
الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب بليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Filière Télécommunications

Spécialité Systèmes des Télécommunications

Présenté par

ALILI TAREK

&

OUABEL NABIL

ESTIMATION DE CANAL EN MIMO MASSIF

Proposé par : Pr Meliani Hamza

Année Universitaire 2019-2020

Remerciements

Avant tout, nous remercions Dieu qui nous a aidé et donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail.

Nous adressons toutes nos gratitude et nos remerciements à notre encadreur le Professeur MELIANI Hamza pour avoir accepté l'encadrement scientifique de ce travail et pour sa patience, et surtout pour sa confiance, ses remarques et ses conseils.

Nous souhaitons ensuite remercier les membres du jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et pour toutes leurs remarques et critiques.

N'oublions pas nos parents et nos familles, pour leurs prières et leurs encouragements.

Enfin, nous tenons à remercier toutes les personnes qui de près ou de loin ont contribué à la réalisation de ce travail.

Dédicaces

J'ai l'honneur de dédier ce modeste travail

A mes parents ma formidable mère et mon courageux
père

Qui ont toujours cru en moi et m'ont encouragé beaucoup

Durant mes études

A mon cher frère Ilyes et mes chères sœurs

Qui sont toujours à côté de moi

Et a toute ma famille

Merci énormément

Je dédie ce mémoire aussi

A tous mes amis et spécialement mes amis proches

Tarek, Amine, Alaa, Fares, zohir et Sarah

A tous mes professeurs qui m'ont enseigné

A notre promotion de la spécialité système de
télécommunication

Et a tous qui m'ont encouragé dans les moments
difficiles, Merci à tous

Nabil

Dédicaces

Je dédie ce mémoire à ma chère mère

Et mon cher père qui m'ont donné leurs soutiens durant
mon parcours académique et leurs

Amour et patience pour moi

Et à mes deux frères, islam le très ambitieux,

Qu'il va passer son bac et aussi Brahim notre motivant

A ma famille, mes proches et à ceux qui donnent de
l'amour et de la vivacité.

À mes amis spécialement Yasser,

Abd El-Basset, Alaa et Amine qui m'ont toujours
encouragé, et à qui je souhaite plus de succès.

Et bien sûr tous les professeurs que ce soit du primaire,
du moyen, du secondaire ou de l'enseignement supérieur

Cette dédicace spéciale A mon partenaire dans ce travail,
qui il m'a toujours encouragé et soutenu.

Tarek

ملخص: ملخص: نحن نحرز حاليًا تقدمًا نحو عصر ما بعد 5G، يمكن أن يؤدي استخدام صفائف الهوائيات واسعة النطاق إلى تحسينات كبيرة في الطاقة و / أو الكفاءة الطيفية للأنظمة اللاسلكية بسبب الدقة المكانية وتحسن بشكل كبير في كسب الشبكة. العمل الأخير في مجال المدخلات المتعددة والمخرجات الضخمة (MIMO)، تعد تقنية MIMO Massif تقنية ناشئة يتم النظر فيها لاستخدامها في شبكات المحمول المستقبلية. ومع ذلك، فإن إحدى المشكلات الخطيرة التي تمت مواجهتها هي دقة تقدير القناة التي نقترح تحليلها في هذه الأطروحة. لذلك في هذا العمل، كنا مهتمين بدراسة محاكاة تأثير عيوب المواد على تقدير قناة mimo الضخمة ودرسنا أيضًا المعلمات المختلفة التي تميز هذا التقدير.

كلمات المفاتيح: MIMO الهائل، تقدير القناة، عيوب الأجهزة الارتباط، 5G.

Résumé : Nous faisons des progrès actuellement vers l'ère au-delà de la 5G. L'utilisation de réseaux d'antennes à grande échelle peut apporter des améliorations substantielles de l'efficacité énergétique et / ou spectrale aux systèmes sans fil en raison de la résolution spatiale et du gain de réseau considérablement améliorés. La technologie MIMO massif est une technique émergente dont l'utilisation intensive est envisagée dans les futurs réseaux mobiles. Cependant, un des problèmes sérieux rencontrés dans cette technologie est la précision d'estimation de canal que nous proposons d'analyser dans ce mémoire. En effet, dans ce travail, nous nous sommes intéressés à l'étude et la simulation de l'impact de l'imperfection matérielle sur l'estimation de canal en MIMO massif. Nous avons également étudié l'impact de certains paramètres tels que le facteur de corrélation, le nombre d'antennes au niveau de la station de base du réseau mobile sur cette estimation.

Mots clés : MIMO Massif, Estimation de canal, imperfections matériels, corrélation, 5G

Abstract: We are currently making progress towards the beyond 5G era, the use of large-scale antenna arrays can bring substantial improvements in energy and / or spectral efficiency to wireless systems due to the spatial resolution and greatly improved network gain. Massive MIMO technology is an emerging technique that is expected to be heavily used in future mobile networks. However, one of the serious problems encountered in this technology is the accuracy of channel estimation, which we propose to analyze in this thesis. Indeed, in this work, we were interested in the study and the simulation of the impact of material imperfections on the estimation of massive MIMO channel. We have also studied the impact of some parameters, such as the correlation factor, the number of antennas at the mobile base station network on this estimation.

Keywords: Massive MIMO, Channel estimation, hardware impairments, correlation, 5G

Listes des acronymes et abréviations

ASD	A ngular S tandard D eviation
BPSK	B inary P hase- S hift K eying
BS	B ase S tation
CSI	C hannel S tate I nformation
DFT	D iscrete F ourier T ransform
DL	D ownlink
EM	E lectromagnetic
EW-MMSE	E lement- W ise MMSE
FDD	F requency- D ivision D uplex
i.i.d	I ndependent and I dentically D istributed
LMMSE	L inear MMSE
LS	L east- S quares
MIMO	M ultiple- I nput M ultiple- O utput
MU	M ulti-user
MMSE	M inimum M ean- S quared E rror
MSE	M ean- S quared E rror
NLOS	N on- L ine- o f- S ight
NR	N ew R adio
PSK	P hase- S hift K eying
SC	S mall C ell
SDMA	S pace- D ivision M ultiple A ccess
SE	S pectral E fficiency
SINR	S ignal- t o- I nterference- a nd- N oise R atio
SNR	S ignal- t o- N oise R atio
TDD	T ime- D ivision D uplex
UE	U ser E quipment
UL	U plink
ULA	U niform L inear A rray
UMTS	U niversal M obile T elecommunications S ystem
ZF	Z ero- F orcing

Table des matières

Introduction Générale	1
Chapitre 1 : Les éléments de MIMO massif	3
1.1 Introduction :	3
1.2 Réseau cellulaire :	3
1.3 Efficacité spectrale :	5
1.4 Débit surfacique des réseaux cellulaires.....	5
1.5 Longueurs d'onde millimétriques (mmWave) :	5
1.6 Capacité de canal :.....	6
1.6.1 Capacité de canal d'interférence :	8
1.7 Gain de l'UE.....	9
1.8 Améliorations de l'efficacité spectrale :	10
1.9 La 5G :	11
1.10 Définition de mimo massif	12
1.10.1 Réseau Canonical MIMO Massif	12
1.10.2 Système MIMO massif dans un environnement 5G :.....	13
1.10.3 Antennes de MIMO Massif :	14
1.10.4 MIMO Massif TDD et FDD :.....	14
1.10.5 Les principaux avantages de la technologie MIMO Massif sont :	15
1.10.6 Les défis du MIMO massif :	16
1.11 Bloc de cohérence	16
1.11.1 Règle générale pour la cohérence des canaux	17
1.12 Différents précodeurs linéaires.....	17
1.12.1 Zero Forcing « Forçage nul » (ZF).....	18
1.12.2 Erreur quadratique moyenne minimale (MMSE).....	18
1.13 Corrélation des canaux spatiaux.....	19
1.13.1 Impact de base de la corrélation des canaux spatiaux	19
1.13.2 Modèle de corrélation spatiale de diffusion locale.....	20
1.14 Modèle de système pour la liaison montante et la liaison descendante.....	20
1.15 Conclusion :.....	22

Chapitre 2 : Estimation des canaux	23
2.1 Introduction :.....	23
2.2 Fonctionnement du MIMO massif :	23
2.3 Le canal de MIMO massif :	24
2.4 Estimation du canal :	26
2.4.1 Estimation des canaux dans les systèmes TDD	26
2.4.2 Estimation des canaux dans les systèmes FDD :	28
2.5 Transmission de pilote :	29
2.5.1 Transmission pilote en liaison montante :	30
2.5.2 Conception de séquences pilotes mutuellement orthogonales	32
2.6 Imperfections matérielles de l'émetteur-récepteur	33
2.7 Méthode d'estimation de canal dans le système TDD :.....	34
2.7.1 Estimation du canal MMSE (Estimateur d'erreur quadratique moyenne minimum) :	34
2.7.2 L'estimateur LMMSE (Estimateur linéaire d'erreur quadratique moyenne minimum) :	34
2.7.3 Estimateur de canal de moindre carré :	37
2.7.4 Comparaison des trois estimateurs :.....	38
2.8 Impact de la longueur du pilote	39
2.9 Conclusion :	40
Chapitre 3 : Résultats et Simulations.....	41
3.1 Introduction.....	41
3.2 Effet de la variation du SNR sur l'erreur d'estimation du canal :.....	41
3.2.1 Erreur d'estimation relative par élément d'antenne pour l'estimateur LMMSE et l'estimateur MMSE conventionnel.....	44
3.3 L'impact de la longueur du pilote et de la dégradation matérielle sur l'erreur de l'estimation de canal	49
3.4 Conclusion	54
Conclusion Générale	56
Bibliographie.....	58

Liste des figures

Figure 1. 1: Un réseau cellulaire de base	3
Figure 1. 2: Réseau hétérogène constitué de deux niveaux (coverage tier et hotspot tier).....	4
Figure 1. 3: Spectre 5G.....	6
Figure 1. 4: Un canal discret sans mémoire avec entrée x et sortie $y=hx+n$	7
Figure 1. 5: Un canal d'interférence discret sans mémoire avec entrée x et sortie y	8
Figure 1. 6: Illustration de la notion de signaux UL souhaités et interférents dans un réseau à deux cellules.....	10
Figure 1. 7: Illustration de la notion de signaux DL souhaités et interférents dans un réseau à deux cellules.....	11
Figure 1. 8: De la 1G à la 5G	12
Figure 1. 9: Principe du mimo massif.....	13
Figure 1. 10: MIMO Massif TDD et FDD.....	15
Figure 1. 11: Schéma de modulation multiporteuse TDD d'un réseau canoniqueMIMO Massif.....	17
Figure 1. 12: Précodeur Zero-Forcing.	18
Figure 1. 13: Illustration de la propagation NLoS sous le modèle de diffusion locale, où la diffusion est localisée autour de l'UE [1].	20
Figure 1. 14: Liaison montante et liaison descendante d'une liaison MIMO.	21
Figure 1. 15: Composants du système MIMO.....	22
Figure 2. 1: Protocole de transmission de TDD MIMO massif	24
Figure 2. 2: Modèle de propagation.	25
Figure 2. 3: Structure des créneaux et estimation des canaux dans les systèmes TDD.....	26
Figure 2. 4: Transmission en liaison montante dans un système TDD MIMO massif.....	27
Figure 2. 5: Transmission en liaison descendante dans un système TDD MIMO massif	28
Figure 2. 6: Transmission en liaison descendante dans un système FDD MIMO massif	29
Figure 2. 7: Chaque bloc de cohérence contient $\tau_c = T_c B_c$	30
Figure 3. 1: l'erreur d'estimation relative par élément de canal en fonction du SNR moyen dans L'UL.....	45
Figure 3. 2: l'erreur d'estimation relative par élément de canal en fonction du SNR moyen avec des différents coefficients de corrélation	46
Figure 3. 3: l'erreur d'estimation relative par élément de canal en fonction du SNR moyen avec des différents Nombre d'antenne.....	48
Figure 3. 4: l'erreur d'estimation relative par élément de canal en fonction du la longueur du pilote avec $N=25$ et $SNR_{dB} = [5 \ 40]$	51

Figure 3. 5: l'erreur d'estimation relative par élément de canal en fonction du la longueur du Pilote avec N=50.....	53
Figure 3. 6: l'erreur d'estimation relative par élément de canal en fonction du la longueur du Pilote avec N=100.....	53
Figure 3. 7: l'erreur d'estimation relative par élément de canal en fonction du la longueur du Pilote avec N=200.....	54

Introduction Générale

Au cours des dernières années, le MIMO est apparu comme une technologie émergente pour les systèmes de communication sans fil. Avec jusqu'à des milliers d'antennes d'émission / réception, la possibilité de créer des faisceaux extrêmement étroits pour de nombreux utilisateurs retient l'attention de l'industrie et du monde universitaire. Les chercheurs concentrent leurs efforts sur les avantages promis de cette technologie pour créer la prochaine génération de systèmes de communication. L'idée est d'augmenter le nombre d'antennes à la station de base (BS) d'au moins deux ordres de grandeur [1].

Dans un scénario MIMO multi-utilisateurs, Massive MIMO ouvre la possibilité de diriger de nombreux flux spatiaux vers des dizaines d'équipements utilisateur (UE) dans la même cellule, à la même fréquence et en même temps.

Massive MIMO jouera un rôle technologique clé pour créer de nouveaux réseaux spectraux et économes en énergie. Selon l'industrie et le milieu universitaire, cette technologie a un grand potentiel pour répondre aux exigences d'un système sans fil de nouvelle génération [1].

Désormais, avec la conception de nouveaux réseaux 5G NR, MIMO devient « massif » et crucial pour les déploiements 5G NR. Avec l'augmentation du nombre d'antennes, le réseau et les appareils mobiles mettent en œuvre des conceptions plus complexes pour coordonner les opérations MIMO. Ces progrès visent tous à réaliser les améliorations de performances nécessaires pour soutenir les expériences 5G auxquelles les consommateurs s'attendent dans cette nouvelle ère. Parmi ces performances on peut citer la concentration d'énergie qui améliore considérablement le débit et l'efficacité d'un réseau mobile sans fil.

