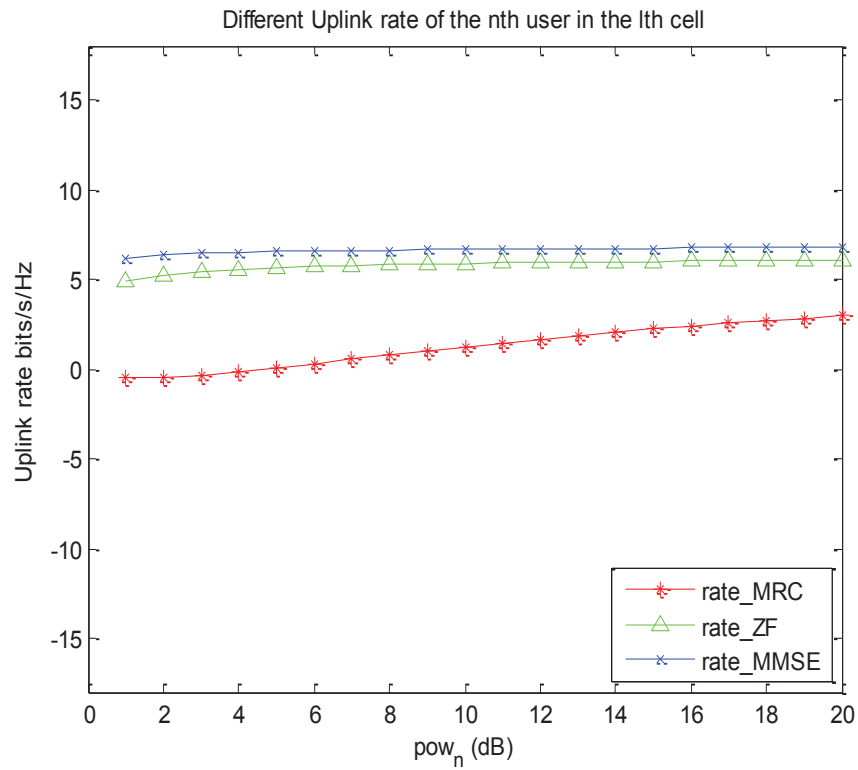


Figure 4-46 : Débit à l'Uplink quand $M=126$ et $K=28$

IV.4.2 $M=300$ and $K=30$

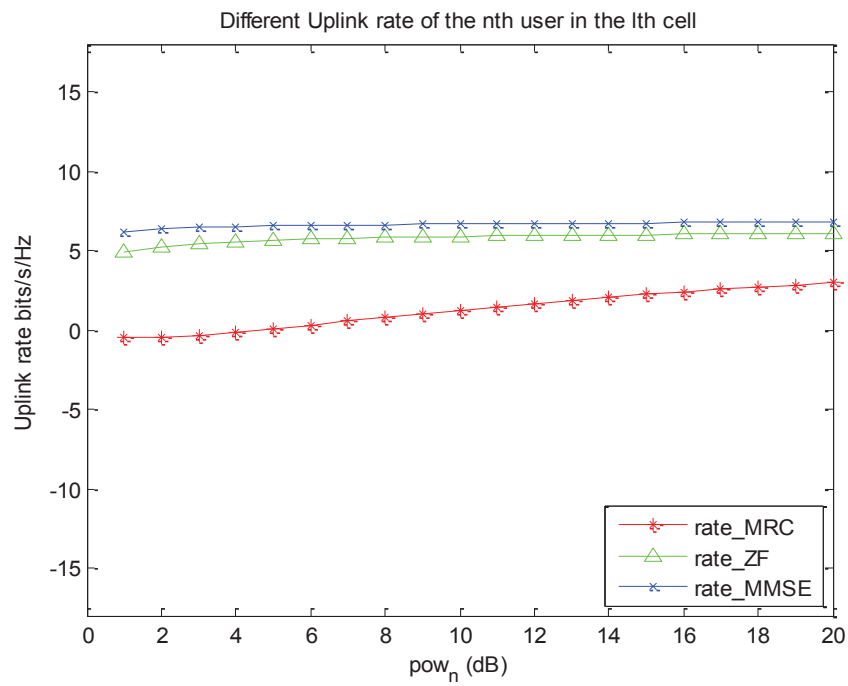


Figure 4-47 : Débit à l'Uplink quand $M=300$ et $K=30$

IV.4.3 $M=500$ and $K=50$

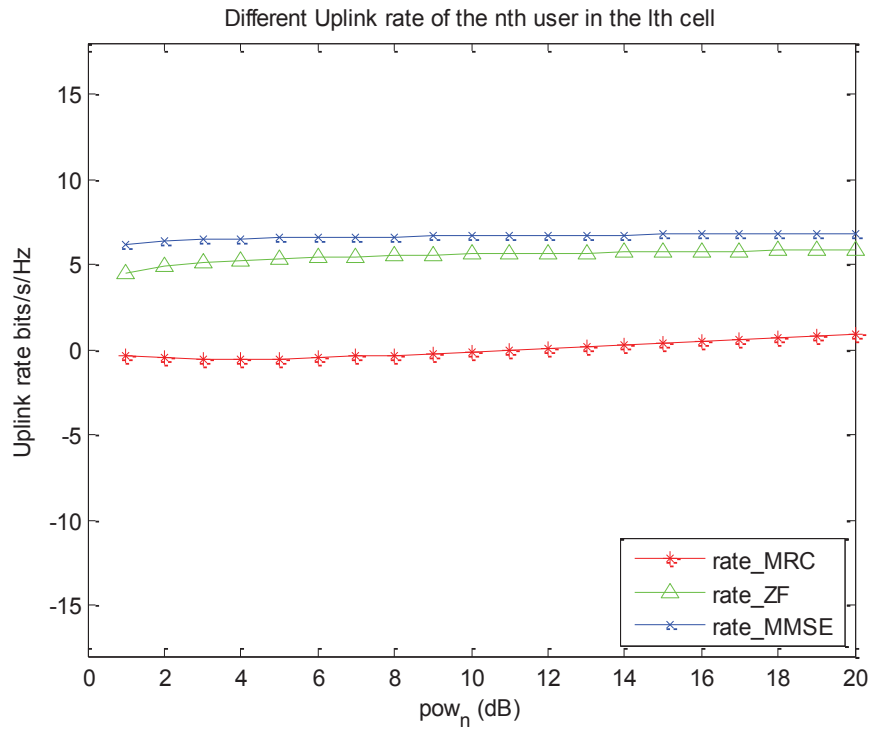


Figure 4-48 : Débit à l'Uplink quand $M=500$ et $K=50$

IV.4.4 M=1000 and K=100

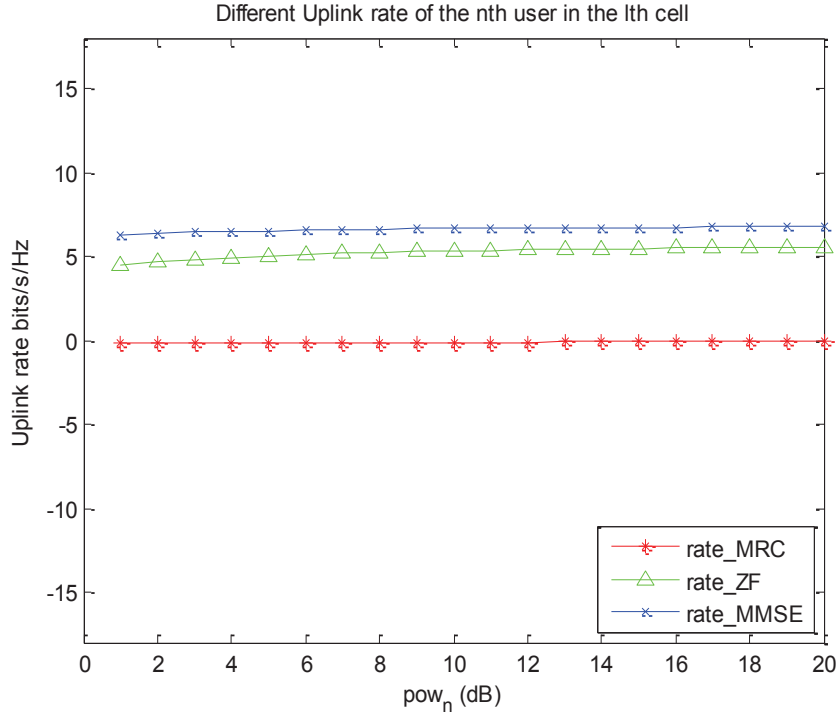


Figure 4-49 : Débit à l'Uplink quand $M=1000$ et $K=100$

L'effet de la puissance de la contamination pilote des symboles p_p transmis par rapport au signal/bruit (SNR), à savoir la puissance par utilisateur p_u multipliée par la durée de transmission des symboles, agit bien sur les détecteurs MRC qui a tendance à s'annuler et ZF qui note une légère décroissance tandis qu'il n'y a aucune modification notée sur la courbe MMSE. Sous ce modèle, l'énergie totale engendrée par le système croît linéairement avec le nombre d'antennes utilisé de la station de base et les terminaux des utilisateurs présents dans toutes les cellules voisines. Comme l'ont montré [60], $E\{\text{tr}H_{jj}H_{jj}^H\} = \frac{KM}{P} \text{tr}AA^H = KM$.