L'efficacité spectrale d'une liaison sans fil dépend non seulement du rapport signal / bruit (SNR), mais également de la précision de l'estimation du canal et des imperfections du matériel de l'émetteur-récepteur [2]. Vue l'importance de ces deux derniers points dans les réseaux sans fil, ils feront l'objet de ce mémoire.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres comme suit :

Dans le premier chapitre, nous présentons les différents éléments de MIMO massif pour pouvoir évaluer dans ce mémoire les performances de cette technologie.

Le deuxième chapitre est dédié à l'étude de l'estimation des canaux en MIMO massif. Il est aussi question dans ce chapitre de l'estimation des canaux dans les systèmes TDD et dans les systèmes FDD pour la transmission en liaison montante et en liaison descendante. Nous étudions aussi les imperfections matérielles de l'émetteur-récepteur.

Le troisième chapitre est consacré aux résultats des simulations de l'erreur d'estimation de canal en fonction du SNR et l'impact des imperfections matérielles de l'émetteur-récepteur sur la précision de l'estimation de canal. On présente aussi les résultats de l'impact de la longueur de pilote en liaison montant sur l'erreur d'estimation du canal.

En dernier lieu on termine le mémoire par une conclusion générale.

Chapitre 1 : Les éléments de MIMO massif

1.1 Introduction :

Dans ce chapitre nous allons présenter des généralités sur les éléments de MIMO massif tels que les Réseaux cellulaires et l'efficacité spectrale. Ensuite on donnera une définition de la technologie MIMO Massif ainsi quelques concepts de base liés à cette technologie.

1.2 Réseau cellulaire :

Le réseau cellulaire (Figure 1.1) est constitué des stations de base (Base Station : BS) et un ensemble d'équipements utilisateurs (UE). Une cellule est constituée d'une BS et d'un groupe de UE. Chaque UE est connectée à l'une des BS qui lui fournit des services. La liaison descendante (DL) fait référence aux signaux envoyés par la BS à leurs UE respectifs, tandis que la liaison montante (UL) fait référence à la transmission des UE à leurs BS respectives [3].

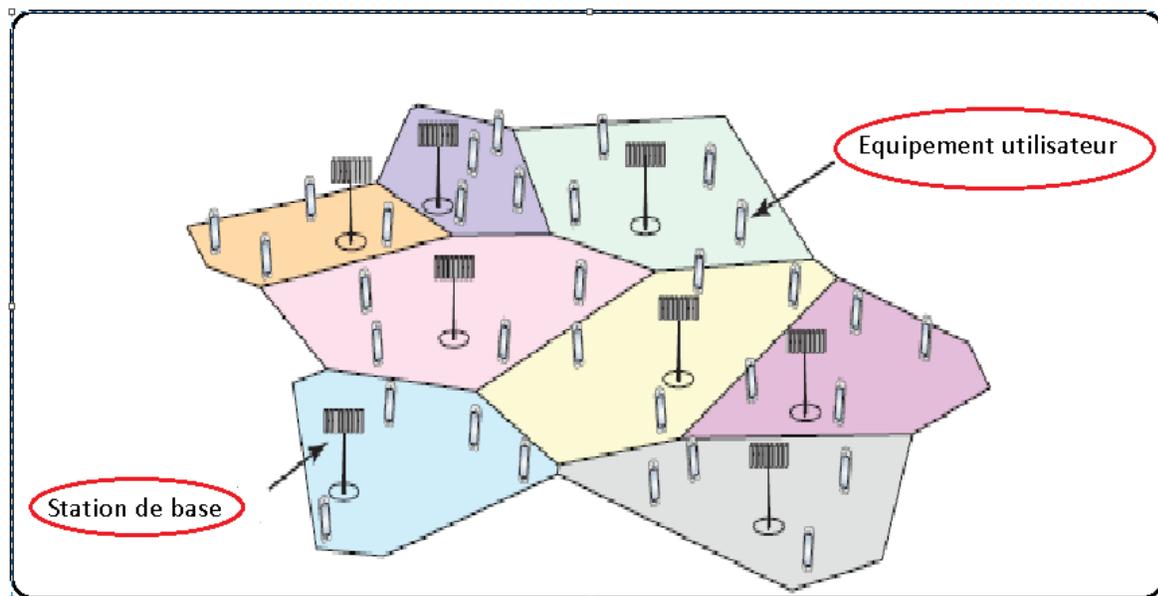


Figure 1. 1: Un réseau cellulaire de base

Un réseau cellulaire est hétérogène lorsqu'il est composé de deux couches principales suivantes, (figure 1.2) [3] :

1.Niveau de couverture (Coverage tier) : Composé de BSs cellulaires extérieurs qui fournissent une couverture étendue, un soutien à la mobilité et sont partagés entre de nombreux équipements utilisateurs (UEs) .

2.Niveau Hotspot (Hotspot tier) : Composé (principalement) de BSs intérieures qui offrent un haut débit à quelques UEs.

Ces deux niveaux coexistent dans la même zone. En particulier, les BS hotspot sont déployées pour créer de petites cellules (Sc) dans la zone de couverture des BS cellulaires, comme illustré dans la figure 1.2.

Les réseaux sans fil actuels sont hétérogènes car un niveau de SC est déployé pour décharger le trafic du niveau de couverture.

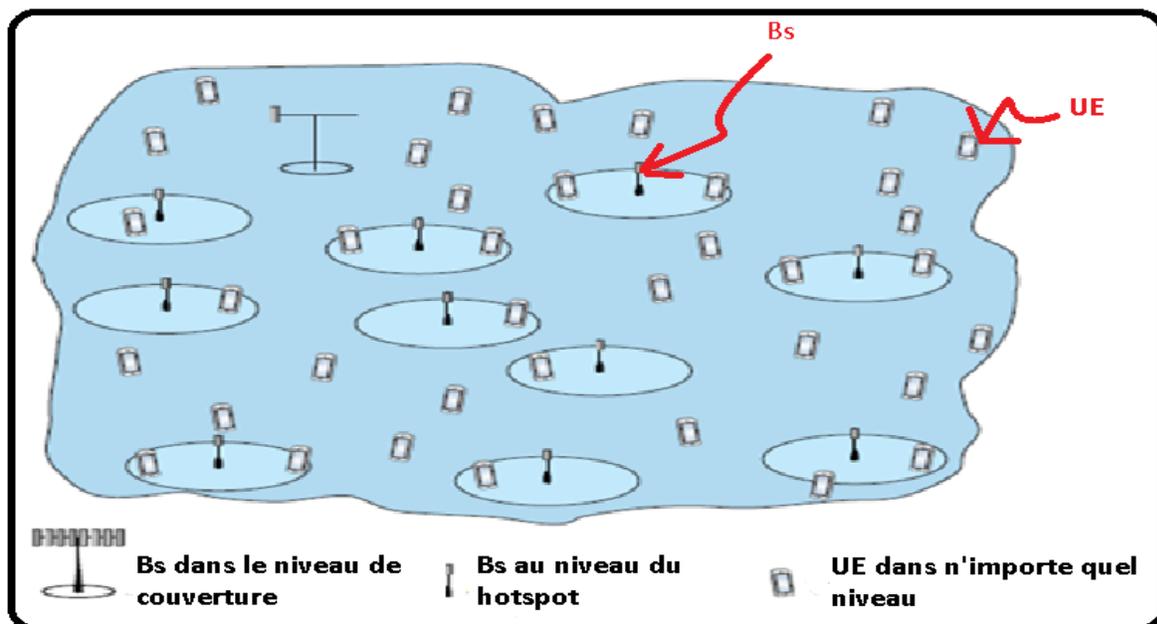


Figure 1. 2:Réseau hétérogène constitué de deux niveaux (coverage tier et hotspot tier)

1.3 Efficacité spectrale :

L'efficacité spectrale d'une modulation SE est la quantité d'informations que chaque échantillon de valeur complexe peut transmettre de manière fiable, se définit par le paramètre :

$\eta = D/B$ et s'exprime en "bit par seconde et par hertz". La valeur D est le débit binaire (en bit/s) et B (en Hz) est la largeur de la bande occupée par le signal modulé.

Lors de la conception d'un système de communication, le SE maximum réalisable est critique. Le SE maximum est déterminé par la capacité du canal [3].

1.4 Débit surfacique des réseaux cellulaires

Le débit surfacique des réseaux cellulaires est une mesure de performance très pertinente. Il est modélisé par l'équation (1.1) suivante :

$$\text{Débit surfacique [bit/s/km}^2\text{]} = B[\text{Hz}] \cdot D[\text{cellule/km}^2] \cdot SE [\text{bit/s/Hz/cellule}] \quad (1.1)$$

Où

B : bande passante

D : densité cellulaire moyenne

SE : efficacité spectrale par cellule

Remarque : Pour améliorer le débit surfacique des réseaux cellulaires, il est particulièrement important d'augmenter l'efficacité spectrale (SE), car la densification et l'utilisation d'une bande passante supplémentaire à des fréquences plus élevées dégraderait la couverture de la mobilité.

1.5 Longueurs d'onde millimétriques (mmWave) :

Le système à ondes millimétriques (mmWave) est considéré comme une solution prometteuse pour les futures communications sans fil (figure 1.3). La caractéristique de ces systèmes est la large bande passante disponible. Cela permet donc d'intégrer un grand nombre d'antennes sur la station de base. Par conséquent, la combinaison de mmWave et de la technologie MIMO Massif

fournit une solution au problème des réseaux hétérogènes denses pour les communications futures [4].

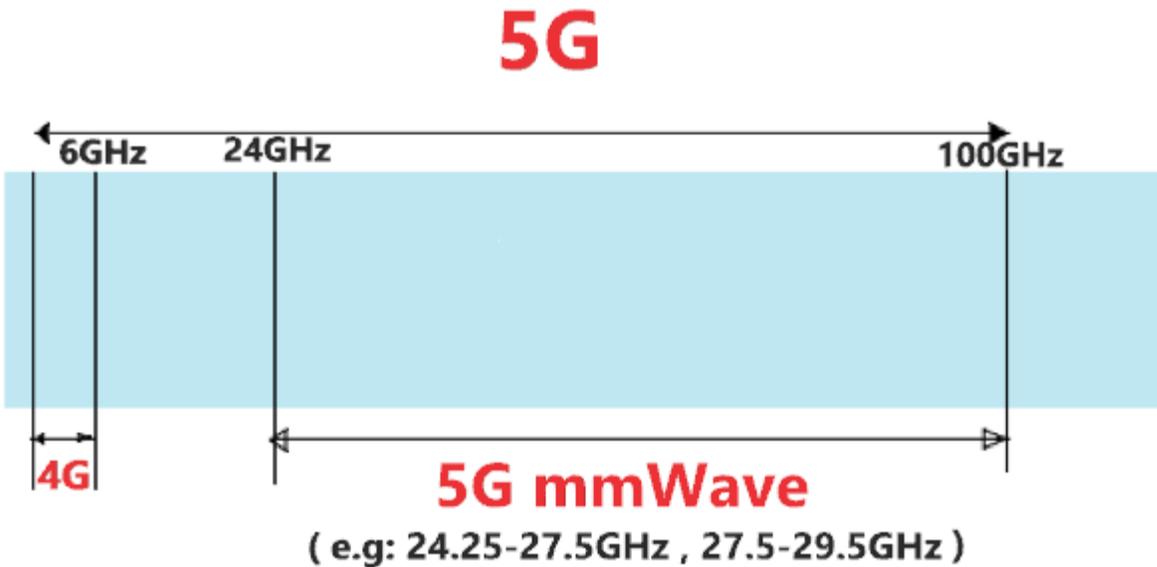


Figure 1. 3: Spectre 5G

1.6 Capacité de canal [3] :

Considérons un canal sans mémoire discret (figure 1.4) avec entrée $x \in \mathbb{C}$ et la sortie $y \in \mathbb{C}$ donnée par :

$$y = hx + n \quad (1.2)$$

Où :

- h Est la réponse du canal
- $n \sim N_{\mathbb{C}}(\mathbf{0}, \sigma^2)$ Est un bruit indépendant.

La distribution d'entrée est limitée en puissance avec $E\{|x|^2\} \leq p$ et la réponse de canal $h \in \mathbb{C}$ est connue à la sortie.

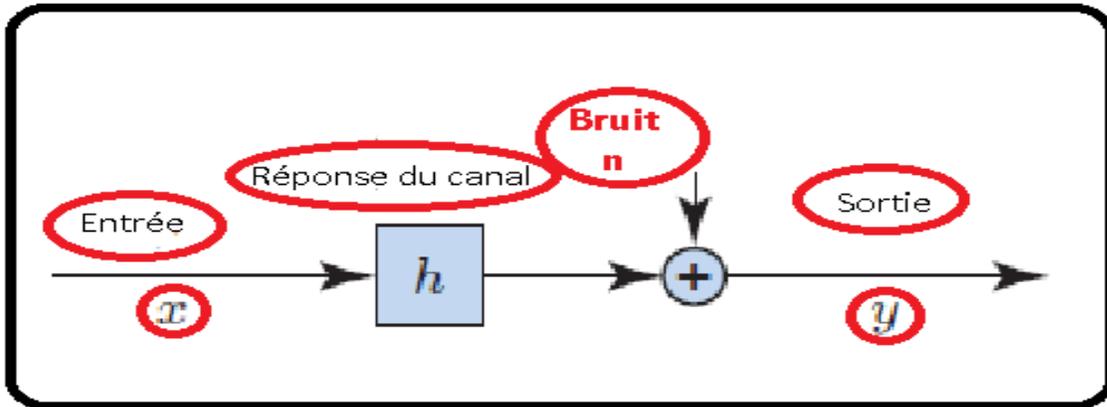


Figure 1. 4: Un canal discret sans mémoire avec entrée x et sortie $y = hx + n$

Si h est déterministe, alors la capacité du canal est donnée par :

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{p|h|^2}{\sigma^2} \right) \quad (1.3)$$

Et est obtenu par la distribution d'entrée $x \sim N_{\mathbb{C}}(0, p)$.

Avec SNR donné par :

$$SNR = \frac{p|h|^2}{\sigma^2} \quad (1.4)$$

Si h est une réalisation d'une variable aléatoire H indépendante du signal et le bruit, la capacité du canal ergodique (La capacité ergodique représente la capacité moyenne parmi tous les états de canal) est :

$$C = \mathbb{E} \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{p|h|^2}{\sigma^2} \right) \right\} \quad (1.5)$$

Avec SNR moyen donné par

$$SNR = \frac{pE(|h|^2)}{\sigma^2} \quad (1.6)$$

C'est un canal d'évanouissement et la capacité est obtenue par la distribution d'entrée $x \sim N_{\mathbb{C}}(0, p)$.

1.6.1 Capacité de canal d'interférence [3] :

Soit un canal d'interférence discret sans mémoire (figure 1.5) avec une entrée $x \in \mathbb{C}$ et une sortie $y \in \mathbb{C}$ donnée par :

$$y = hx + v + n \quad (1.7)$$

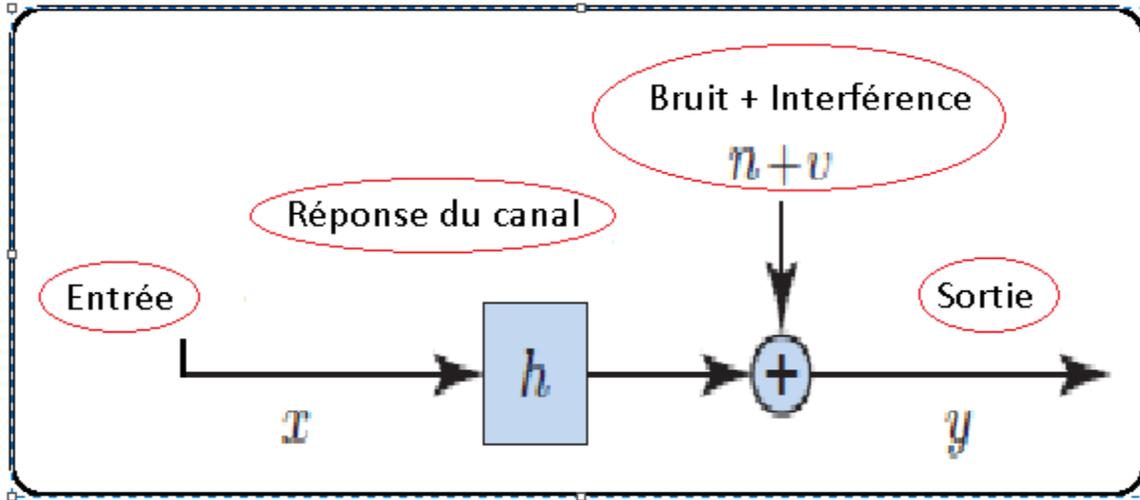


Figure 1. 5: Un canal d'interférence discret sans mémoire avec entrée x et sortie y

Où :

- h Est la réponse du canal.
- n Est un bruit gaussien indépendant.
- v Est l'interférence, qui n'est pas corrélée avec l'entrée et le canal.

Où $n \sim N_{\mathbb{C}}(\mathbf{0}, \sigma^2)$ est un bruit indépendant, la réponse du canal $h \in \mathbb{C}$ est connue en sortie, et $v \in \mathbb{C}$ est une interférence aléatoire.

La distribution d'entrée est limitée en puissance avec $E\{|x|^2\} \leq p$

Si h est déterministe et que l'interférence v a une moyenne nulle, de variance connue $\mathcal{P}_v \in \mathbb{R} +$, et n'est pas corrélée avec l'entrée (c'est-à-dire, $E\{x * v\} = 0$), alors la capacité du Canal C est à limite inférieure donnée par l'équation ci-dessous

$$C \geq \log_2 \left(1 + \frac{p|h|^2}{\mathcal{P}_v + \sigma^2} \right) \quad (1.8)$$

Où la limite est atteinte en utilisant la distribution d'entrée $x \sim N_{\mathbb{C}}(0, p)$.

Le SINR (**signal-to-interference-plus-noise ratio**) est donné par :

$$SINR = \frac{p|h|^2}{Pv + \sigma^2} \quad (1.9)$$

1.7 Gain de l'UE

Dans le scénario UL représenté sur la figure 1.6, les UE de la cellule 0 transmettent à leur BS de desserte, tandis que les signaux UL des UE de la cellule 1 transmettent dans la cellule 0 sous forme d'interférence.

On définit les différents gains comme suit :

β_0^0 : gain de canal moyen d'un UE dans la cellule 0 à sa BS de desserte.

β_1^0 : gain de canal moyen des signaux brouilleurs des UE dans la cellule 1.

β_1^1 : gain de canal moyen d'un UE dans la cellule 1 à sa BS de desserte.

β_0^1 : gain de canal moyen des signaux brouilleurs des UE dans la cellule 0.

Notez que l'indice supérieur indique la cellule de la BS réceptrice et l'indice inférieur indique la cellule dans laquelle réside l'UE émetteur.

Les gains moyens de canal sont souvent très faibles car l'énergie du signal décroît rapidement avec la distance de propagation ; des valeurs comprises entre -70 dB et -120 dB sont courantes dans la cellule de desserte, tandis que des valeurs encore plus petites apparaissent pour signaux parasites [3].

On peut définir le rapport entre les gains intracellulaires et intercellulaires comme suit :

$$\bar{\beta} = \frac{\beta_1^0}{\beta_0^0} = \frac{\beta_0^1}{\beta_0^0} = \frac{\beta_1^0}{\beta_1^1} = \frac{\beta_0^1}{\beta_1^1} \quad (1.10)$$

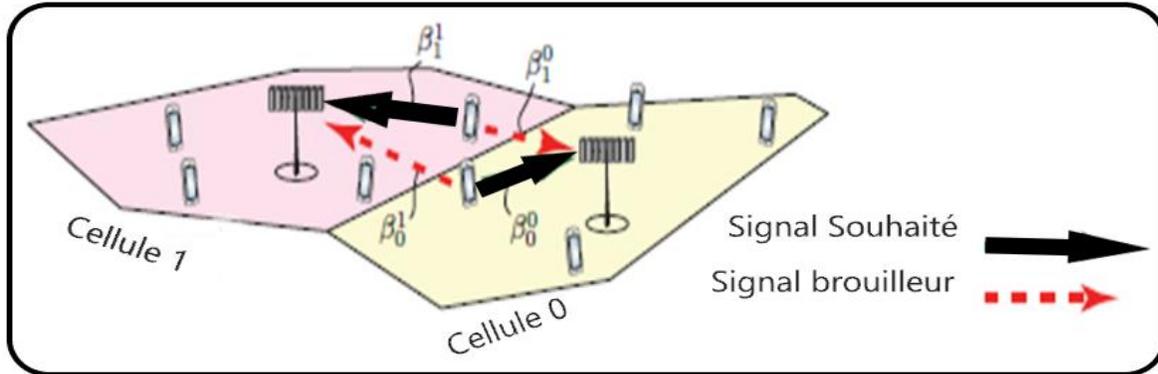


Figure 1. 6: Illustration de la notion de signaux UL souhaités et interférents dans un réseau à deux cellules.

1.8 Améliorations de l'efficacité spectrale :

Il existe différentes façons d'améliorer la SE par cellule dans les réseaux cellulaires [3] :

1.8.1.1 Augmenter la puissance d'émission :

Le SE dépend naturellement de la puissance du signal désiré reçu, représentée par le SNR moyen. L'augmentation de puissance d'émission n'est pas souhaitable.

1.8.1.2 Obtenir un gain d'antenne :

Au lieu d'augmenter la puissance de transmission UL, le BS peut déployer plusieurs antennes de réception pour collecter plus d'énergie d'onde EM. Ces antennes réceptrices observent différents évanouissements pour lutter contre les évanouissements de canaux en propagation NLoS.

1.8.1.3 Accès multiple par division spatiale en liaison montante :

L'accès multiple par division spatiale (SDMA) a été conçu à la fin des années 1980 et au début des années 1990 pour gérer les interférences entre utilisateurs dans une cellule en utilisant plusieurs antennes au BS pour rejeter les interférences en traitement spatial.

La transmission UL SDMA peut augmenter la somme SE par cellule de plus d'un ordre de grandeur. Ceci est réalisé en desservant K UE simultanément et en augmentant le nombre M d'antennes BS avec un rapport antenne-UE $M/K \geq c$, pour une valeur de préférence grande c .

1.8.1.4 Accès multiple par division spatiale en liaison descendante

Dans la technique d'accès multiple par division spatiale en liaison descendante, la SDMA est appliquée dans la transmission DL comme le montre la figure 1.7 qui représente le modèle de Wyner. Les BS envoient les signaux vers les K UE actifs dans chaque cellule. La BS de desserte envoie un signal séparé à chaque équipement utilisateur en utilisant un précodage de transmission linéaire à partir d'un réseau de M antennes. Le précodage (voir section 1.11) signifie que chaque signal de données est envoyé par toutes les antennes, mais avec une amplitude et une phase différente pour diriger le signal spatialement.

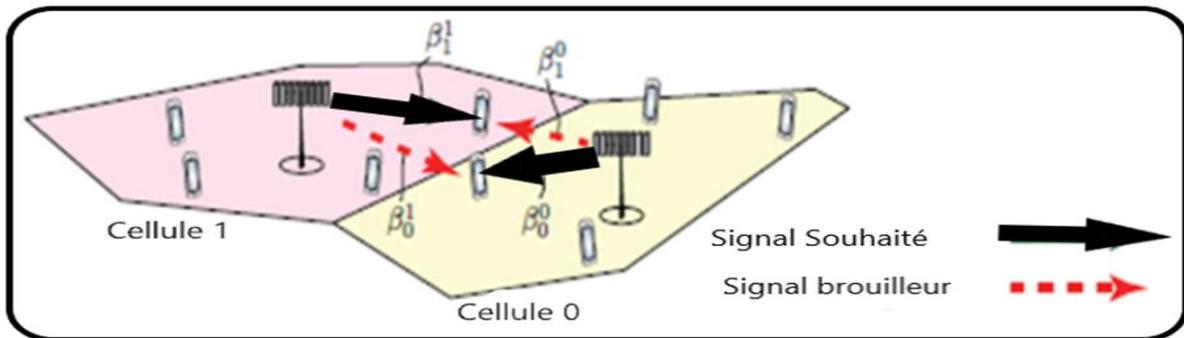


Figure 1. 7: Illustration de la notion de signaux DL souhaités et interférents dans un réseau à deux cellules.

Remarque : Dans chaque cellule les gains des canaux de desserte sont égaux. Dans la cellule 0 $\beta_0^0 = \beta_1^0$, tandis que dans la cellule 1, $\beta_0^1 = \beta_1^1$.

1.9 La 5G :

La 5G, ou 5G NR (New Radio) est, comme son nom l'indique, la 5e génération de communications mobiles qui va donc succéder à la 4G LTE, et avant elle la 3G et la 2 G. Parmi les promesses phares de la 5G on retrouve d'abord un débit multiplié par 10, mais aussi une latence fortement réduite qui serait, elle, divisée par 10.

Surtout, la 5G devrait permettre de gérer le nombre toujours plus grand d'appareils connectés. On ne parle plus uniquement des smartphones, mais aussi des ordinateurs, des voitures et de tout un écosystème d'objets connectés, en particulier dans le monde professionnel. Derrière cette dernière notion se cache surtout l'idée que de plus en plus de machines autonomes seront connectées au réseau mobile : ville intelligente, sécurité, maison connectée, etc.

La 5G est une mise à jour technologique de la 4G LTE et peut réutiliser les mêmes bandes de fréquences que cette dernière. Grâce à cette mise à jour, un smartphone 5G peut bénéficier d'un meilleur débit qu'un smartphone 4G pourtant connecté à la même antenne et en utilisant la même fréquence [5].

La 5G propose de nouvelle technologie : l'utilisation du MIMO massif [5].

La figure 1.8 représente l'évolution de la 1G à la 5G.

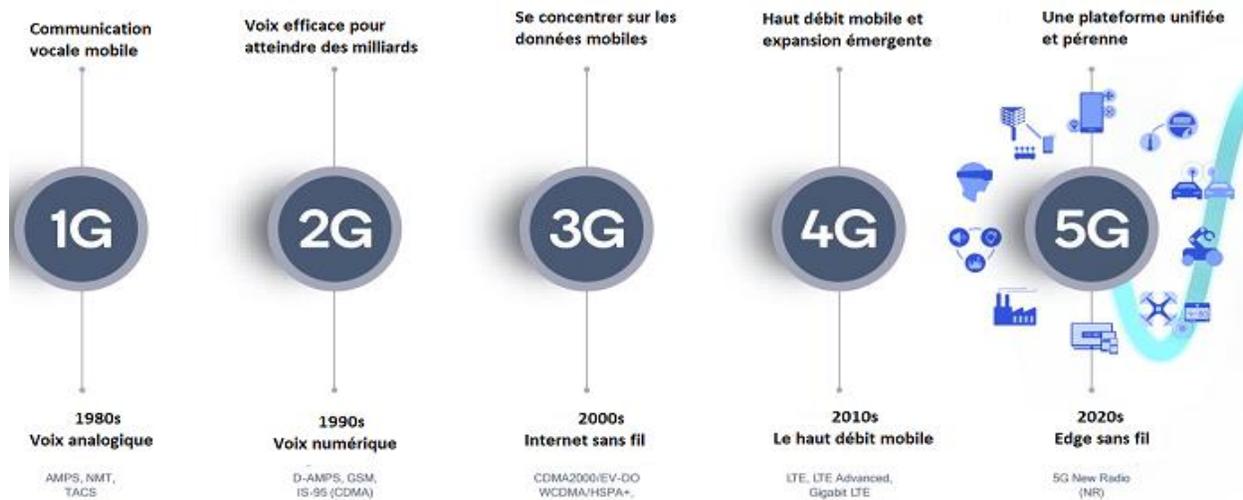


Figure 1. 8: De la 1G à la 5G

1.10 Définition de mimo massif

MIMO massif est une forme de systèmes MU-MIMO où le nombre d'antennes des stations BS et le nombre d'utilisateurs sont importants. Dans MIMO Massif, des centaines ou des milliers d'antennes BS desservent simultanément des dizaines ou des centaines d'utilisateurs dans la même ressource de fréquence.

1.10.1 Réseau Canonical MIMO Massif

Un réseau MIMO massif est un réseau cellulaire multipporteur avec un nombre L de cellules qui fonctionnent selon un protocole TDD synchrone (section 1.10.4). Une station BS j est équipée de $M_j \gg 1$ antennes. BS j communique avec K_j UE à antenne unique simultanément sur chaque

échantillon temps /fréquence, avec un rapport UE-antenne $M_j / K_j > 1$. Chaque BS fonctionne individuellement et traite ses signaux à l'aide d'une combinaison de réception linéaire et d'un précodage d'émission linéaire.