Nous voyons donc que l'effet de la contamination pilote, lorsque $P_p \rightarrow \infty$, montre les faiblesses des récepteurs MIMO massifs MRC dans la situation de transmission synchrone comme asynchrone des symboles.

Nous voyons également que l'effet de la contamination pilote peut être très significatif si la valeur du gain croisé est proche de la valeur du gain direct, indépendamment de M .

Les bruits et les interférences demeurent trop faibles par rapport à la contamination pilote des symboles [60].

Conclusion

Le broadband mobile nécessite de nos jours beaucoup de Capex. Avec l'arrivée de la 5G, en attendant les premiers smartphones appropriés, la voix supportée par les réseaux 2G, 3G voire 4G peut y être prise en charge. Cependant la VoLTE permettrait de se passer:

- - des opex dus à la location des bandes 900, 1800, 2100 MHz à libérer de fait
- - des pylônes ou tours supportant des multitudes d'antennes radio
- - de la gestion de l'énergie à sous-traiter à une tierce entreprise
- - des certaines sources d'énergie pour le solaire
- - etc.

En raison de la rareté de la bande passante, la diffusion d'informations sur la fréquence n'est pas possible, de sorte que la seule façon d'améliorer la robustesse des communications sans fil consiste à utiliser plusieurs antennes. Un système massif MIMO implique un nombre sans précédent d'antennes simultanément, desservant un nombre beaucoup plus petit de terminaux. La disparité en nombre apparaît comme une condition de fonctionnement désirable et pratique aussi. Le nombre de terminaux qui peuvent être desservis simultanément est limité, non par le nombre d'antennes, mais plutôt par l'incapacité à acquérir des informations d'état de canal pour un nombre illimité de terminaux. Un plus grand nombre de terminaux peut toujours être utilisé en combinant une technologie MIMO avec un multiplexage conventionnel par répartition en temps et en fréquence via OFDM. L'idée qui est d'utiliser des algorithmes combinés (MRT/MRC, ZF, MMSE) explique la structure et la performance des réseaux d'ensembles de très grands nombres comme les systèmes massifs MIMO.

La performance de communication de tels réseaux dépend moins des statistiques réelles du canal de propagation mais uniquement des propriétés agrégées de la propagation telles que l'orthogonalité asymptotique entre les vecteurs de canal associés aux différents terminaux. Bien entendu, le nombre d'antennes dans la réalité ne peut pas être arbitrairement important en raison des contraintes physiques. Finalement, en laissant n_r ou n_t tendre à l'infini, nos modèles conventionnels mathématiques pour la réalité physique montrent leurs limites. Par exemple, la puissance reçue agrégée dépasserait, à un certain point de l'espace, la puissance transmise; ce qui n'a aucun sens physique. Mais bien avant que les

modèles mathématiques de la physique ne montrent leurs limites, il y aurait substantiellement des difficultés d'ingénierie comme par exemple :

- les soucis d'implémentation d'algorithmes sur les systèmes réels
- les techniques de quantification sur les systèmes réels
- etc.

Alors, la taille de l'infini comme l'a montré [61] dépend des circonstances précises bien sûr, mais en général, les résultats asymptotiques de la théorie de la matrice aléatoire sont exacts même pour des dimensions relativement petites (environ 10). En général, nous pensons à des systèmes avec au moins une centaine (100) d'antennes à la station de base, mais probablement moins d'un millier. Dans leur ensemble, les arguments présentés motivent des recherches théoriques entièrement nouvelles sur le traitement des signaux, le codage des signaux et la conception de réseaux pour de très grands nombres d'antennes MIMO.

Dans la transmission, l'information originale est décodée, le vecteur signal résultant beamforming est extrait et bien aligné avec le canal désiré. Lors de ce processus aléatoire, plusieurs signaux rencontrent des obstacles lors de leur trajet faisant du canal de communication, un canal d'évanouissement des signaux en plus de la contamination pilote provenant des terminaux des autres cellules. Chaque terminal peut recevoir toute la bande passante, ce qui rend la majeure partie de la signalisation de contrôle de la couche physique redondante. Idéalement, chaque terminal d'un système massif MIMO reçoit une séquence pilote orthogonale de liaison montante. Cependant, le nombre maximal de séquences pilotes orthogonales qui peuvent exister est supérieur à la durée de l'intervalle de cohérence divisé par la propagation du délai de canal. L'effet de la réutilisation des pilotes d'une cellule à l'autre et ses conséquences négatives associées est dénommé "contamination pilote". Lorsque le signal pilote reçu corrèle bien avec la séquence pilote associée à un terminal particulier, l'estimation du canal est contaminée par une combinaison linéaire de canaux des autres terminaux qui partagent la même bande passante: La formation de faisceau descendant basée sur l'estimation du canal contaminé entraîne une interférence dirigée vers les terminaux qui partagent la même bande passante. Une interférence similaire est associée aux transmissions de données de liaison montante. Les interférences dirigées augmentent avec le nombre d'antennes de service au même rythme que le signal souhaité. Même les séquences pilotes partiellement corrélées entraînent des interférences dirigées. La contamination pilote

comme phénomène de base n'est pas vraiment spécifique au MIMO massif, mais son effet sur le MIMO massif semble être beaucoup plus profond que dans le MIMO classique. Dans [54], on a soutenu que la contamination pilote constitue une limite ultime sur la performance, lorsque le nombre d'antennes augmente sans être lié, du moins avec les récepteurs qui dépendent de l'estimation du canal pilote.

Cette thèse a permis de montrer l'impact de la contamination pilote des symboles transmis dans la phase montante du canal lors de la connaissance parfaite de cette dernière.

Les très larges ou grands réseaux MIMO sont un nouveau domaine de recherche, tant en théorie de la communication, de propagation et d'électronique; et représente un changement de paradigme dans la façon de penser à la fois en ce qui concerne la théorie, les systèmes et la mise en œuvre. La vision ultime des très grands systèmes MIMO est que le réseau d'antennes se composerait de petites unités d'antennes actives, branché dans un bus de terrain (optique).

La consommation d'énergie des stations de base cellulaires est une préoccupation croissante. Dans de tels grands systèmes MIMO, chaque unité d'antenne utilise une puissance extrêmement faible, de l'ordre de mW. La puissance totale transmise doit rester constante voire réduite lorsque $n_t \rightarrow \infty$, c'est-à-dire que la puissance par antenne doit être proportionnelle à $\frac{1}{n_t}$ et même à $\frac{1}{n_t^2}$. Bien sûr, plusieurs complications empêchent certainement de réaliser pleinement de telles économies d'énergie optimistes en pratique: le besoin de gains de multiplexage multi-utilisateur, les erreurs dans les informations de l'état du canal (CSI) et les interférences.

L'ajustement de M et d'autres paramètres du système (la puissance rayonnée, les nombres d'utilisateurs, la durée des séquences pilotes) permettent d'obtenir une efficacité spectrale accrue au coût de l'efficacité énergétique réduite et vice versa. C'est la caractéristique souhaitable pour les fournisseurs de services qui planifient le point de fonctionnement en fonction de la demande de trafic (haute efficacité énergétique et faible efficacité spectrale, par exemple, pendant les périodes de faible demande). Typiquement, l'augmentation de l'efficacité spectrale est associée à l'augmentation de la puissance et, par conséquent, à la diminution de l'efficacité énergétique.

L'état du CSI a conduit plusieurs travaux conjoints sur la variation de l'efficacité spectrale en fonction de l'efficacité énergétique.

La couverture, la mobilité et la disponibilité de la capacité dans les réseaux mobiles poussent à une réorganisation du modèle des réseaux et des coûts des services. Aujourd'hui l'expérience des utilisateurs avec les terminaux mobiles 2G et 3G poussent à une migration vers les réseaux 4G afin qu'avec la 5G, la voix puisse être supportée par la VoLTE. La menace venant de Skype, WhatsApp, etc. pousse à revoir ce modèle qui risque de cannibaliser les rentes des opérateurs de télécoms et des fournisseurs de services.

Le brouillage intentionnel de systèmes sans fil civils est une préoccupation croissante et une grave menace pour la cyber-sécurité qui semble être peu connue du public. Massive MIMO offre de nombreux degrés de liberté excessifs qui peuvent être utilisés pour annuler les signaux des brouilleurs intentionnels. Si un MIMO massif est implémenté en utilisant des pilotes de liaison montante pour l'estimation de canal, les brouilleurs intelligents pourraient causer des interférences nuisibles avec une puissance d'émission modeste. Cependant, des implémentations plus intelligentes utilisant l'estimation et le décodage des canaux conjoints devraient pouvoir diminuer sensiblement ce problème.