Un réseau MIMO massif est dit canonique car il a les caractéristiques énumérées ci-dessus [6].

1.10.2 Système MIMO massif dans un environnement 5G :

En suivant cette stratégie d'exploitation de la dimension spatiale, les systèmes dits MIMO massifs ont été introduits très récemment par Marzetta en 2010 [4]. Ces systèmes se basent sur l'utilisation d'un nombre d'antennes d'un ordre de grandeur largement supérieur, au moins d'un facteur 100, aux systèmes MIMO et MU-MIMO traditionnels.

Recherche théorique initiale montre que ces systèmes devraient atteindre 10 fois le niveau de capacité il est meilleur que les systèmes traditionnels et peut augmenter l'efficacité énergétique d'environ 100 en même temps. Ensuite, nous avons appris que la méthode MIMO massif est très prometteuse pour les systèmes 5G.

Dans les systèmes radio cellulaires, le MIMO massif est une extension MU-MIMO, où une station de base (BS) desservant une cellule dans laquelle K cycle Utilisateurs mobiles, équipés d'un réseau d'antennes M ; M est supérieur à K Environ cent ou quelques centaines ensuite, les terminaux K utilisent le même bloc ressources temps-fréquence. Le principe du MIMO massif est illustré à la figure 1.9[4].

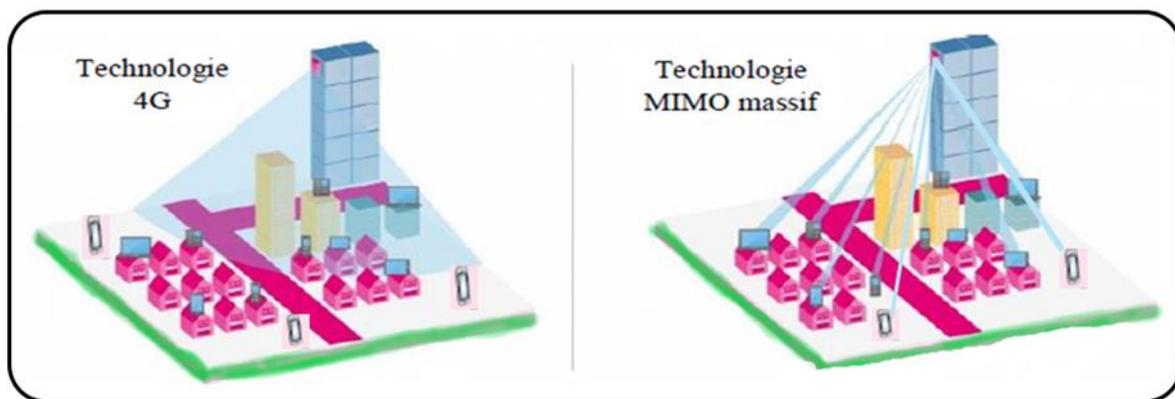


Figure 1. 9: Principe du MIMO massif

1.10.3 Antennes de MIMO Massif :

La technique MIMO Massif est basée sur un schéma MIMO multi-utilisateur dans lequel les BSs sont équipées d'un grand nombre d'antennes pour couvrir le nombre d'utilisateurs actifs.

En chaque bloc de ressources de fréquence temporelle, les BS utilisent le multiplexage spatial fourni par des antennes à grande échelle. En profitant de la technique MIMO avec sa diversité multi antenne et sa technologie de formation de faisceau (beamforming), on améliore considérablement l'utilisation des ressources du spectre et la vitesse de transmission [7].

Si le nombre d'antennes d'une station de base BS est significativement plus grand que le nombre d'utilisateurs servi, le canal de chaque utilisateur vers/depuis la BS est presque orthogonale à celui de n'importe quel autre utilisateur. Cela permet l'utilisation des techniques de transmission ou de réception très simples [7].

L'installation d'antennes de grande taille peuvent être difficiles en pratique, ce qui stimule la conception et la mise en œuvre de réseaux d'antennes de petites dimensions pour s'adapter de manière flexible à l'environnement MIMO Massif.

La réduction de l'espacement entre les antennes répond également aux exigences d'installation, mais si l'espacement entre les composants adjacents est inférieur à la moitié de la longueur d'onde de l'antenne ($\lambda/2$), la corrélation entre les antennes sera augmentée, de sorte que le MIMO massif ne formera pas un beamforming précise au pour distinguer les utilisateurs, ce qui réduira les performances du système [7].

1.10.4 MIMO Massif TDD et FDD :

La technique MIMO Massif est en général basée sur le mode de division duplex à répartition dans le temps (TDD : Time Division Duplex), où les canaux de liaison montante et de liaison descendante partagent les mêmes ressources de fréquence dans le temps (voir figure 1.10). Les canaux de propagation physiques montants et descendants ont les mêmes caractéristiques. Ils sont considérés comme mutuels. Il suffit donc d'évaluer la direction montante pour que la station de base puisse élaborer le précodage du signal de liaison descendante et la combinaison de signaux reçus pour extraire les paramètres du signal envoyé par chaque terminal. A cet effet, le terminal

envoie périodiquement à la station de base des séquences pilotes qui sont en principe orthogonales afin d'estimer le canal de transmission [4].

Dans le cas du mode duplex divisé en fréquence (FDD : Frequency Division Duplex), (figure 1.10) où les bandes de fréquences de la liaison montante et celles de la liaison descendante sont différentes, le canal radio doit être évalué à la fois en liaison montante et en liaison descendante. Les résultats de mesure du terminal doivent être renvoyés à la BS. Les travaux sur ce sujet montrent que l'efficacité du MIMO massif est significativement réduite, et son intérêt se limite à des scénarios spécifiques à faible mobilité et basses fréquences [4].

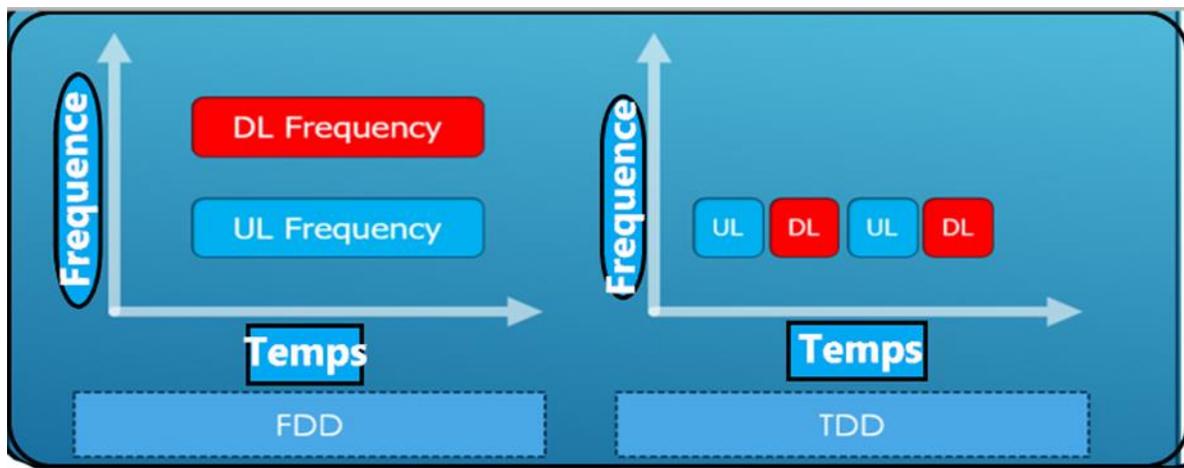


Figure 1. 10:MIMO Massif TDD et FDD

1.10.5 Les principaux avantages de la technologie MIMO Massif sont :

- La puissance consommée par l'antenne est extrêmement faible. Idéalement, sous la condition d'une certaine puissance d'émission totale, la puissance d'émission utilisée par chaque antenne est inversement proportionnelle au nombre d'antennes. Sous la condition d'un certain rapport signal / bruit de transmission, la puissance d'émission totale d est inversement proportionnelle au nombre d'antennes. Par conséquent, la puissance d'émission requise pour chaque antenne est inversement proportionnelle au carré du nombre d'antennes. De ce fait, la puissance consommée dans les applications MIMO massives est effectivement réduite [8].

- A mesure que le nombre d'antennes augmente, l'impact du bruit thermique et des petits évanouissements sur les performances du système diminuera, et l'influence de ceux-ci peut être négligée par rapport aux interférences entre les cellules [8].

Par rapport au MIMO traditionnel, les avantages du MIMO massif comprennent :

- L'amélioration de l'énergie spectrale (SE)
- Beaucoup de degré liberté dans l'espace
- Promouvoir l'allocation des ressources

1.10.6 Les défis du MIMO massif :

Malgré les énormes avantages de MIMO Massif, de nombreux problèmes doivent encore être résolus. Les principaux défis de MIMO Massif sont les suivants [9] :

- Contamination du pilote.
- Propagation défavorable.
- Réciprocité des canaux.
- Mobilité.
- De nouvelles normes et conceptions sont requises, et le sujet que nous allons étudier Estimation du canal.

1.11 Bloc de cohérence

Dans la modulation multiporteuse, le bloc de cohérence est composé de nombreuses sous-porteuses et d'échantillons temporels (voir figure 1.11). Sur ces sous-porteuses et d'échantillons, la réponse du canal peut être approchée comme un évanouissement constant et plat. Si la largeur de bande de cohérence est B_c et le temps de cohérence est T_c , alors chaque bloc cohérent contient $\tau_c = B_c \cdot T_c$ échantillons à valeur complexe.

La figure 1.11 illustre le concept de modulation multiporteuse et de modules cohérents [3].

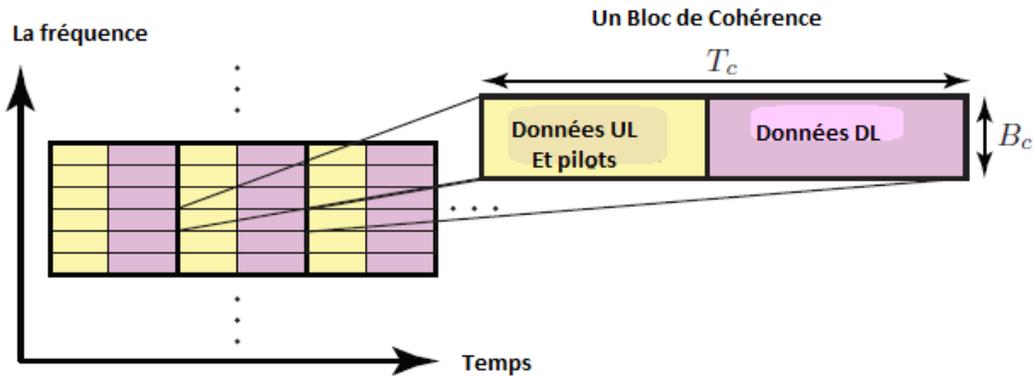


Figure 1. 11: Schéma de modulation multiporteuse TDD d'un réseau canonique MIMO Massif.

Remarque : Le plan temps-fréquence est divisé en blocs de cohérence dans lesquels chaque canal est invariant dans le temps et plat en fréquence

1.11.1 Règle générale pour la cohérence des canaux

Le temps de cohérence T_c est l'intervalle de temps pendant lequel les variations de phase et d'amplitude du canal dues à la mobilité UE sont négligeables. T_c peut être approximativement le temps qu'il faut pour déplacer une fraction de la longueur d'onde, disons, un quart de la longueur d'onde : $T_c = \lambda/(4u)$ où u est la vitesse de l'UE. Par conséquent, le temps de cohérence est inversement proportionnel à la fréquence porteuse. Les canaux doivent être estimés moins fréquemment dans la gamme de fréquences cellulaires classiques de 1–6 GHz par rapport à la plage de fréquence mmWave de 30–300 GHz [3].

1.12 Différents précodeurs linéaires

Le précodage prend en compte les résultats de l'évaluation de l'état instantané du canal radio (CSI). Il est effectué au niveau de la station de base. Il permet de se concentrer sur l'espace limité à proximité de chaque terminal. Il permet d'améliorer considérablement les performances de la liaison descendante BS-UE et réduit l'énergie rayonnée [4]. En fait, plus le nombre d'antennes M de la BS est grand, meilleure sera la mise au point. A la réception, la combinaison linéaire des signaux reçus par la station de base permet de distinguer les signaux transmis par chacun des K

terminaux. Les performances en termes d'efficacité spectrale, de tolérance au bruit ou aux interférences dépendent de l'algorithme utilisé lors de la réception et de la transmission [4].

Lors de la réception, le terminal doit connaître le gain du canal : Informations explicites envoyées par la station de base ou estimées aveuglément à partir des données reçues.

1.12.1 Zero Forcing « Forçage nul » (ZF)

ZF est un précodeur qui peut éliminer les interférences entre les utilisateurs (interférences causées par la transmission MU-MIMO), afin de maximiser le SINR.

Par conséquent, ZF peut éliminer les interférences lorsque $SINR_k \rightarrow +\infty$ [4].

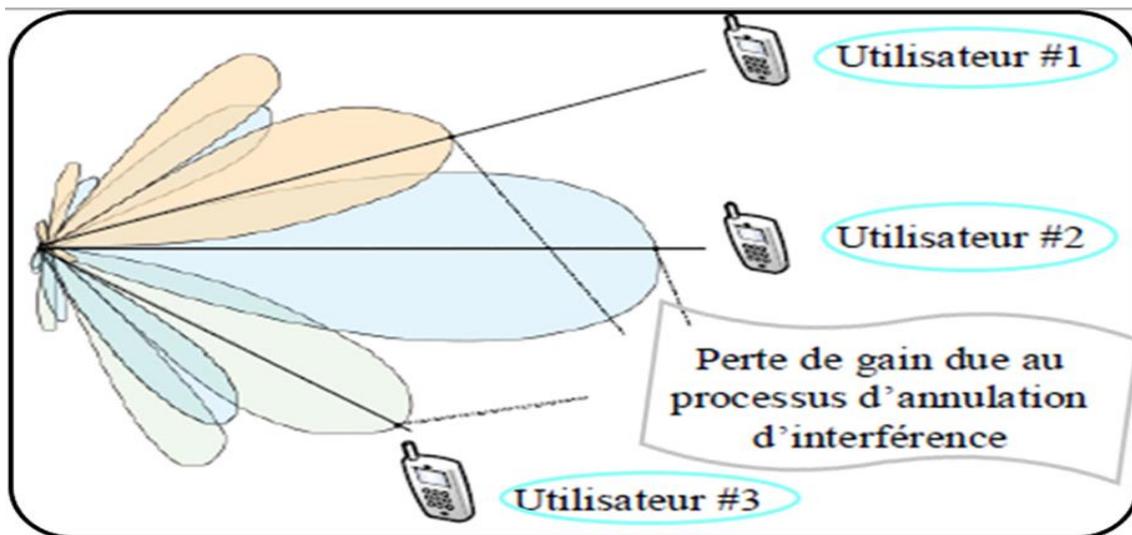


Figure 1. 12: Précodeur Zero-Forcing.

1.12.2 Erreur quadratique moyenne minimale (MMSE)

Le précodeur MMSE est un compromis entre l'annulation et la minimisation des interférences.

Le bruit le rend plus approprié en tant que précodeur que ZF avec un faible SNR. Par conséquent, il vise à maximiser SINR [4].

1.13 Corrélation des canaux spatiaux

La réponse de canal entre le k ème UE de la cellule l et la BS dans la cellule j est représentée par $h_{lk}^j \in \mathbb{C}^{M_j}$, où chaque élément h_{lk}^j correspond à la réponse de l'UE au canal de l'une des BS de M_j antennes. Notez que l'indice j de h_{lk}^j est l'indice de BS, l est l'indice de la cellule et k est l'indice UE.

La réponse du canal étant un vecteur, il se caractérise par sa norme et sa direction dans l'espace vectoriel. Les deux sont des variables aléatoires dans un canal à évanouissement [3].

Un canal d'évanouissement $h \in \mathbb{C}^M$ est spatialement non corrélé si le gain du canal $\|h\|^2$ et la direction du canal $h/\|h\|$ sont des variables aléatoires indépendantes, et la direction du canal est uniformément réparti sur l'unité-sphère en \mathbb{C}^M . Le canal est sinon spatialement corrélé.

1.13.1 Impact de base de la corrélation des canaux spatiaux

Il est largement admis que la corrélation des canaux spatiaux nuit aux communications MIMO. C'est en effet le cas pour les canaux MIMO point à point mono-utilisateur avec plusieurs antennes sur l'émetteur et le récepteur [3].

Cependant, pour les communications multi-utilisateurs avec des UE à antenne unique, l'image change car c'est la collection des matrices de corrélation spatiale des UE qui détermine les performances du réseau.

Les UE sont généralement physiquement séparées par plusieurs longueurs d'onde de sorte que leurs canaux sont bien modélisés comme statistiquement non corrélés.

De plus, bien que le canal de chaque UE puisse avoir une forte corrélation spatiale au niveau de la BS, les matrices de corrélation spatiale peuvent être très différentes entre les UE. Ce sont deux différences fondamentales par rapport à un canal MIMO point à point, où la corrélation spatiale des canaux est vue à la fois de l'émetteur et du récepteur et où le canal des antennes d'émission a presque la même corrélation spatiale avec chacune des antennes de réception (et vice versa) [3].

1.13.2 Modèle de corrélation spatiale de diffusion locale

La corrélation spatiale des canaux étant une propriété importante du MIMO multi-utilisateurs, nous allons maintenant voir un modèle de corrélation spatiale. Le modèle est plutôt simple, mais capture certaines caractéristiques clés et possède une structure intuitive.

Les sous-espaces des matrices de corrélation seront paramétrés par les angles d'azimut par rapport aux UE, ce qui permet de déterminer facilement si deux UE sont spatialement séparables en comparant leurs angles respectifs.

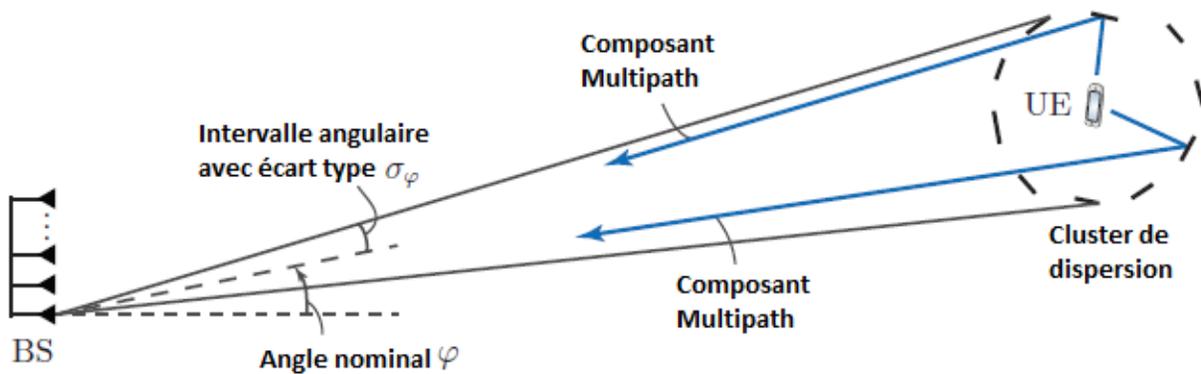


Figure 1. 13: Illustration de la propagation NLoS sous le modèle de diffusion locale, où la diffusion est localisée autour de l'UE [3].

Remarque : Deux des nombreux composants à trajets multiples sont illustrés. L'angle nominal φ et l'écart-type angulaire (ASD) σ_φ des composants à trajets multiples sont des paramètres clés pour modéliser la matrice de corrélation spatiale.

1.14 Modèle de système pour la liaison montante et la liaison descendante

Après avoir défini MIMO Massif, nous allons maintenant définir les modèles de système UL et DL qui sont utilisés dans le reste de ce mémoire.

La figure 1.14 montre la liaison montante et la liaison descendante d'un système à cellule unique MIMO massif. Comme indiqué dans la Figure 1.14, la BS est composée de quelques centaines d'antennes de service desservant chacune quelques centaines d'utilisateurs, habituellement avec une seule antenne.

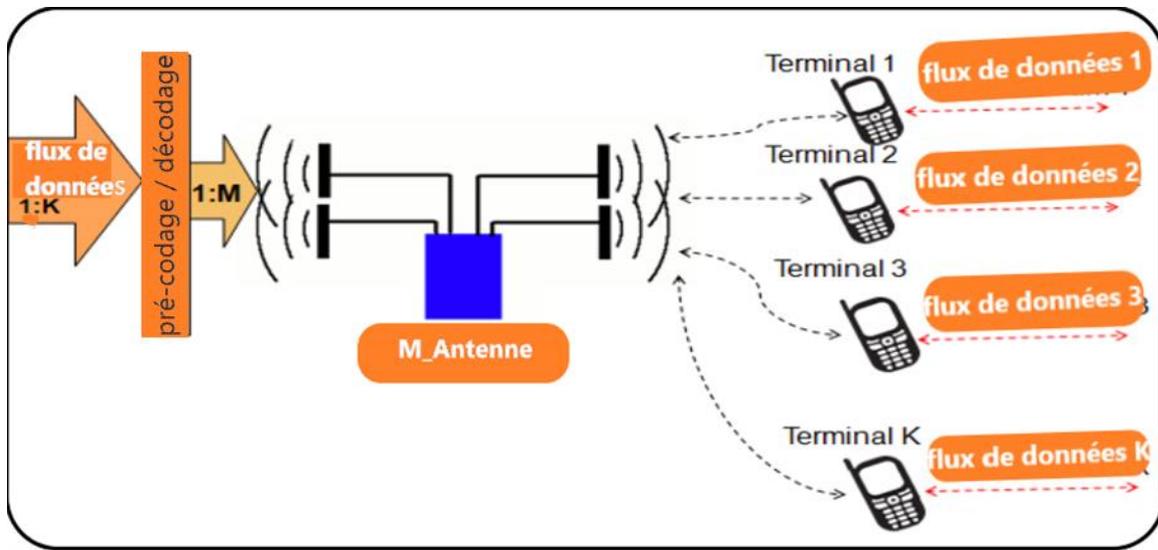


Figure 1. 14: Liaison montante et liaison descendante d'une liaison MIMO.

- ❖ Les étapes de l'opération de liaison montante sont les suivantes [10] :
 - L'encodage est utilisé pour préparer les données pour la transmission.
 - Les séquences pilotes et les séquences de données montantes sont transmises en même Temps et sur les mêmes fréquences de chaque utilisateur au BS.
 - La BS reçoit la somme des flux de données de tous les utilisateurs et estime le canal.
 - Les opérations de décodage et de détection produisent des flux de données individuels en utilisant CSI estimé.

- ❖ Les étapes du processus de liaison descendante sont les suivantes :
 1. **Beamforming (Formation de faisceaux)** : Les flux de données sont transmis par les BS uniquement aux utilisateurs visés au moyen du beamforming, où les différents flux de données peuvent occuper les mêmes fréquences au même temps (multiplexage de la division spatiale).
 2. **Précodage** : L'opération précédente est effectuée en connaissant la réponse en fréquence du canal de propagation (ou CSI) entre chacun de ses éléments et chaque signal en conséquence.

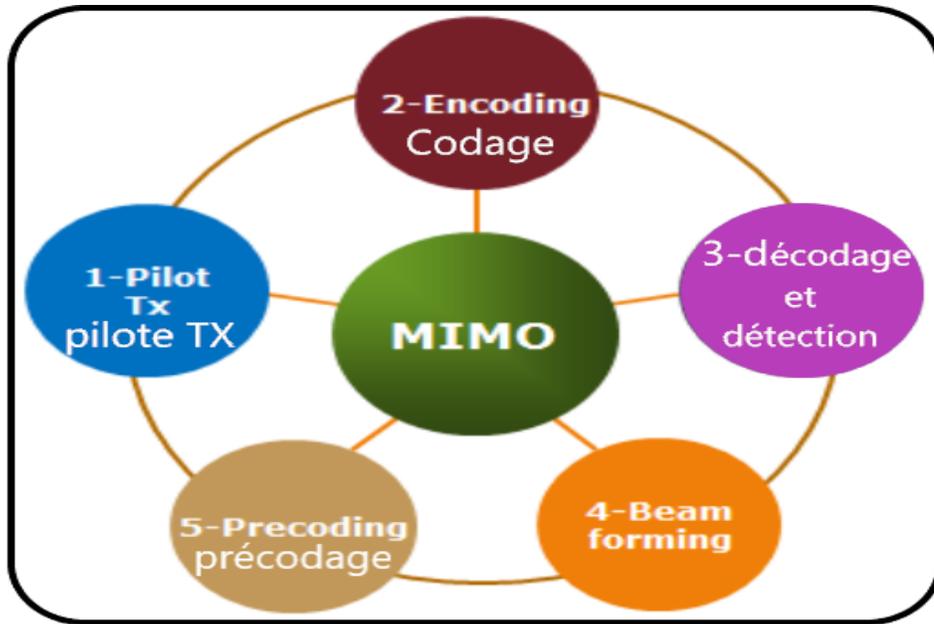


Figure 1. 15: Composants du système MIMO.

1.15 Conclusion :

Nous avons donné dans ce chapitre un aperçu général sur les éléments de MIMO massif, lorsque la demande de trafic de données augmente rapidement et exige un débit plus élevé dans les réseaux cellulaires. Cela peut être atteint par la densification cellulaire, allouant plus de fréquences et/ou améliorant l'efficacité spectrale SE [bit/s/Hz/cell].

Pour pouvoir évaluer les performances du système MIMO massif dans la suite de ce mémoire nous avons donné un aperçu sur :

- La corrélation des canaux spatiaux,
- Le modèle de système pour la liaison montante et la liaison descendante,
- L'impact de base de la corrélation des canaux spatiaux,
- Les différents précodeurs linéaires.

Dans le chapitre suivant, nous étudierons l'estimation des canaux en MIMO massif.

2 Chapitre 2 : Estimation des canaux

2.1 Introduction :

Pour faire une utilisation efficace du nombre massif d'antennes, chaque BS doit estimer les réponses des canaux des UEs qui sont actifs dans le bloc de cohérence actuel. Il est particulièrement important pour la BS j d'avoir des estimations des canaux des UE dans la cellule j . Les estimations des canaux des UE interférents dans d'autres cellules peuvent également être utiles pour effectuer la suppression des interférences pendant la transmission des données [3].

Dans ce chapitre nous allons décrire la façon dont l'estimation des canaux est effectuée au niveau des BS en fonction de la transmission des séquences pilotes transmises des UE vers la BS dans la direction montante (Up Link : UL).

2.2 Fonctionnement du MIMO massif :

Comme mentionné au chapitre 1, dans les systèmes MIMO massifs, l'opération TDD est préférable à celle de la FDD néanmoins un aperçu sera aussi donné sur cette dernière méthode.

Pendant un intervalle de cohérence et pour une communication sans fil, en général trois opérations ont lieu :

- L'estimation des canaux (y compris l'apprentissage en liaison montante et en liaison descendante),
- La transmission des données en liaison montante
- La transmission des données en liaison descendante.

Le protocole TDD utilisé en MIMO massif est illustré dans la figure 2.1.

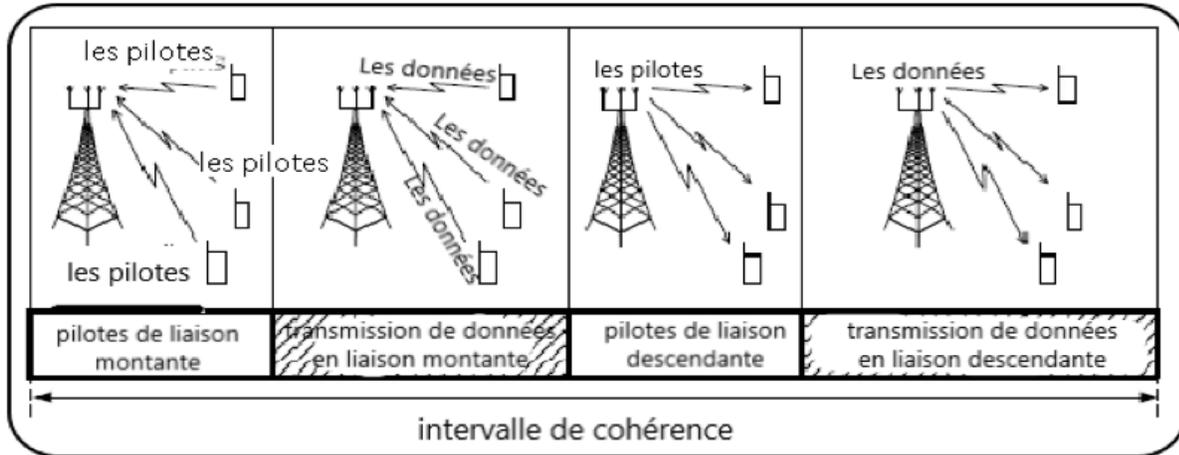


Figure 2. 1: Protocole de transmission de TDD MIMO massif [9].