Le futur nous édifiera sur les résultats que donnera la modulation complexe différente (en diagonale, en ligne, en bloc de $n \times n$, etc) sur les éléments de la matrice du canal. Elle permettra d'analyser et voir de plus près l'effet de l'affaiblissement dans le canal et le calcul du débit.

Egalement, la réflexion reste très poussée pour fournir des solutions optimales de gestion de la QoS par type service (voix, données, streaming vidéo, divertissement, jeux, etc.) entre les canaux physiques et logiques qui intéresseront les fabricants de terminaux 5G en matière de gestion des flux dans un environnement de plus en plus perturbé par les interférences de toutes sortes et les contaminations pilotes des symboles.

Bibliographie

- [1] B. Le Floch, M. Alard et C. Berrou, «Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex TV Broadcasting», Proceedings of the IEEE, vol. 83, no 6, 1995, p. 982-996
- [2] D. Roque et C. Siclet, «Performances of Weighted Cyclic Prefix OFDM with Low-Complexity Equalization», IEEE Communications Letters, vol. 17, no 3, 2013, p. 439-442
- [3] Z. Wang et G.B. Giannakis, «Wireless Multicarrier Communications», IEEE Signal Processing Magazine, vol. 17, no 3, 2000, p. 29-48
- [4] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, “Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform,” IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-19, No. 5, pp. 628–634, 1971.
- [5] Sinh Le Hong Nguyen, Ali Ghayeb, Precoding for Multicell Massive MIMO Systems with Compressive Rank-q Channel Approximation, IEEE 24th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications: Fundamentals and PHY Track, Sept. 2013.
- [6] X. He and R. Song, “Pilot pattern optimization for compressed sensing based sparse channel estimation in OFDM systems [A]”, in Proc. Conf. Wireless Commun and Signal Process [C], 2010.
- [7] C. Qi and L. Wu, “Optimized pilot placement for sparse channel estimation in OFDM systems [J]”, IEEE Signal Process. Lett, vol. 18, pp. 749–752, 2011.
- [8] G. Tauböck and F. Hlawatsch, “A compressed sensing technique for OFDM channel estimation in mobile environments: Exploiting channel sparsity for reducing pilots [A]”, in Proc. IEEE Int. Conf. Acoust, Speech and Signal Process (ICASSP) [C], pp. 2885–2888, 2008.
- [9] J. Meng, Y. Li, N. Nguyen, W. Yin, and Z. Han, “Compressive sensing based high resolution channel estimation for OFDM system [J]”, IEEE J. Sel. Topics Signal Process, vol. 6, pp. 15–25, 2012.
- [10] C. Berrou, A. Glavieux, P. Thitimajshima. *Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo-codes*, in Proceedings of ICC'93, Genève, pp. 1064-1070, mai 1993
- [11] R. G. Gallager, Low Density Parity-Check Codes. MIT Press, Cambridge, MA, 1963.
- [12] R.G. Gallager. Low-density parity-check codes. IEEE JNL, 8:21-28, 1962.
- [13] H. Song, J. Liu, and B. V. K. Vijaya Kumar, Low complexity LDPC codes for partial response channels, Globecom 2002, Taipei, Taiwan, November 2002.
- [14] R. Tanner. A recursive approach to low complexity codes. IEEE JNL, 27:533-547, 1981.
- [15] D. J. C. Mackay and R. M. Neal. Near shannon limit performance of low density parity check codes. Electronics Letters, 32:1645-1646, 1996.
- [16] N. Wiberg. Codes and Decoding on General Graphs. PhD thesis, Linköping University, 1996.
- [17] M. Sipser and D. A. Spielman. Expander codes. IEEE Trans. Inform. Theory, 42:1710-1722, Nov. 1996.

- [18] Gerard. J. Foschini; Michael. J. Gans (1998). "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas". *Wireless Personal Communications*. 6 (3): 311–335.
- [19] G. J. Foschini, "Layered space–time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Bell Labs Syst. Tech. J.*, vol. 1, p. 41–59, autumn 1996.
- [20] Emre Telatar (1999), "Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels". *European Transactions on Telecommunications* 10 (6): 585–595.
- [21] Vahid Tarokh, Nambi Seshadri et Robert Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction", *IEEE Transactions on Information Theory* 44 (2): 744-765, Mar 1998
- [22] S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, October 1998.
- [23] V. Tarokh and H. Jafarkhani, "A Differential Detection Scheme for Transmit Diversity". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 18 (7): 1169–1174, July 2000.
- [24] V. Tarokh,. "Multiple Transmit Antenna Differential Detection from Generalized Orthogonal Designs". *IEEE Transactions on Information Theory*. 47 (6): 2626–2631, September 2001.
- [25] Vahid Tarokh, Member, IEEE, Hamid Jafarkhani, Member, IEEE, and A. Robert Calderbank, Fellow, IEEE, "Space-Time Block Coding for Wireless Communications: Performance Results", *IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS*, VOL. 17, NO. 3, MARCH 1999
- [26] Hui Liu Ufuk Tureli, 'A High-Efficiency Carrier Estimator for OFDM Communications', *IEEE Communications Letters*, Vol. 2, No. 4, pp. 104 – 106; 2000.
- [27] Marco Luise, Ruggero Reggiannini, 'Carrier Frequency Acquisition and Tracking of OFDM Systems', *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 44, No. 11, Novembre 1996.
- [28] P. Moose, 'A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction', *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 42, No. 10, Octobre 1994, pp. 2908 – 2914.
- [29] Y. Wu, W.Y.Zou, *IEE Trans.* 'Orthogonal Frequency Division Multiplexing: A Multi-carrier Modulation Scheme On Consumer Electronic'. Vol.41, No.3 August 1995.
- [30] C. E. Shannon, "Communications in the presence of noise [J]," *Proc. IRE*, vol. 37, pp. 10–21, 1949.
- [31] H. Nyquist, "Certain topics in telegraph transmission theory [J]," *AIEE Trans*, vol. 47, pp. 617–644, 1928.
- [32] T. L. Marzetta, "How much training is required for multiuser MIMO?" in *Proc. Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ACSSC)*, Pacific Grove, CA, USA, Oct./Nov. 2006, pp. 359–363.
- [33] T. L. Marzetta and B. M. Hochwald, "Fast transfer of channel state information in wireless systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 54, pp. 1268–1278, 2006.
- [34] H. Q. Ngo, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, "Analysis of the pilot contamination effect in very large multicell multiuser MIMO systems for physical channel models," in *Proc. IEEE International*

Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Prague, Czech Republic, May 2011, pp. 3464–3467.

- [35] B. Gopalakrishnan and N. Jindal, “An analysis of pilot contamination on multi-user MIMO cellular systems with many antennas,” in Proc. IEEE 12th International Workshop in Signal Processing Advances in Wireless Communications, San Francisco, CA, US, Jun. 2011, pp. 381–385.
- [36] J. Jose, A. Ashikhmin, T. L. Marzetta, and S. Vishwanath, “Pilot contamination problem in multi-cell TDD systems,” in Proc. Of IEEE ISIT, June 2009.
- [37] 3rd Generation Partnership Project. <http://www.3gpp.org>.
- [38] J. Johnson, Thermal Agitation of Electricity in Conductors [archive], Phys. Rev. 32, 97 (1928) – «The experiment»
- [39] H. Nyquist, Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors [archive], Phys. Rev. 32, 110 (1928) – «The theory»
- [40] W. C. Jakes, Microwave communications [M]. John Wiley, 1947.
- [41] A. Goldsmith, Wireless communications [M]. Cambridge University Press, 2005.
- [42] C. R. Berger, Z. H. Wang, J. Z. Huang, and S. L. Zhou, “Application of compressive sensing to sparse channel estimation [J],” IEEE Commun Mag, vol. 48, pp. 164–174, 2010.
- [43] H. Q. Ngo, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, “Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems,” IEEE Trans. Commun., vol. 61, pp. 1436–1449, Apr. 2013.
- [44] E. Dahlman, S. Parkvall, J. Sköld, and P. Beming, 3G Evolution: HSPA and LTE for Mobile Broadband, Academic Press, New York, NY, USA, 2007.
- [45] J. J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, “On channel estimation in OFDM systems [A],” in Proc. IEEE Vehicular Technology Conf.(VTC) [C], vol. 2, pp. 815–819, 1995.
- [46] R. Negi and J. Cioffi, “Pilot tone selection for channel estimation in a mobile OFDM system [J],” IEEE Trans. Consum Electron, vol. 44, pp. 1122–1128, 1998.
- [47] J. Jose, A. Ashikhmin, T. L. Marzetta, and S. Vishwanath, “Pilot contamination problem in multi-cell TDD systems,” in Proc. Of IEEE ISIT, June 2009.
- [48] B. Sissokho, J. P. Cances and A. D. Kora, “Uplink Rate Based on Massive MIMO Channel Estimation Approach”, 4th ICFSP, published by IEEE IEEE Explorer, pp. 6-11, 2018
- [49] T. L. Marzetta, “Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas,” IEEE Trans. Wireless. Commun., vol. 9, no. 11, pp. 3590–3600, Nov. 2010.
- [50] T. L. Marzetta, “The ultimate performance of noncooperative multiuser MIMO,” submitted to IEEE Trans. on Wireless Communications, Jul. 2009.
- [51] H. Yang and T. L. Marzetta, “Performance of conjugate and zero-forcing beamforming in large-scale antenna systems,” IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 31, no. 2, pp. 172–179, Feb. 2013.
- [52] J. Jose, A. Ashikhmin, T. L. Marzetta, and S. Vishwanath, “Pilot contamination problem in multi-cell TDD systems,” in Proc. Of IEEE ISIT, June 2009.

- [53] D. Donoho, "Compressed sensing [J]," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 52, pp. 1289–1306, 2006.
- [54] E. J. Candès, "The restricted isometry property and its implications for compressed sensing [J]," C. R. Acad. Sci. Paris, Ser. I, vol. 346, pp. 589–592, 2008.
- [55] E. J. Candès, J. Romberg, and T. Tao, "Robust uncertainty principles: exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information [J]," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 52, pp. 489–509, 2006.
- [56] H. Yang and T. L. Marzetta, "Performance of conjugate and zero-forcing beamforming in large-scale antenna systems", IEEE J. Select. Areas Commun., 2012, submitted.
- [57] DESTRO FILHO João Batista, «Egalisation aveugle de canaux de communication à l'aide d'algorithmes de Bussgang et de réseaux neuronaux.», Thèse de doctorat de l'Université de Nice Sophia Antipolis, Sophia Antipolis, Déc. 1998.
- [58] Jakob Hoydis, Stephan ten Brink, Merouane Debbah, "Massive MIMO in the UL/DL of Cellular Networks: How Many Antennas Do We Need?," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 31, no.2, pp.160-171, Feb. 2013.
- [59] F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau, E. G. Larsson, T. L. Marzetta, O. Edfors, and F. Tufvesson, "Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays," IEEE Sig. Proc. Mag., accepted. [Online]. Available: arxiv.org/abs/1201.3210.
- [60] G. Caire, N. Jindal, M. Kobayashi, and N. Ravindran, "Multiuser MIMO achievable rates with downlink training and channel state feedback," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 56, no. 6, pp. 2845–2866, 2010.
- [61] A. Fehske, G. Fettweis, J. Malmelin and G. Biczok, "The global footprint of mobile communications: the ecological and economic perspective," IEEE Communications Magazine, pp. 55-62, August 2011.
- [62] D. Tse and P. Viswanath, Fundamentals of wireless communications. Cambridge University Press, 2005.

Annexe : Article publié pendant le doctorat - Article présenté lors de la 4^{ème} conférence de l'ICFSP 2018 tenue du 24 au 27 septembre 2018 à Espace Mendès France – Maison des Sciences et des Techniques - Poitiers (France) et à Publier sur IEEEExplorer

Uplink Rate Based on Massive MIMO Channel Estimation Approach

Bamba Sissokho
RESYST
XLIM/C2S2 UMR-CNRS 7252
Limoges, France
e-mail: bamba.sissokho@xlim.fr

Jean Pierre Cances
RESYST
XLIM/C2S2 UMR-CNRS 7252
Limoges, France
e-mail: cances@ensil.unilim.fr

Ahmed Dooguy Kora
Ecole Supérieure Multinationale des Télécommunications (ESMT)
Dakar, Senegal
e-mail: ahmed.kora@esmt.sn

Abstract—Transmitted signal is degraded and problem remains reconstruction of symbols. In massive MIMO systems, channel estimation has been widely discussed. This paper investigated on the inaccuracy of the channel estimation and its effect on the uplink rate. Best solution is to have the most efficient channel estimation method that is not adversely affected by noise, interference and pilot contamination; hence choice of MMSE method compared to others. After channel estimation, the uplink rate is calculated at the receivers with the ZF and MMSE detectors by using training or pilot symbols. We noted that the two detectors converge towards an asymptotic solution which allows the knowledge of the channel. It is shown that the estimation error increases proportionally when the L cells significantly increases. And the higher the pilot power contamination increases respectively, the decrease in dB of the uplink

rate is related proportionally to the increase of the channel attenuation.

Keywords—massive multiple input multiple output; path loss; fading; zero forcing; minimum mean squared estimator

1. Introduction

A strong migration is expected from 2G network users to 3G and 4G networks, depending on the region, due to the customer experience with the new smartphones. The breakthrough of new smartphones and the acceleration of new uses are taken into account in the calculation of the data rates offered by the channel with the equalization methods, at the receiver level. This results in the provisioning of the different mobile networks to contain [1-3] the various data flows and voice from other international, local, transit, service and application operators. With the intensification and

expansion of the latter, the bandwidth for mobile Internet will be sized accordingly to cope with the exponential growth of the mobile traffic. This additional equipment will also generate a lot of interference in so far as in mobile radio communications systems, terminals are constantly looking for the best channels and frequencies available to transmit and receive with a good QoS (Quality of Service). Indeed, the signals sent by the terminals and base stations follow several paths, due to many physical phenomena, causing respective delays towards their destination and causing interference between successive symbols. These physical phenomena (reflection, diffraction, distortion, power loss, fading, etc.) create an error between the received signal and the original one. For error correction, technological and physical appropriate systems architectures are used to reconstruct, by means of algorithms, the information as transmitted. In order to do so, a pilot sequence is continuously sent along with the transmitted information to enable at the receiver side a coherent demodulation of the radio transmitted signal. The channel state information (CSI) is then required for a good evaluation of the uplink and downlink data rate. Sequenced messages of binary symbols are sent between the transmitters and receivers. The resulting channel matrix is estimated and detectors are integrated at the mobile terminals to efficiently calculate the minimum and maximum flow rates really measured in the transmission channel while reducing noise and interference. In addition to the disturbances already mentioned there are also pilot contamination effects due to the interaction of all indoors and outdoors cellular symbols that are sent. Pilot contamination [4-10] is a key performance bottleneck. In massive MIMO systems, pilot sequences lead to a contamination effect that makes the algorithm for retrieving the initial information even more complex. The selected detectors are the ZF (Zero Forcing) and MMSE (Minimum Mean Squared Estimator). In a given coherence time, with good carrier and symbol synchronization, the orthogonal pilot sequences sent are reused in the neighboring cells.

Signal modeling in the channel then allows the implementation of algorithms to analyze link performance, signal robustness, channel effects, channel estimation, channel equalization, signal synchronization, among others. Massive MIMO uplink rate depending on the training phase of the channel state information is evaluated in this work.

The influence of the pilot contamination in the channel estimation accuracy of the uplink rate of a terminal is shown in this paper. In Section II, the channel modeling is explained. The uplink rate calculation with the selected equalizer detectors taking into account the impact of logarithmic degradation of the attenuation coefficient in the established channel model is considered in section III. Simulations results and discussion are addressed in section IV and finally section V concludes this paper.

II. Channel Modeling

A. System and Context

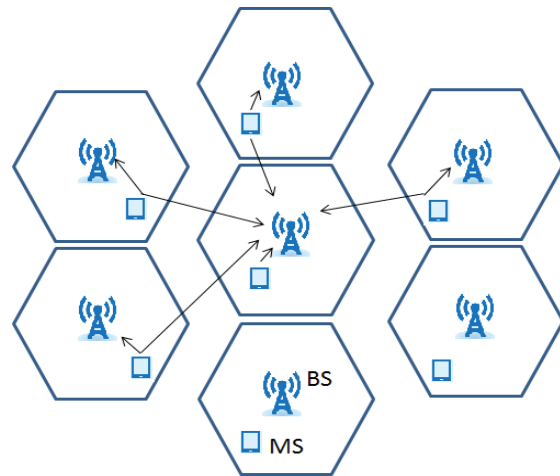


Figure 1. Interactive exchanges between the reference Base Station (BS) and terminals (MS)

Fig. 1 represents L cells containing K terminals (MS) the interacting with base station (BS) equipped with M antennas [5-8]. The signal received at this reference base station is described in (1) as follows:

$$y_l = \sqrt{p_u} \sum_{i=1}^L \Gamma_{il} x_i + b_l \quad (1)$$

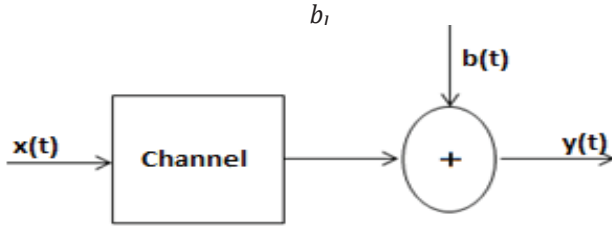


Figure 2. Channel Modeling

At a given time, on Fig. 2, Γ_{il} is the $M \times K$ matrix of the modeled channel between the K users and the reference base station composed of M antennas. The average power used by each terminal to search for the best channel offered by the antennas of the reference base station is p_u . The transmitted vector of the K terminals (MS) in the i th cell is:

$$x_i(t) = \sqrt{p_u} x_i \quad (2)$$

where,

- dimension of $x_i(t)$ in (2) is $K \times 1$
- b_l , in (1) is additive white Gaussian noise (AWGN) of dimension $M \times 1$
- p_u (Watt) is dependent on the symbol pilot power p_p (Watt)