2.3 Le canal de MIMO massif :

Soit $h_{m,k,n}$ le coefficient de propagation complexe entre la m -ème antenne de la BS et le k -ème UE (équipement utilisateur) dans la n -ème sous-porteuse :

$$h_{m,k,n} = g_{m,k,n} \sqrt{d_k}, \quad (2.1)$$

Où $g_{m,k,n}$ est un coefficient d'évanouissement complexe à petite échelle, et d_k un coefficient d'amplitude qui tient compte de l'atténuation avec la distance et de l'ombrage (shadowing), ie : évanouissement à grande échelle.

Les coefficients d'évanouissement à grande échelle sont supposés constants par rapport au nombre de sous-porteuses et par rapport à l'indice m de l'antenne BS, car l'évanouissement avec la distance et le fading shadow (évanouissement d'ombrage) changent lentement dans l'espace.

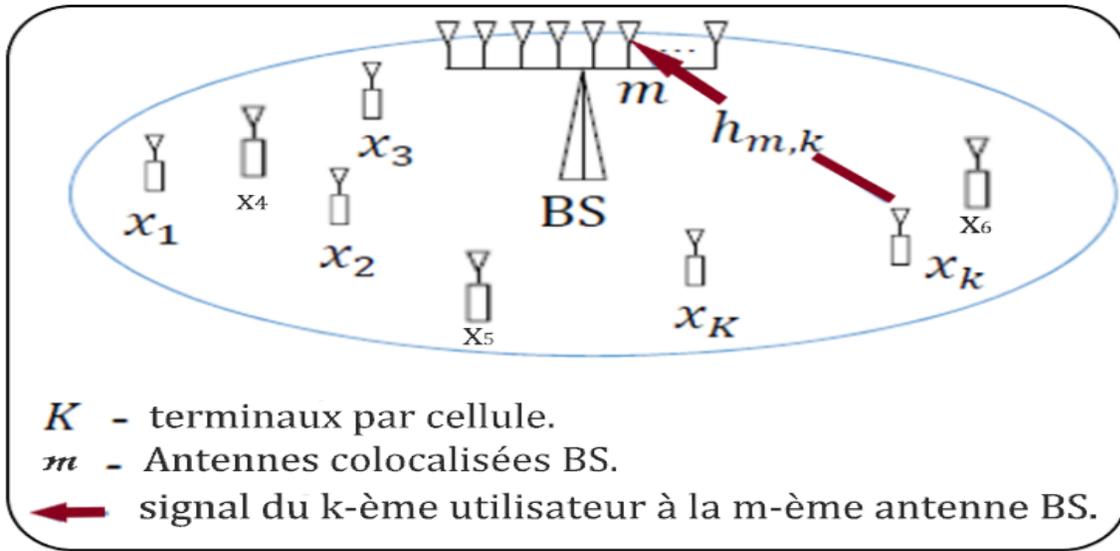


Figure 2. 2: Modèle de propagation.

Par conséquent, il n'y a qu'un seul coefficient d'évanouissement à grande échelle entre un dispositif BS et un UE donné. De plus, ces coefficients ne changent que lorsque l'appareil UE change de position de manière significative [11].

Pour simplifier la notation, nous supprimons la dépendance de $h_{m,k,n}$ sur l'indice de sous-porteuse et l'écrivons comme $h_{m,k}$, (voir la figure 2.2). Les éléments $h_{m,k}$, de la matrice de canaux $M \times K$

$$H = [h_1 h_2 \dots h_K] \quad (2.2)$$

$$= \underbrace{\begin{pmatrix} g_{1,1} & \dots & g_{1,K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{M,1} & \dots & g_{M,K} \end{pmatrix}}_G \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} d_1 & & \\ & \ddots & \\ & & d_K \end{pmatrix}}_D^{\frac{1}{2}} \quad (2.3)$$

Correspondent aux gains de canal complexes des antennes d'émission vers les antennes de réception, où $h_k \sim CN(0_M, b_k I_M), \forall k$. Le modèle de canal dans (2.3) est appelé évanouissement de Rayleigh non corrélée ou évanouissement de Rayleigh indépendant et identiquement distribuée (i.i.d.), car les éléments de h_k , i. e., $h_{m,k}$, sont non corrélés (et également indépendants) et ont des amplitudes distribuées de Rayleigh [11].

2.4 Estimation du canal :

Dans les communications sans fil, l'information sur l'état du canal (Channel state information : CSI) est une méthode qui fait référence aux propriétés connues du canal de transmission. La BS a besoin de CSI pour détecter les signaux transmis par les utilisateurs dans la liaison montante et pour précoder les signaux dans la liaison descendante. Ce CSI est obtenu grâce à l'apprentissage. Chaque utilisateur se voit attribuer une séquence pilote orthogonale qu'il envoie à la BS. Celle-ci connaît les séquences pilotes transmises par tous les utilisateurs, puis estime les canaux en fonction des signaux pilotes reçus.

De plus, chaque utilisateur peut avoir besoin d'une connaissance partielle du CSI pour détecter de manière cohérente le signal transmis par la BS. Ces informations peuvent être obtenues grâce à des algorithmes d'apprentissage en liaison descendante. Étant donné que la BS utilise la technologie de précodage linéaire pour former le faisceau de signal à l'utilisateur, celui-ci n'a que le gain de canal effectif (qui est une constante scalaire) qui est utilisé pour détecter le signal souhaité [9].

Dans la pratique, ce CSI doit être estimé. Selon le mode de duplexage du système (TDD ou FDD), les schémas d'estimation des canaux sont très différents [9].

2.4.1 Estimation des canaux dans les systèmes TDD [6]

Dans un système TDD, les transmissions en liaison montante et en liaison descendante utilisent le même spectre de fréquences, mais des intervalles de temps différents. Les canaux de liaison montante et de liaison descendante sont réciproques.

Le CSI peut être obtenu en utilisant le schéma suivant (voir figure 2.3) :

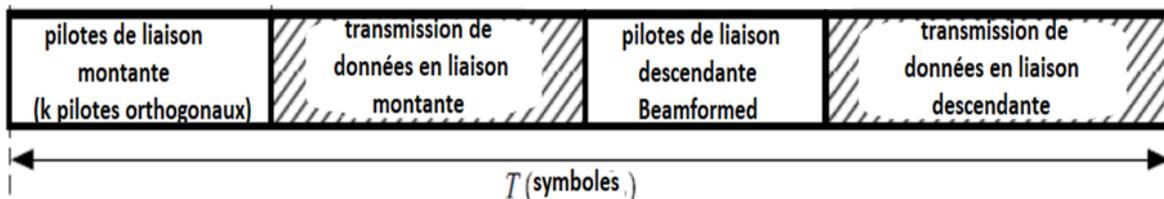


Figure 2. 3: Structure des créneaux et estimation des canaux dans les systèmes TDD [9].

✓ **Pour la transmission en liaison montante :**

La Figure 2.4 montre un exemple de transmission en liaison montante dans un système TDD MIMO massif.

La BS a besoin de CSI pour détecter le signal transmis par l'utilisateur K. Le CSI est estimé à la BS. Plus spécifiquement, l'utilisateur K envoie la séquence pilote orthogonale K à la BS sur la liaison montante. Ensuite, la BS estime le canal sur la base du signal pilote reçu. Ce processus nécessite un minimum de K canaux.

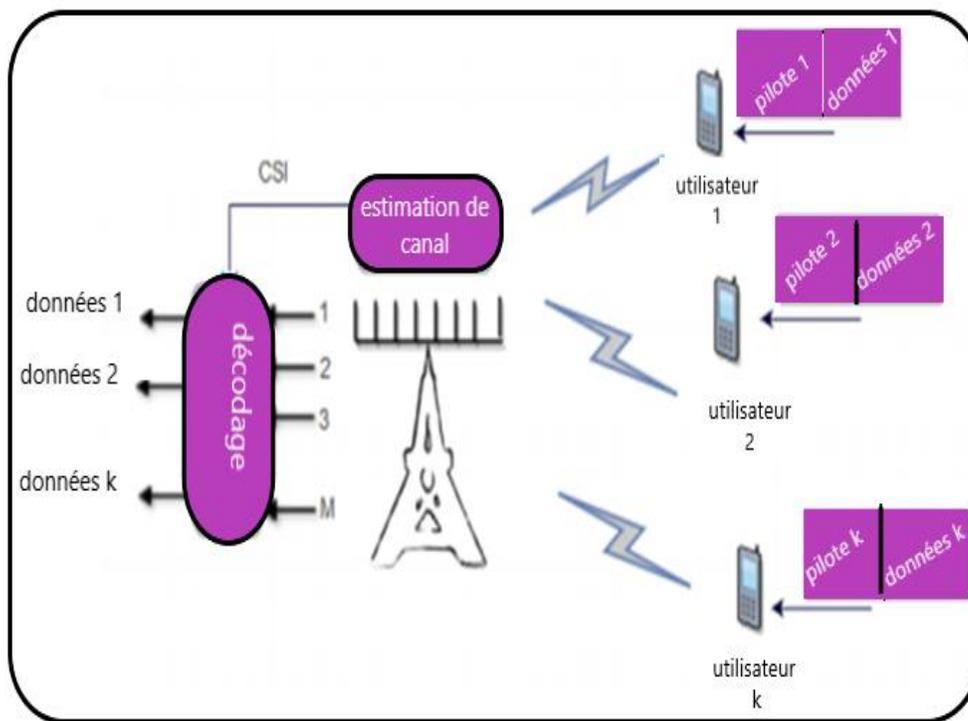


Figure 2. 4: Transmission en liaison montante dans un système TDD MIMO massif [12].

✓ **Pour la liaison descendante :**

La Figure 2.5 montre une transmission en liaison descendante dans un système TDD MIMO massif. La BS a besoin de CSI pour précoder le signal transmis, et chaque utilisateur a besoin d'un gain de canal efficace pour détecter le signal requis. En raison de la réciprocité de canal, le canal estimé à la BS dans la liaison montante peut être utilisé pour précoder les symboles

de transmission. Afin d'obtenir une connaissance du gain de canal effectif, la BS peut former le pilote de faisceau, et chaque utilisateur peut estimer le gain de canal effectif sur la base du signal pilote reçu. Cela nécessite au moins K canaux à utiliser [9,13].

Une illustration de l'estimation de canal dans les systèmes TDD est présentée à la figure 2.3 donnée ci-dessus.

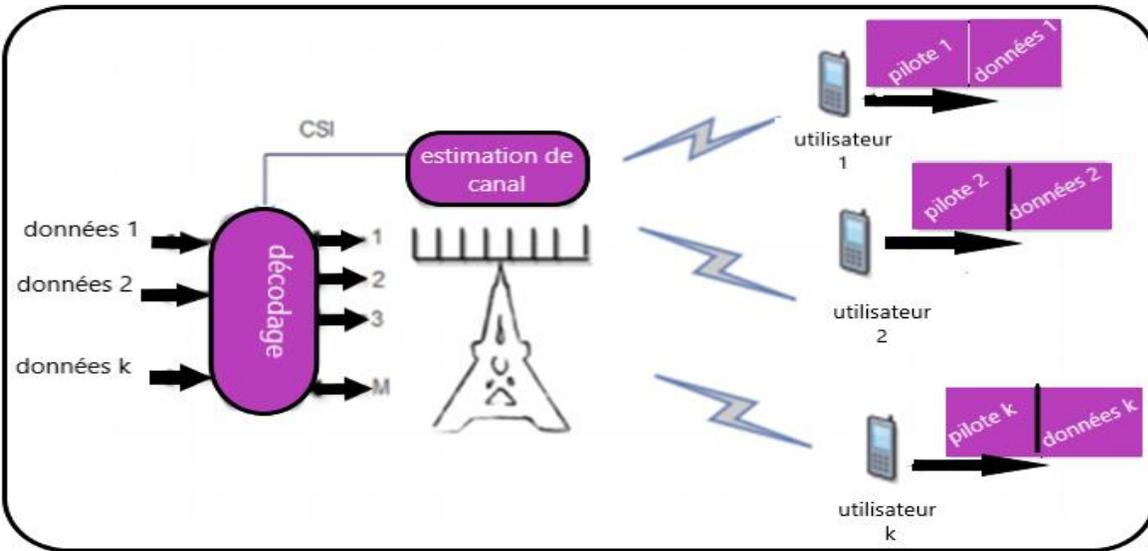


Figure 2. 5: Transmission en liaison descendante dans un système TDD MIMO massif [12].

2.4.2 Estimation des canaux dans les systèmes FDD :

Dans les systèmes FDD, les transmissions en liaison montante et en liaison descendante utilisent des spectres différents, par conséquent, les canaux en liaison montante et en liaison descendante ne sont pas réciproques. Les programmes d'apprentissage suivants peuvent être utilisés pour acquérir des connaissances sur les canaux menant à la BS et aux utilisateurs :

✓ **Pour la transmission en liaison descendante :**

La figure 2.6 schématise la Transmission en liaison descendante dans un système FDD MIMO massif [12].

Avant de transmettre le symbole à l'utilisateur K ., la BS équipée d'un nombre M d'antennes à besoin de CSI pour le précoder. La station envoie M séquences pilotes orthogonales à K

utilisateurs. Chaque utilisateur estimera le canal en fonction du pilote reçu. Ensuite, il renvoie ses estimations de canal (estimations de M canaux) à la station de base via la liaison montante. Ce processus nécessite au moins M canaux pour la liaison descendante et M canaux pour la liaison montante.