B. Channel Elements of Γ_{il}

The elements of the channel matrix Γ_{il} in (1) are given by:

$$\Gamma_{il} = AH\sqrt{\beta_{il}} \quad (3)$$

H is the $P \times K$ matrix of the fast fading channel coefficients between the K terminals and the reference base station. The columns of matrix H are independent. The variations (high and low) of the power of the coefficients of H are correlated to the coefficients of matrix A . Taking into account the orthogonality of the subcarriers with the OFDMA access method between the transmitters and the receiver of the reference cell l , the local radio conditions and the distance between the receptor of the cell l and the terminals, A is the matrix whose different

coefficients $A_{m,p}$ represent the induced phase factor effects on the carrier with the impacting component following the Euler formula:

$$A_{m,p} = \frac{1}{\sqrt{P}} e^{j \left[m \sin \left(\frac{-\pi}{2} + p \frac{\pi}{P} \right) \right]} \quad (4)$$

- $A_{m,p}$, in (4), is the $M \times P$ matrix
- P is the set of directions of signals derived by obstacles present on their path
- m ranges from 1 to M and p , from 1 to P

The finite dimension channel model [6] has an angular range $[-\pi/2, +\pi/2]$ divided into P directions. The step is π/P so there will be $p \times (\pi/P)$ edges. The matrix $\sqrt{\beta_{il}}$ in (3) is a modeling of path loss and shadowing coefficients. It is a $K \times K$ diagonal matrix whose diagonal elements are given by the β_{ilk} as:

$$\beta_{ilk} = e^{-\text{abs} \left(\frac{i-l}{kL} \right)} \quad (5)$$

The path loss is described by $P_L(d)[dB]$ in (6) as:

$$\begin{aligned} P_L(d)[dB] &= \overline{P}_L(d) + X_\sigma \\ &= \overline{P}_L(d_0) + 10 \log \left(\frac{d}{d_0} \right)^n + X_\sigma \end{aligned} \quad (6)$$

where,

- X_σ describes the random effects of shadowing that follow a log-normal distribution as :

$$f(X_\sigma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(\log(x)-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (7)$$

where,

- x , distance between base station (BS) and terminal (MS) in the i th cell
- μ , mean of $f(X_\sigma)$ distributed as normal distribution
- σ , standard deviation of $f(X_\sigma)$ distributed as normal distribution

The average power signal degrades logarithmically with distance x between base station (BS) and terminal (MS) in the i th cell. Attenuation index, n , is expressed as a function of the propagation medium. Path loss includes antenna gains, g_i .

C. Mitigations Effects in the Channel

The quality of the signal (QoS) at both transmit and receive is very closely correlated with reducing perturbation and loss elements. The channel modeling, between the transmitters and the receivers, allows the implementation of algorithms for a better analysis and calculation of the available and measurable data rates in the channel. In a given coherence time, with good carrier and symbol synchronization, the number of orthogonal pilot sequences sent is limited and reused in neighboring cells. The average time of the path in the channel is given in (8) by:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=0}^{L-1} |g_i|}{\sum_{i=0}^{L-1} |g_i|} \tau_i \quad (8)$$

where,

- τ_i is the signal time delay i
- g_i , the gain coefficient of the signal attenuation i .

III. Channel Estimation Impact on Uplink Data Rate

A. Channel Estimation

$\varnothing^H$ is the transmit pilot matrix, then received pilot matrix at the base station that uses MMSE estimation in (9) is:

$$\begin{aligned} \tilde{y}_l &= y_l \varnothing^H \\ &= \sqrt{p_p} A H \sqrt{\beta_{ll}} + \sqrt{p_p} \sum_{i=1, i \neq l}^L A H \sqrt{\beta_{il}} + \sigma^2 I_M \end{aligned} \quad (9)$$

where,

- $\varnothing^H b_l \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2 I_M)$

Using the MAP rule (Maximum a Posteriori), the Bayesian estimator approached the observed

value $\tilde{y}_l$ and the Maximum Likelihood (ML) estimation $\hat{H}_{ll}$ of H_{ll} is given by:

$$\begin{aligned} \hat{H}_{ll} &= \arg \max_{H_{ll}} p(H_{ll} | \tilde{y}_l) \\ &= \arg \min_{H_{ll}} f(H_{ll}) \\ &= \beta_{ll}^{1/2} \sqrt{p_p} A^H \left(p_p A A^H \sum_{i=1}^L \beta_{iln} + \sigma^2 I_M \right)^{-1} \tilde{y}_l \end{aligned} \quad (10)$$

Because of the pilot contamination and interferences on the uplink,

$$p_p A A^H \sum_{i=1}^L \beta_{iln} \gg \sigma^2 \quad (11)$$

This approximately gives an estimate of $\hat{H}_{l,l}$ by the MMSE method in (12) is:

$$\hat{H}_{ll} = p_p^{-\frac{1}{2}} (A^+ A)^{-1} A^+ \left(\sum_{i=1, i \neq l}^L \sqrt{\beta_{il}} \right)^{-1} \tilde{y}_l \quad (12)$$

We have,

$$\begin{aligned} \hat{\Gamma}_{ll} &= A \hat{H}_{ll} \sqrt{\beta_{ll}} \\ &= p_p^{-\frac{1}{2}} A (A^+ A)^{-1} A^+ \left(\sum_{i=1, i \neq l}^L \sqrt{\beta_{il}} \right)^{-1} \sqrt{\beta_{ll}} \tilde{y}_l \end{aligned} \quad (13)$$

B. Flow Calculation Algorithm

From the estimated channel Γ_{ll} , the uplink rate calculation in the flow calculation Algorithm (Fig. 3) proceeds as follows [11-12]:

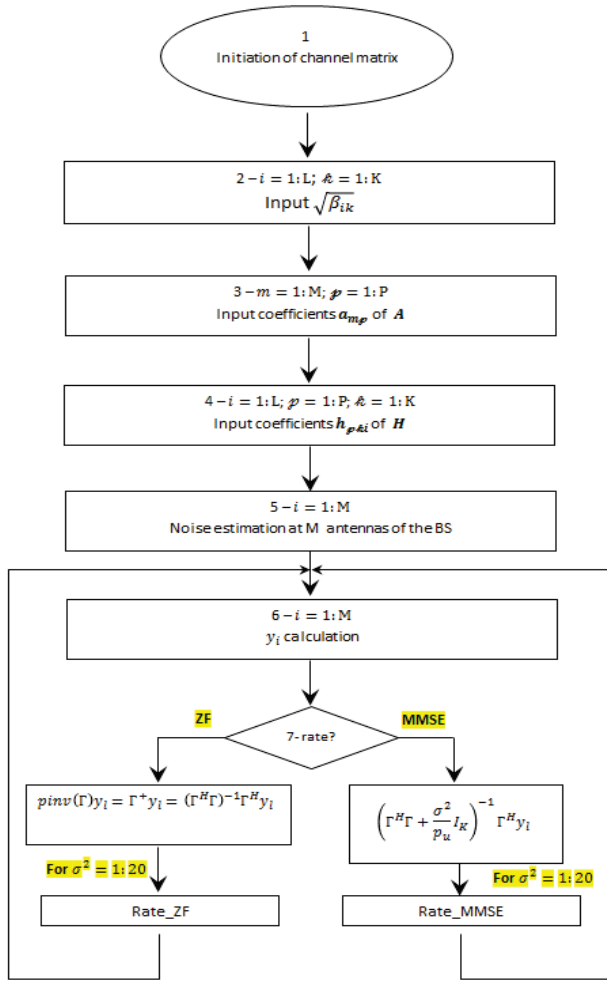


Figure 3. Flow calculation Algorithm of the uplink rate

It is a way of setting up the estimator at reception in order to remove from the original signal the perverse effects of the channel. For very high signal-to-noise ratios (SNR), the flow calculation algorithm shows that the MMSE converges successfully with the ZF (see Fig. 4).

C. Uplink Rate with ZF and MMSE Detectors

The ZF uses the product of the pseudo-inverse of the channel matrix Γ_{il} and the signal $\tilde{y}_l$. The capacity of the n th terminal in the l th cell is given in the case of ZF by:

$$R_{ZF} = C \left(\frac{p_p^{-1} \left(\frac{P}{M} \right) (A^H A) A^H (\sqrt{\beta_{il}})^{-1} \tilde{y}_l^2}{p_p A A^H \sum_{i=1, i \neq l}^L \sqrt{\beta_{il}} + \sigma^2 I_M^2} \right) \quad (14)$$

The MMSE calculates the signal $\tilde{y}_l$ received by multiplying it to $\tilde{x}$:

$$\tilde{x} = \left(\Gamma_{il}^H \Gamma_{il} + \frac{\sigma^2}{p_u} I_K \right)^{-1} \Gamma_{il}^H \tilde{y}_l \quad (15)$$

The rate of the n th terminal in the l th cell is given in the case of MMSE by:

$$R_{MMSE} = C \left(\frac{p_p^{-\frac{1}{2}} (PiA) \left(\sum_{i=1, i \neq l}^L \sqrt{\beta_{il}} \right)^{-1} \sqrt{\beta_{il}} \tilde{y}_l^2}{p_p A A^H \sum_{i=1, i \neq l}^L \sqrt{\beta_{il}} + \sigma^2 I_M^2} \right) \quad (16)$$

With,

$$(PiA) = A(A^+ A)^{-1} A^+ \quad (17)$$

And,

$$C(x) = \log_2(1 + 10 \log_{10} x) \quad (18)$$

- $C(x)$ is in decibel (dB) with x in Watt (W)

IV. Simulation Results and Discussion

In this section, simulations results based on Matlab are presented in order to compare the different approach discussed in previous sections.

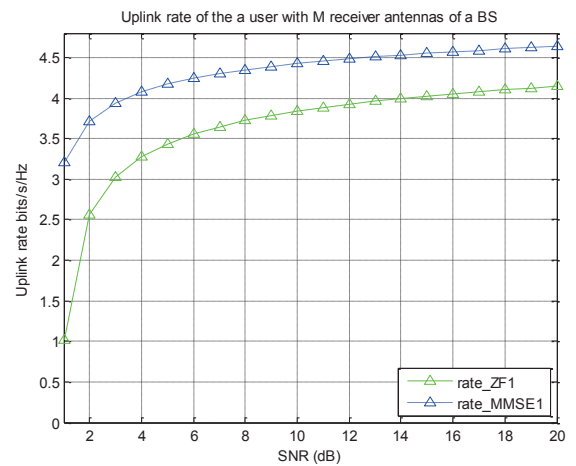


Figure 4. Upstream terminal throughput

Fig. 4 shows the uplink performance comparison while using MMSE channel estimation and ZF channel estimation. It can be seen that MMSE presents better uplink rate performance at low power even if both curves increase asymptotically [10] when the power is very high.

By modulating the pilot contamination power of the symbols, taking into account the environmental conditions, we notice in Fig. 5 where $L=5$ cells the channel estimation improves and the effect is to increase throughput.

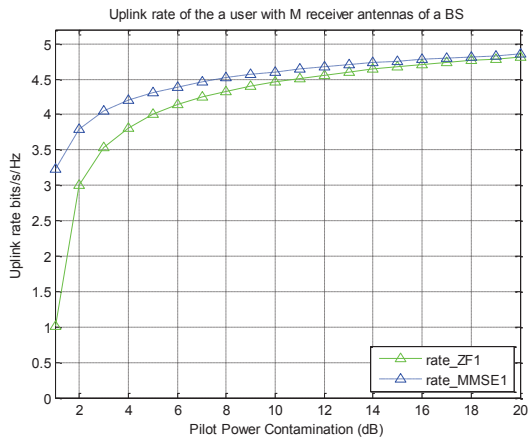


Figure 5. Uplink rate of a terminal indexed to pilot contamination

In Fig. 6 and 7, as the number of L cells increases, taking into account the previous scenario, we find that the higher the pilot contamination power (pp) of the symbols, the more the capacitance decreases. Note that $(A^H A) A^H$ go towards A^H .

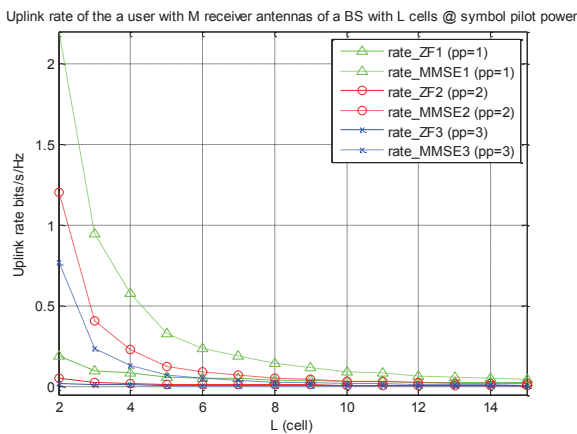


Figure 6. Uplink rate of a terminal indexed to the pilot contamination @ $pp=1$, $pp=2$ and $pp=3$ db

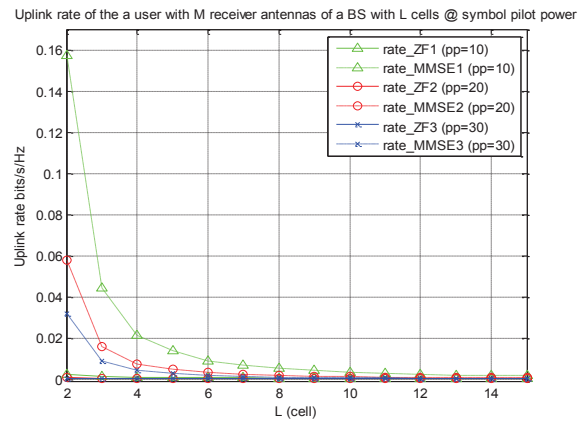


Figure 7. Uplink rate of a terminal indexed to the pilot contamination @ $pp=10$, $pp=20$ and $pp=30$ db

In Fig. 8 and 9, when the pilot contamination powers of the symbols are varying, while freezing the number of L cells and following the three plot types, we find that the capacity of a user in a given uplink reference cell also increases. With these simulations we can conclude, while being in phase with Alamouti and Tarokh, that this coding method allows complete diversity with better linear processing at the receiver.

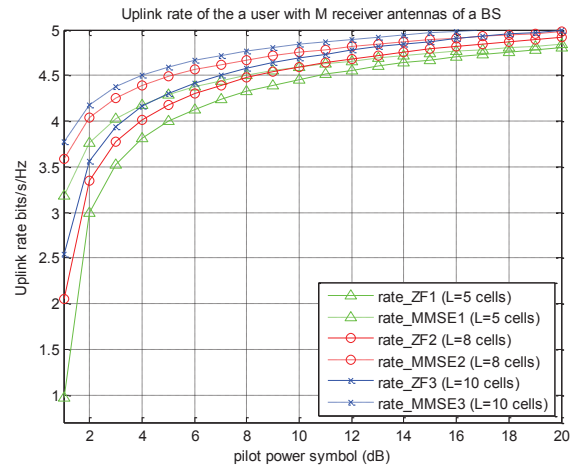


Figure 8. Uplink rate of a terminal indexed to the pilot contamination @ $L=5$, $L=8$ and $L=10$ db

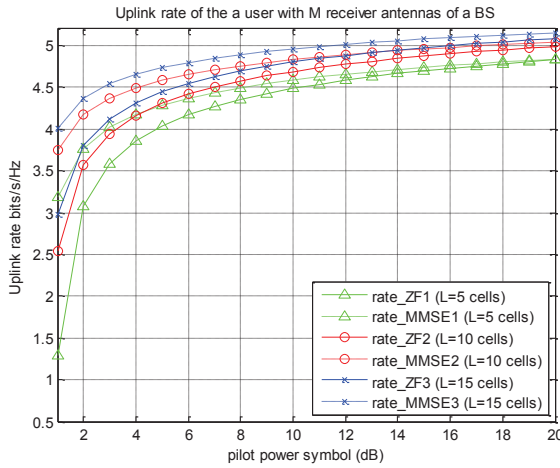


Figure 9. Uplink rate of a terminal indexed to the pilot contamination @ $L=5$, $L=10$ and $L=15$ db

v. Conclusion

Capacity management and network coverage are two key points of mobile technology that can achieve a good quality of service that is a requirement for the experience of customers using voice, data and video services. That is why inaccurate Massive MIMO channel estimation impact on communication data throughput has been studied contributory in this paper. The channel estimation, the transmission power, the number of the system antennas and interfering cells in the chosen channel pattern contributed significantly to the estimated uplink rate at the receiver.

In addition, there is the pilot contamination of symbols with more iteration in our calculation algorithm. After several iterations, our algorithm goes towards an asymptote (stationary and linear regime) where the samples at the output of the equalizers detectors approach the sequence of transmitted data. Typically, a training sequence is used at the beginning of data transmission to allow the equalizer to converge to a solution that allows channel knowledge. As perspectives for future research work, complex modulation (diagonal, row, column, block of $n \times n$ elements, etc.) on the channel matrix, could be investigated in order to analyze and see more closely the effect of channel attenuation and uplink flow calculation with ZF and MMSE detectors.