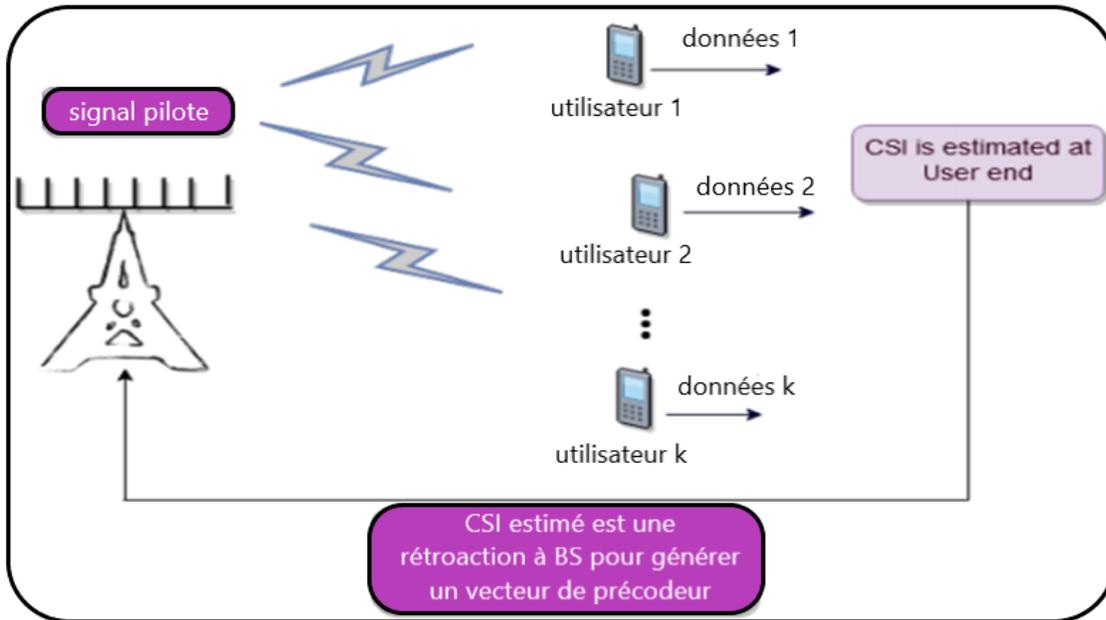


Figure 2. 6: Transmission en liaison descendante dans un système FDD MIMO massif [12].

✓ **Pour la transmission sur liaison montante :**

La BS a besoin de CSI pour décoder les signaux transmis par les K utilisateurs. Les K utilisateurs envoient au total K séquences pilotes orthogonales à la BS. Ensuite, la BS estimera le canal sur la base du signal pilote reçu. Ce processus nécessite au moins K canaux pour la liaison montante [12].

2.5 Transmission de pilote :

Lorsqu'un signal se propage de l'émetteur au récepteur, il subit l'effet de l'ombrage (shadowing), de la diffusion, de l'évanouissement et pathloss. La connaissance du CSI dans les liaisons directes et inverses est cruciale pour réussir la transmission dans diverses conditions de canal [10].

La contamination des pilotes est un problème crucial dans le MIMO massif, qui est causé par la non-orthogonalité des séquences pilotes utilisées dans les cellules adjacentes. Habituellement, la réutilisation des pilotes dans plusieurs cellules est la principale cause du problème. Dans ce cas, le vecteur de canal estimé dans n'importe quelle cellule est la somme de tous les vecteurs de canal des utilisateurs des cellules voisines (en plus de la cellule d'origine). À mesure que le nombre de cellules interférentes augmente, le problème augmente de façon exponentielle et finit par provoquer un dysfonctionnement du système [10].

2.5.1 Transmission pilote en liaison montante :

Afin d'utiliser efficacement un grand nombre d'antennes, chaque station de base doit estimer la réponse de canal de l'équipement utilisateur actif dans le réseau. Pour la BS j , l'estimation des canaux des UE dans la cellule j est particulièrement importante [3].

L'estimation de canal à partir des UE interférés dans d'autres cellules peut également aider à effectuer la suppression des interférences pendant la transmission des données. Pour rappel, dans chaque bloc de cohérence, les échantillons τ_p sont réservés à la signalisation pilote UL. Chaque UE transmet une séquence pilote couvrant ces échantillons τ_p . Lorsque On a : $\tau_p + \tau_u + \tau_d = \tau_c$

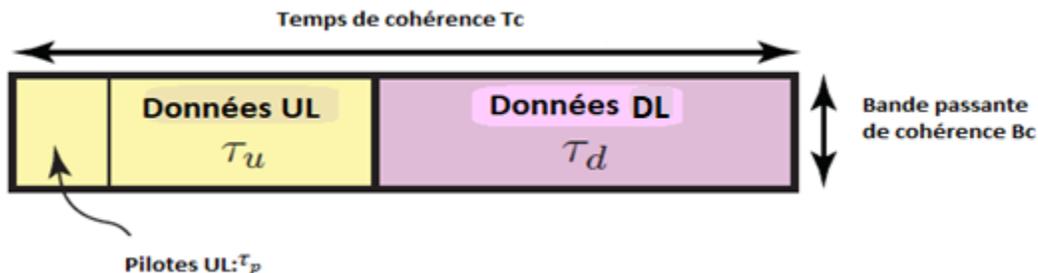


Figure 2. 7: Chaque bloc de cohérence contient $\tau_c = T_c B_c$ [3].

T_c : décrit l'intervalle de temps pendant lequel les réponses des canaux sont approximativement constantes.

B_c : décrit l'intervalle de fréquence sur lequel les réponses de canal sont approximativement constant.

τ_p : Signal pilote UL (les échantillons τ_p sont réservés à la signalisation pilote UL dans chaque bloc de cohérence), l'importance de τ_p est de quantifier la quantité d'énergie que chaque terminal dépense sur les pilotes dans chaque intervalle de cohérence.

τ_u : Signaux de données UL.

τ_d : Signaux de données DL.

La séquence pilote de l'UE k dans la cellule j est représentée par $\phi_{jk} \in \mathbb{C}^{\tau_p}$. En supposant qu'il possède des éléments d'amplitude unité pour obtenir un niveau de puissance constant, ce qui signifie (chaque terminal dépense une énergie totale égale à la durée de la séquence pilote)

$$\|\phi_{jk}\|^2 = \phi_{jk}^H \phi_{jk} = \tau_p \quad (2.4)$$

Les éléments de ϕ_{jk} sont mis à l'échelle par la puissance d'émission UL $\sqrt{p_{jk}}$ puis transmis comme signal s_{jk} sur τ_p échantillons UL donnant ainsi le signal Y_j^p en liaison montante UL $\in \mathbb{C}^{M_j \times \tau_p}$ reçu par la BS j . Ce signal est donné par :

$$Y_j^p = \sum_{k=1}^{K_j} \sqrt{p_{jk}} h_{jk}^j \phi_{jk}^T + \sum_{l=1}^L \sum_{i=1, i \neq j}^{K_l} \sqrt{p_{li}} h_{li}^j \phi_{li}^T + N_j^p \quad (2.5)$$

Où $N_j^p \in \mathbb{C}^{M_j \times \tau_p}$ est le bruit de récepteur additif indépendant i.i.d.

Le deuxième terme du deuxième membre de l'équation (2.5) représente le signal des pilotes inter-cellules (interférences des UE d'autres cellules)

Les éléments Y_j^p suivent la loi normale $N_c(0, \sigma_{UL}^2)$. Y_j^p est une valeur d'observation que la BS j peut utiliser pour estimer la réponse du canal. Pour estimer le canal d'un UE spécifique, la BS doit savoir quelle séquence pilote l'UE a envoyée. C'est pourquoi les pilotes sont des séquences déterministes et l'affectation de la séquence pilote est généralement effectuée lorsque l'UE se connecte à la BS [3].

A titre d'exemple, supposons que la BS j veut estimer le canal h_{li}^j à partir de n'importe quel UE i dans la cellule l . La BS peut alors multiplier (corrélérer) Y_j^p avec la séquence pilote ϕ_{li} de l'UE en question, pour obtenir le signal pilote reçu traité $Y_{ji}^p \in \mathbb{C}^{M_j}$.

2.5.2 Conception de séquences pilotes mutuellement orthogonales

La matrice pilote est conçue de telle sorte que tous ses éléments aient une magnitude unité *i. e.*, $|\Phi_{i1,i2}| = 1$ pour $i1 = 1, \dots, \tau_p, i2 = 1, \dots, \tau_p$) et que toutes les colonnes sont mutuellement orthogonales (*i. e.*, $\Phi^H \Phi = \tau_p I_{\tau_p}$). Toutes les matrices pilotes qui satisfont à ces contraintes sont équivalentes en termes de performances d'estimation, mais le choix peut avoir un impact sur la mise en œuvre pratique. En fait, seules l'orthogonalité mutuelle et les normes $\|\phi_{jk}\|$ déterminent la précision de l'estimation, tandis que l'hypothèse de grandeur unité a été faite pour maintenir un niveau de puissance constant par échantillon. Nous allons illustrer deux façons explicites de concevoir les matrices pilotes données dans [3].

Une matrice de Walsh-Hadamard $\Phi = A_{\tau_p}$ est une matrice $\tau_p \times \tau_p$ qui remplit les deux conditions pour être une matrice pilote et dont les éléments sont soit +1 ou -1. Étant donné que chaque élément est un point d'une constellation binaire à décalage de phase (BPSK), ces séquences pilotes sont faciles à mettre en œuvre dans tout système prenant en charge la transmission de données modulées BPSK. Les matrices de Walsh-Hadamard n'existent que pour certaines dimensions de matrice. Par exemple, des matrices de dimensions d'une puissance de deux : $\tau_p = 2^n$ pour $n = 0, 1, \dots$. Peuvent être générées de manière récursive comme suit :

$$A_1 = 1 \tag{2.6}$$

$$A_{2^n} = \begin{bmatrix} A_{2^{n-1}} & A_{2^{n-1}} \\ A_{2^{n-1}} & -A_{2^{n-1}} \end{bmatrix} \quad n = 1, 2, \dots \tag{2.7}$$

Pour générer une matrice pilote de dimension arbitraire on utilise par exemple la matrice de transformée de Fourier discrète (DFT)

$$\Phi = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{1} & \dots & \mathbf{1} \\ \mathbf{1} & \omega_{\tau_p} & \omega_{\tau_p}^2 & \dots & \omega_{\tau_p}^{\tau_p-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{1} & \omega_{\tau_p}^{\tau_p-1} & \omega_{\tau_p}^{2(\tau_p-1)} & \dots & \omega_{\tau_p}^{(\tau_p-1)(\tau_p-1)} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Où $\omega_{\tau_p} = e^{-j2\pi/\tau_p}$ est une $\tau_p^{\text{ème}}$ racine primitive de 1. Notez que les éléments dans (2.8) sont situés à τ_p différents points également espacés sur un cercle unité. Ils correspondent donc à une constellation τ_p -array phase-shift-keying (PSK) [3].

Ces deux types de séquences sont utilisés comme codes d'étalement dans l'UMTS [1].

2.6 Imperfections matérielles de l'émetteur-récepteur

La majorité des articles sur les systèmes MIMO massifs considèrent les canaux avec un matériel émetteur-récepteur idéal. Cependant, les émetteurs-récepteurs pratiques souffrent de dégradations matérielles qui [2] :

- 1) Créent un décalage entre le signal de transmission prévu et ce qui est réellement généré et émis ;
- 2) Déforment le signal reçu dans le traitement de réception.

Les implémentations physiques de l'émetteur-récepteur se composent de nombreux composants matériels différents (par exemple, des amplificateurs, des convertisseurs, des mélangeurs, des filtres et des oscillateurs) et chacun déforme les signaux à sa manière. Les imperfections matérielles sont inévitables, mais la gravité des dégradations dépend des décisions d'ingénierie.

Le comportement non idéal de chaque composant peut être modélisé en détail dans le but de concevoir des algorithmes de compensation.

Du point de vue des performances du système, c'est l'effet global de toutes les altérations résiduelles de l'émetteur-récepteur qui est important, et non le comportement individuel de chaque composant matériel. Récemment, un nouveau modèle de système a été proposé dans lequel les dégradations matérielles résiduelles agrégées sont modélisées par des bruits de distorsion additifs indépendants au niveau de la BS ainsi qu'au niveau de l'UE. Nous adoptons ici ce modèle en raison de sa traçabilité analytique et des vérifications expérimentales [2].

2.7 Méthode d'estimation de canal dans le système TDD :

Un estimateur de canal pratique est décrit dans cette section pour atténuer les problèmes causés par la contamination du pilote dans les systèmes MIMO TDD multicellulaires à plusieurs voies et à grande échelle [12].

Cet estimateur pratique n'a pas besoin de connaître le coefficient d'évanouissement intercellulaire à grande échelle. Au lieu d'estimer uniquement les coefficients à grande échelle, la méthode utilise un estimateur de variance minimale non biaisée pour estimer le paramètre, qui est la somme des coefficients à grande échelle et la variance du bruit normalisée [12].

Dans ce qui suit nous allons présenter les estimateurs suivants :

- MMSE (Estimateur d'erreur quadratique moyenne minimum)
- LMMSE (Estimateur linéaire d'erreur quadratique moyenne minimum)
- LS (Estimateur de canal de moindre carré)

2.7.1 Estimation du canal MMSE (Estimateur d'erreur quadratique moyenne minimum) :

L'estimateur MMSE est donné par la fonction de perte $\ell(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}}(\mathbf{y})) = \|\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}(\mathbf{y})\|^2$ et minimise ainsi le MSE [3]

$$\mathbb{E}\{\|\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}(\mathbf{y})\|^2\} \quad (2.9)$$

Il est ensuite calculé comme suit :

$$\hat{\mathbf{x}}_{MMSE(\mathbf{y})} = \mathbb{E}\{\mathbf{x}|\mathbf{y}\} = \int_{\mathbf{x}} \mathbf{x} f(\mathbf{x}|\mathbf{y}) d\mathbf{x} \quad (2.10)$$

Où $f(\mathbf{x} | \mathbf{y})$ est le PDF (Probability Density Function) conditionnel de \mathbf{x} étant donné l'observation \mathbf{y} .