References

- [63] S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications". IEEE Journal on Selected Areas in Communications, October 1998.
- [64] V. Tarokh and H. Jafarkhani, "A Differential Detection Scheme for Transmit Diversity". IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 18 (7): 1169–1174, July 2000.
- [65] V. Tarokh, "Multiple Transmit Antenna Differential Detection from Generalized Orthogonal Designs". IEEE Transactions on Information Theory. 47 (6): 2626–2631, September 2001.
- [66] H. Q. Ngo, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, "Analysis of the pilot contamination effect in very large multicell multiuser MIMO systems for physical channel models," in Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Prague, Czech Republic, May 2011, pp. 3464–3467.
- [67] J. Jose, A. Ashikhmin, P. Whiting, and S. Vishwanath, "Channel estimation and linear precoding in multiuser multiple-antenna TDD systems," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 60, no. 5, pp. 2102–2116, Jun. 2011.
- [68] B. Gopalakrishnan and N. Jindal, "An analysis of pilot contamination on multi-user MIMO cellular systems with many antennas," in Proc. IEEE 12th International Workshop in Signal Processing Advances in Wireless Communications, San Francisco, CA, US, Jun. 2011, pp. 381–385.
- [69] Jakob Hoydis, Stephan ten Brink, Merouane Debbah, "Massive MIMO in the UL/DL of Cellular Networks: How Many Antennas Do We Need?," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 31, no.2, pp.160-171, Feb. 2013.
- [70] J. Jose, A. Ashikhmin, T. L. Marzetta, and S. Vishwanath, "Pilot contamination problem in multi-cell TDD systems," in Proc. Of IEEE ISIT, June 2009.
- [71] A. G. Burr, "Capacity bounds and estimates for the finite scatterers MIMO wireless channel," IEEE J. Select. Areas Communications, vol. 21, pp. 812–818, June 2003.
- [72] J. Jose, A. Ashikhmin, T. L. Marzetta, and S. Vishwanath, "Pilot contamination problem in multi-cell TDD systems," in Proc. Of IEEE ISIT, June 2009.
- [73] B. Hassibi and B. M. Hochwald, "How much training is needed in multiple-antenna wireless links?" IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 49, pp. 951–963, Apr. 2003.
- [74] Sinh Le Hong Nguyen, Ali Ghayeb, Precoding for Multicell Massive MIMO Systems with Compressive Rank-q Channel Approximation, IEEE 24th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications: Fundamentals and PHY Track, Sept. 2013.

Table des matières

Remerciements	3
Droits d’auteurs	4
Sommaire	5
Introduction	7
Notations Mathématiques.....	7
Glossaire.....	9
Chapitre I: La chaîne de traitement numérique	19
I.1 Les types de signaux	19
I.1.1 Le signal complexe bande étroite	19
I.1.2 Le signal complexe bande de base	19
I.1.3 Les nouvelles formes d’onde OFDM pour la 5G.....	21
I.2 Le signal à traiter	25
I.3 Le codage des symboles.....	25
I.4 La transmission par modulation.....	28
I.5 Le signal transmis observé t reçu au niveau de la station de base	28
I.6 Le canal de propagation	32
I.6.1 La bande de cohérence.....	35
I.6.2 la bande de cohérence dans les ondes millimétriques.....	39
I.6.2.1 Les ondes millimétriques.....	39
I.6.2.2 La nature de la bande de cohérence dans les ondes millimétriques	40
I.7 La démodulation du signal à traiter	41
I.8 La reconstruction des symboles	41
I.9 Le décodage des symboles.....	45
Chapitre II: Les interférences et évolutions numériques du mobile.....	48
II.1 Contexte.....	49
II.2 Le bruit	50
II.2.1 Le bruit thermique	51
II.2.2 Le bruit blanc gaussien	51
II.3 Le fading.....	51
II.3.1 L’atténuation en espace libre	53
II.3.2 Le shadowing (l’effet de masque)	53
II.3.3 Le fast fading (les évanouissements rapides)	54
II.4 La propagation multi-trajets	54
II.4.1 Le canal de Rice	55
II.4.2 Le canal de Rayleigh	55
II.5 Le sparse channel.....	58
II.6 Les interférences dans les cellules	59
II.6.1 Dans la macro-cellule,	59
II.6.2 Dans la small-cell	60
II.6.3 Avec le déploiement de HNB et HeNB dans les small-cells.....	60
II.6.4 Dans les cellules utilisant les «white space»	61
II.6.5 Le canal adjacent	62
II.6.6 En couverture indoor (Cas d’un stade)	62
II.6.7 La couverture et le roaming non intentionnels	63
II.7 La gestion des interférences	63

Chapitre III: Les systèmes antennes MIMO massifs	66
III.1 La diversité de liaisons	67
III.2 Mesure des taux d'erreurs dans les systèmes de télécommunications	71
III.3 Les systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output)	73
III.3.1 Les systèmes SIMO (Single Input Multiple Output)	74
III.3.2 Les systèmes MISO ((Multiple Input Single Output)	75
III.3.3 Les systèmes SISO (Single Input Single Output)	75
III.3.4 La capacité des systèmes MIMO	75
III.4 La décomposition en valeurs singulières	77
III.5 L'algorithme de Waterfiling	79
III.6 La capacité asymptotique des systèmes MIMO	81
Chapitre IV: Estimation de la matrice du canal et calcul du débit	83
IV.1 Le système étudié	87
IV.2 Estimation du canal	87
IV.3 Les méthodes d'estimation de canal	88
IV.3.1 Estimation $\mathbf{H}$, $\mathbf{I}$ de $\mathbf{H}$, $\mathbf{I}$ avec la méthode Minimum Mean-Square Error (MMSE)	89
IV.3.2 Estimation Bayésienne $\mathbf{H}$, $\mathbf{I}$ de $\mathbf{H}$, $\mathbf{I}$ avec la règle MAP (maximum a posteriori)	91
IV.3.3 Estimation Bayésienne $\mathbf{H}$, $\mathbf{I}$ de $\mathbf{H}$, $\mathbf{I}$ avec le modèle de vectorisation	92
IV.3.4 La méthode sélectionnée pour la meilleure estimation du canal	95
IV.4 Les récepteurs conventionnels	95
IV.5 La détermination des puissances des signaux à l'arrivée	96
IV.6 L'estimation des SINR à l'Uplink, avec les détecteurs MRC, ZF et MMSE	104
IV.6.1 Le MRC (Maximal Ratio Combiner)	104
IV.6.2 Le récepteur MIMO linéaire (Linear MIMO receiver)	109
IV.6.3 Le récepteur MIMO Zero-Forcing (ZF)	110
IV.6.4 Le récepteur MIMO MMSE	112
IV.6.5 L'algorithme de simulation	117
IV.6.6 Quelques résultats de simulation	118
IV.7 Comparaison du précodeur ZF et du détecteur ZF	122
IV.8 Comparaison des détecteurs MRC, ZF et MMSE	125
IV.4.1 $M=126$ and $K=28$	130
IV.4.2 $M=300$ and $K=30$	131
IV.4.3 $M=500$ and $K=50$	132
IV.4.4 $M=1000$ and $K=100$	133
Conclusion	135
BIBLIOGRAPHIE	139
Annexe : Article publié pendant le doctorat - Article présenté lors de la 4 ^{ème} conférence de l'ICFSP 2018 tenue du 24 au 27 septembre 2018 à Espace Mendès France – Maison des Sciences et des Techniques - Poitiers (France) et à Publier sur IEEExplorer	143
I. Introduction	143
II. Channel Modeling	144
A. System and Context	144
B. Channel Elements of Γ_{il}	145
C. Mitigations Effects in the Channel	146
III. Channel Estimation Impact on Uplink Data Rate	146
A. Channel Estimation	146
B. Flow Calculation Algorithm	146
C. Uplink Rate with ZF and MMSE Detectors	147
IV. Simulation Results and Discussion	147

V. Conclusion.....	149
References.....	149
Table des matières	150
Table des illustrations.....	153
Table des tableaux.....	155

Table des illustrations

Figure 1-1 : Système à N sous-porteuses	22
Figure 1-2 : La chaîne de traitement numérique	25
Figure 1-3 : Le schéma de contexte étudié.....	29
Figure 1-4 : Les modes de transmission.....	29
Figure 1-5 : Le canal de propagation	30
Figure 1-6 : L'atténuation du canal due aux effets de fading pour $M=28$ et $P=24$	33
Figure 1-7 : L'atténuation du canal due aux effets de fading pour $M=128$ et $P=24$	34
Figure 1-8 : L'atténuation du canal due aux effets de fading pour $M=128$ et $P=48$	34
Figure 1-9 : Intervalle de la bande de cohérence du canal	37
Figure 1-10 : Relation entre B_c et σ dans les domaines temporel et fréquentiel.....	38
Figure 1-11 : Les conditions d'ISI et de No ISI.....	38
Figure 1-12 : Schéma de l'égalisation.....	43
Figure 1-13 : Schéma de l'ESVM	44
Figure 1-14 : Représentation graphique de l'estimation de l'erreur	45
Figure 1-15 : Détection d'un signal dans du bruit par filtrage	45
Figure 2-1 : Synoptique des évolutions du mobile et du Wifi	49
Figure 2-2 : Le standard 5G	50
Figure 2-3 : Les trois niveaux du Fading	52
Figure 2-4 : Les évolutions des cellules	59
Figure 2-5 : La macro-cell.....	59
Figure 2-6 : La small-cell	60
Figure 2-7 : Le déploiement de HNB et de HeNB	61
Figure 2-8 : La bande des 700 MHz.....	61
Figure 2-9 : Le canal adjacent	62
Figure 2-10 : Les interférences au stade.....	62
Figure 3-1 : La diversité de liaisons	68
Figure 3-2 : L'évolution du BER avec la diversité de liaisons	70
Figure 3-3 : Les systèmes MIMO	73
Figure 3-4 : La transmission en parallèle des flux d'information	74
Figure 3-5 : Le vecteur symbole reçu au niveau du récepteur	74
Figure 3-6 : Le découplage des canaux MIMO.....	78
Figure 3-7 : Le principe de Lagrange.....	80
Figure 4-1 : La traversée du canal bruité par le signal	84
Figure 4-2 : Le système étudié	87
Figure 4-3 : le découplage des canaux MIMO	97
Figure 4-4 : La technique de Lagrange	99
Figure 4-5 : Estimation des débits en phase descendante (downlink) avec le détecteur ZF pour $\tau = 30$	103
Figure 4-6 : L'algorithme de calcul du débit.....	117
Figure 4-7 : Débit à l'Uplink en fonction du SNR.....	118
Figure 4-8 : Débit à l'Uplink en fonction de la contamination des symboles pilotes	119
Figure 4-9 : La méthode efficace d'accès appropriée en fonction des conditions de propagation dans un environnement de plus en plus bruité	120
Figure 4-10 : Débit à l'Uplink en fonction de la fixation des L cellules et de la variation de la puissance des symboles pilotes	121
Figure 4-11 : Débit à l'Uplink en fonction de l'impact de la multiplication des cellules	122

Figure 4-12 : Comparaison du précodeur et du récepteur MIMO ZF	124
Figure 4-13 : Comparaison des courbes MRC, ZF et MMSE en fonction du bruit	126
Figure 4-14 : Débit à l'Uplink quand $M=126$ et $K=28$	130
Figure 4-15 : Débit à l'Uplink quand $M=300$ et $K=30$	131
Figure 4-16 : Débit à l'Uplink quand $M=500$ et $K=50$	132
Figure 4-17 : Débit à l'Uplink quand $M=1000$ et $K=100$	133

Table des tableaux

Tableau 1-1 : Tableau récapitulatif d'utilisation des fréquences suite à l'arrivée de la 5G.....	40
Tableau 3-1 : Tableau récapitulatif des SNR et BER sans fil en fonction de P.....	71
Tableau 3-2 : Le BER d'un canal sans fil en fonction du <i>SNR</i>	72
Tableau 4-1 : Tableau comparatif des estimateurs.....	95

Résumé :

Cette thèse a permis de travailler sur l'efficacité d'un canal des systèmes massifs MIMO pour lesquels il faille déterminer le débit à l'Uplink des terminaux présents dans leurs cellules respectives.

Comme hypothèse, la bande de fréquence en mode TDD est réutilisée dans chaque cellule.

Tous les symboles sont propagés de manière asynchrone par les terminaux présents dans les cellules, n'empêchant pas de fait des interactions intra et inter symboles au niveau des stations de base.

Ces signaux rencontrent beaucoup d'obstacles sur leur trajet qui entraînent des retards, des pertes de signaux (destructifs), des régénérations de signaux (constructifs) avec divers types de modulation (amplitude, fréquentielle, phase), etc.

L'affaiblissement du trajet dans le canal est mis en exergue avec les différentes valeurs prises par le coefficient d'atténuation choisi lors des simulations.

Face à cette situation, il a fallu rechercher le meilleur et robuste estimateur de canal à un temps de cohérence donné. La méthode MMSE (Minimum Mean Square Error) est retenue, comparée à d'autres.

Pour la performance des systèmes massifs MIMO, nous nous sommes appesantis sur les méthodes de diversité des antennes (diversité d'ordre N), les méthodes de coding, les méthodes d'accès OFDMA et les méthodes d'égalisation pour montrer qu'effectivement le fait d'utiliser de nombreuses antennes au niveau des stations de base améliore et contribue aux gains recherchés en débits. Avec les systèmes massifs MIMO, nous avons montré que l'apport antenne est bien reconnu dans la gestion des interférences.

Un algorithme de calcul de débit à l'Uplink a été réalisé avec ces trois récepteurs conventionnels que sont comme le MRC (Maximum Ratio Combiner), le ZF (Zero-Forcing) et le MMSE (Minimum Mean Square Error). Les simulations permettent de comparer les différentes approches. En faisant varier la puissance de contamination des symboles pilotes, nous observons la convergence des courbes ZF et MMSE.

Si le nombre des cellules L augmentent, nous constatons que plus la puissance de contamination des symboles pilotes (pp) est élevée, plus la capacité diminue dans le canal.

Après plusieurs itérations, notre algorithme converge vers une asymptote (régime stationnaire et linéaire) où les échantillons à la sortie des détecteurs s'approchent de la séquence de données émises

Typiquement, une séquence dite d'"apprentissage" est utilisée au début de la transmission des données afin de permettre à l'égaliseur de converger vers une solution qui permet la connaissance du canal.

Le SINR obtenu avec les détecteurs conventionnels permet le calcul des débits respectifs dans le canal avec le théorème de SHANNON.

Comme perspectives pour les futurs travaux de recherche, une modulation complexe (en diagonale, en ligne, en colonne, en bloc de $n \times n$ éléments, etc.) sur les éléments de la matrice du canal, pourrait être envisagée afin d'analyser et voir de plus près l'effet l'affaiblissement dans le canal et le calcul du débit à l'Uplink avec les détecteurs ZF et MMSE qui sont plus résistants aux phénomènes de perturbations.

Mots clés : Systèmes massifs MIMO, Bande de fréquence, Symboles, Contamination, Affaiblissement, Diversité d'ordre, Coding, OFDMA, Egalisation, Récepteurs conventionnels (MRC, ZF MMSE)

Abstract :

This thesis made it possible to work on the efficiency of a channel of massive MIMO systems for which it is necessary to determine the throughput at the Uplink of the terminals present in their respective cells.

As an assumption, the frequency band in TDD mode is reused in each cell.

All symbols are propagated asynchronously by the terminals present in the cells, not effectively preventing intra- and inter-symbol interactions at the base stations.

These signals encounter many obstacles on their path that lead to delays, signal losses (destructive), signal regenerations (constructive) with various types of modulation (amplitude, frequency, phase), etc.

The path loss in the channel is highlighted with the different values taken by the attenuation coefficient chosen during the simulations.

Faced with this situation, it was necessary to look for the best and most robust channel estimator at a given consistency time. The MMSE (Minimum Mean Square Error) method is used, compared to others.

For the performance of massive MIMO systems, we have focused on antenna diversity methods (N-order diversity), coding methods, OFDMA access methods and equalization methods to show that effectively using multiple antennas at base stations improves and contributes to the desired throughput gains. With massive MIMO systems, we have shown that antennar contribution is well recognized in interference management.

An algorithm for calculating the flow rate at the Uplink has been developed with these three conventional receivers, such as the MRC (Maximum Ratio Combiner), the ZF (Zero-Forcing) and the MMSE (Minimum Mean Square Error). Simulations allow the different approaches to be compared by MRC, ZF and MMSE. By varying the contamination power of the pilot symbols, we observe the convergence of the ZF and MMSE curves.

If the number of L cells increases, we find that the higher the contamination power of the pilot symbols (pp), the lower the capacity in the channel.

After several iterations, our algorithm converges to an asymptote (stationary and linear regime) where the samples at the output of the detectors approach the transmitted data sequence

Typically, a so-called "learning" sequence is used at the beginning of data transmission to allow the equalizer to converge on a solution that allows channel knowledge.

The SINR obtained with conventional detectors allows the calculation of the respective flows in the channel with the SHANNON theorem.

As a perspective for future research, a complex modulation (diagonal, row, column, block of $n \times n$ elements, etc.) on the elements of the channel matrix could be considered in order to analyze and see more closely the effect of attenuation in the channel and the calculation of flow at Uplink with ZF and MMSE detectors which are more resistant to disturbance phenomena.

Keywords : Massive MIMO systems, Frequency band, Symbols, Contamination, Weakening, Order diversity, Coding, OFDMA, Equalization, Conventional receivers (MRC, ZF MMSE)