2.7.2 L'estimateur LMMSE (Estimateur linéaire d'erreur quadratique moyenne minimum) :

L'estimateur LMMSE (Estimateur linéaire d'erreur quadratique moyenne minimum) est l'estimateur bayésien qui minimise le MSE donné par :

$$E \left\{ \|X - \hat{X}(y)\|^2 \right\} \quad (2.11)$$

Sous la contrainte supplémentaire que l'estimateur est une fonction linéaire (ou affine) de l'observation. Plus précisément,

$$\hat{X}_{LMMSE}(y) = Ay + b \quad (2.12)$$

Où A et b sont sélectionnés conjointement pour minimiser le MSE [1].

Dans le cas de notre travail on a utilisé un seul UE et une BS à N antennes pour la simplification des calculs.

Soit $z \in \mathbb{C}^N$ le signal reçu par la BS :

$$z = h(d + \eta_t^{UE}) + \eta_r^{BS} + v \quad (2.13)$$

Où

- h : la réalisation actuelle du canal.
- $d \in \mathbb{C}$: un signal pilote déterministe (utilisé pour l'estimation de canal), ou un signal de données stochastique.
- v : est un processus ergodique qui comprend le bruit du récepteur indépendant v_{noise} ainsi que les interférences potentielles v_{interf} provenant d'autres transmissions simultanées.
- $\eta_t^{UE} \in \mathbb{C}$ et $\eta_r^{BS} \in \mathbb{C}$: bruits de distorsion indépendants au niveau de l'émetteur et du récepteur respectivement.

Dans notre travail nous introduisons les imperfections matérielles pour le calcul de l'estimateur d'erreur moyenne quadratique moyenne linéaire (LMMSE) de h (la réalisation actuelle du canal).

L'estimateur LMMSE de h à partir de l'observation de z dans (2.13) est donné par [2] :

$$\hat{h} = \underbrace{d^* R \bar{Z}^{-1}}_{\triangleq A} z \quad (2.14)$$

Où :

- \hat{h} : estimateur LMMSE

- $d \in \mathbb{C}$: signal pilote déterministe (utilisé pour l'estimation de canal), ou un signal de données stochastique.
- R : matrice de covariance des canaux
- \bar{Z} : matrice de covariance de z

$R_{diag} = \text{diag}(r_{11}, \dots, r_{NN})$ se compose des éléments diagonaux de R .

La matrice de covariance \bar{Z} de z est donnée par [2] :

$$\bar{Z} = p^{UE}(1 + k_t^{UE})R + p^{UE}k_r^{BS}R_{diag} + s + \sigma_{BS}^2\mathbf{I} \quad (2.15)$$

- $p^{UE} = |d|^2$ Puissance moyenné du signal pilote.
- k_t^{UE} Et k_r^{BS} : valeur du coefficient d'imperfection de l'équipement utilisateur et de la base station (niveau de dégradation).
- s : l'interférence.
- \mathbf{I} : matrice d'identité.
- $R_{diag} = \text{diag}(r_{11}, \dots, r_{NN})$ se compose des éléments diagonaux de R .
- σ_{BS}^2 : Variance de bruit au niveau de Bs.

Le MSE total donné par [2] :

$$\text{MSE} = \mathbb{E} \left\{ \left\| \hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h} \right\|_2^2 \right\} = \text{tr}(\mathbf{C}) \quad (2.16)$$

Où :

La matrice de covariance d'erreur est [2] :

$$\mathbf{C} = \mathbb{E} \left\{ (\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h})(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h})^H \right\} = \mathbf{R} - p^{UE}\mathbf{R}\bar{\mathbf{Z}}^{-1}\mathbf{R} \quad (2.17)$$

L'estimateur LMMSE a la forme $\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{A}\mathbf{z}$

Où \mathbf{A} minimise le MSE donné par [2] :

$$\text{MSE} = \text{tr}(\mathbf{R} - d\mathbf{A}\mathbf{R} - d^*\mathbf{R}\mathbf{A}^H + \mathbf{A}\bar{\mathbf{Z}}\mathbf{A}^H) \quad (2.18)$$

Le canal peut être décomposé en [2] :

$$\mathbf{h} = \hat{\mathbf{h}} + \boldsymbol{\epsilon} \quad (2.19)$$

Où $\hat{\mathbf{h}}$ est l'estimation LMMSE dans (2.14)

$\epsilon \in \mathbb{C}^{N \times 1}$: indique l'erreur d'estimation inconnue.

Contrairement à l'estimation conventionnelle avec un bruit gaussien indépendant, $\hat{\mathbf{h}}$ et ϵ ne sont ni gaussiens indépendants ni conjointement complexes, mais seulement non corrélés et ont une moyenne nulle.

L'erreur d'estimation est clairement une fonction décroissante de la puissance pilote $p^{UE} = |d|^2$, mais contrairement au cas matériel idéal, la variance d'erreur ne converge pas vers zéro lorsque $p^{UE} \rightarrow \infty$.

Il y a un plancher d'erreur strictement positif en raison des imperfections matérielles de l'émetteur-récepteur. Ainsi, une précision d'estimation parfaite ne peut pas être obtenue dans la pratique, même asymptotiquement. Le plancher d'erreur est caractérisé par la somme des niveaux de dégradations k_t^{UE} et k_r^{BS} dans le matériel émetteur et récepteur, respectivement. En termes de précision d'estimation, il est donc tout aussi important de disposer d'un matériel de haute qualité à la BS et à l'UE [2].

Le matériel non idéal présente également un plancher d'erreur lorsque R est non diagonal et lorsqu'il y a des interférences, la limite générale de puissance élevée est facilement calculée à partir de (2.14). En fait, les résultats sont valables pour toute distribution de canal et d'interférence à moyenne nulle avec les matrices de covariance R et S , car l'estimateur LMMSE et son MSE sont calculés en utilisant uniquement les deux premiers moments des distributions statistiques [2].

2.7.3 Estimateur de canal de moindre carré :

L'estimateur EW-MMSE (Element-Wise MMSE) n'utilise pas la matrice de corrélation spatiale complète, mais uniquement les éléments de la diagonale principale. Dans les cas où ces statistiques partielles sont inconnues ou peu fiables (par exemple, en raison de changements rapides dans la programmation de l'UE dans d'autres cellules), il pourrait être nécessaire de considérer des estimateurs qui ne nécessitent aucune information statistique préalable [3].

L'estimateur des moindres carrés (LS) a été utilisé à cet effet. Dans notre configuration, nous avons l'observation y_{ji}^p , qui contient le canal requis sous la forme de $\sqrt{p}l_i\tau_ph_{ii}^j$. L'estimation LS

de h_{li}^j est définie comme le vecteur \hat{h}_{li}^j , ce qui minimise l'écart au carré $\|y_{jli}^p - \sqrt{p}l_i\tau_p\hat{h}_{li}^j\|^2$. La valeur minimale est zéro et est atteinte lorsque :

$$\hat{h}_{li}^j = \frac{1}{\sqrt{Pl_i}\tau_p} y_{jli}^p \quad (2.20)$$

Ceci est un estimateur linéaire avec

$$A_{li}^j = \frac{1}{\sqrt{Pl_i}\tau_p} I_M \quad (2.21)$$

La matrice étant diagonale, la complexité de calcul de chaque bloc cohérent est proportionnelle à M_j . La matrice A_{li}^j ne dépend pas de manière significative des statistiques de canal, mais elle dépend de la puissance de transmission. Lorsque les statistiques changent, l'UE peut changer la puissance de transmission [3].

2.7.4 Comparaison des trois estimateurs [14,15] :

La qualité des estimateurs s'exprime par leur convergence, leur biais, leur efficacité et leur robustesse.

- Dans les statistiques et le traitement du signal, un estimateur d'erreur quadratique moyenne minimale (MMSE) est une méthode d'estimation qui minimise l'erreur quadratique moyenne (MSE), qui est une mesure courante de la qualité de l'estimateur, des valeurs ajustées d'une variable dépendante, et est un estimateur Très complexe. Dans le cadre bayésien, le terme MMSE se réfère plus spécifiquement à l'estimation avec la fonction de perte quadratique. Les estimateurs MMSE sont optimaux en espérance sur l'ensemble de tous les processus stochastiques avec les mêmes statistiques de second ordre.
- Les estimateurs des moindres carrés (LS) minimisent l'erreur sur un bloc de données donné - Dans les applications de traitement du signal, le bloc de données est de longueur finie période de temps. Aucune garantie quant à l'optimalité sur d'autres ensembles de données ou d'autres processus stochastiques. L'algorithme LS des moindres carrés est une technique d'estimation de canal

célèbre en raison de sa mise en œuvre simple et adéquate dans un récepteur pour les SNR élevés, mais il présente un inconvénient de mauvaises performances pour les SNR faibles.

- Les estimateurs MMSE linéaires (LMMSE) sont un choix populaire car ils sont faciles à utiliser, faciles à calculer et très polyvalents. Il a donné lieu à de nombreux estimateurs populaires, Un avantage d'un estimateur MMSE linéaire est qu'il n'est pas nécessaire de calculer explicitement la fonction de densité de probabilité postérieure de x . Un tel estimateur linéaire ne dépend que des deux premiers moments de x et y . Ainsi, même s'il peut être commode de supposer que x et y sont conjointement gaussiens, il n'est pas nécessaire de faire cette hypothèse.
- LMMSE est connu pour avoir de meilleures performances plutôt que l'algorithme LS pour les bas SNR, mais il a besoin de certains paramètres comme la matrice d'autocovariance du canal et la valeur de rapport signal sur bruit (SNR).

2.8 Impact de la longueur du pilote

L'estimateur LMMSE dans notre cas considère un signal pilote scalaire d , qui est suffisant pour exciter toutes les dimensions de canal N dans l'UL pour dériver des limites inférieures sur les capacités UL et DL.

Avec un matériel idéal et une contrainte d'énergie pilote totale, un signal pilote scalaire est également suffisant pour minimiser le MSE.

En revanche, nous avons des contraintes énergétiques matérielles et par symbole non idéales dans ce travail. Dans ce cas, nous pouvons améliorer le MSE en augmentant la longueur du pilote.

Supposons que nous utilisons un signal pilote $d \in \mathbb{C}^{1 \times B}$ qui s'étend sur $1 \leq B \leq T_{pilot}^{UL}$ utilisations de canal où chaque élément de d a une norme carrée p^{UE} . Une approche d'estimation simple serait de calculer B estimations LMMSE distinctes, $\hat{h}_i = h - \epsilon_i$ pour $i = 1, \dots, B$. En faisant la moyenne, on obtient [2] :

$$\hat{h} = \frac{1}{B} \sum_{i=1}^B \hat{h}_i = h - \frac{1}{B} \sum_{i=1}^B \epsilon_i \quad (2.22)$$

Si les bruits de distorsion sont temporellement non corrélés et distribués à l'identique, le MSE de l'estimation $\hat{\mathbf{h}}$ est :

$$\mathbb{E} \left\{ \left(\frac{1}{B} \sum_{i=1}^B \epsilon_i \right)^H \left(\frac{1}{B} \sum_{j=1}^B \epsilon_j \right) \right\} = \frac{\text{tr}(c)}{B} \quad (2.23)$$

Par conséquent, le MSE tend vers zéro avec $1/B$ lorsque nous augmentons la longueur pilote B , bien que le MSE par utilisation de canal pilote soit limité par le plancher d'erreur non nul [2].

Ceci est intéressant parce qu'un signal pilote à énergie Bp^{UE} présente un plancher de bruit, alors que le signal pilote B à énergie p^{UE} par signal ne le montre pas. Cela contraste avec le cas du matériel idéal, où le MSE est exactement le même dans les deux cas.

Nous soulignons que $B \leq T_{coher}$ et donc qu'il y a toujours un plancher d'erreur d'estimation pour le matériel non idéal. Nous pouvons, tout au plus, réduire le plancher par un facteur $1/T_{coher}$ en augmentant la longueur pilote [2].

2.9 Conclusion :

Nous avons donné dans ce chapitre un aperçu général sur l'estimation des canaux en MIMO massif. Pour l'évaluation des performances du système MIMO massif présenté dans ce mémoire, nous avons étudié les différentes méthodes d'estimation de canal dans le système TDD (MMSE, LMMSE, LS), la transmission pilote en liaison montante, l'information sur l'état du canal (CSI), l'impact de la longueur du pilote, et les imperfections matérielles de l'émetteur-récepteur.

On a vu que l'estimation des canaux à la BS est essentielle pour atteindre le plein potentiel du système MIMO massif. Ceci est généralement accompli en utilisant une transmission pilote UL.

De plus, nous avons vu qu'il y a toujours un plancher d'erreur d'estimation pour le matériel non idéal et pour le réduire on augmente la longueur pilote.

Dans le chapitre suivant, nous allons réaliser les différentes simulations d'erreur d'estimation de canal pour mieux quantifier les résultats théoriques présentés dans ce chapitre.

3 Chapitre 3 : Résultats et Simulations

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter les résultats de quelques simulations que nous avons réalisées dans notre projet de fin d'études. Nous nous sommes basés essentiellement sur les références [2] et [3]. Pour mieux comprendre l'effet des imperfections matérielles et l'effet de la longueur du pilote sur l'erreur d'estimation du canal nous nous sommes inspirés des exemples numériques présentés dans les articles suscités. Pour ce faire nous avons analysé ces erreurs d'estimation en faisant varier quelques paramètres tels que le SNR, le nombre d'antennes, les niveaux d'imperfections matérielles et la longueur du pilote. Dans le travail présenté dans ce chapitre et pour la simplicité, nous avons considéré un nombre N d'antennes de la BS et un seul UE. Notre but est de bien cerner la manière dont on peut optimiser la technique MIMO massive qui est déjà utilisée dans la technologie 5G. Les différents résultats des simulations ont été obtenus en utilisant le logiciel Matlab.

3.2 Effet de la variation du SNR sur l'erreur d'estimation du canal :

Dans cette section nous allons présenter les résultats des simulations en faisant varier pour une plage de valeurs du SNR [0, 50] dB les paramètres suivants :

- Les imperfections matérielles
- Le coefficient de corrélation
- Le nombre d'antennes

Nous considérons N -antennes au niveau de la BS et aucune interférence (c'est-à-dire $S = 0$). La matrice de covariance de canal R est générée par le modèle de corrélation exponentielle, ce qui signifie que le $(i ; j)$ -ème élément de R est donné par [2] :

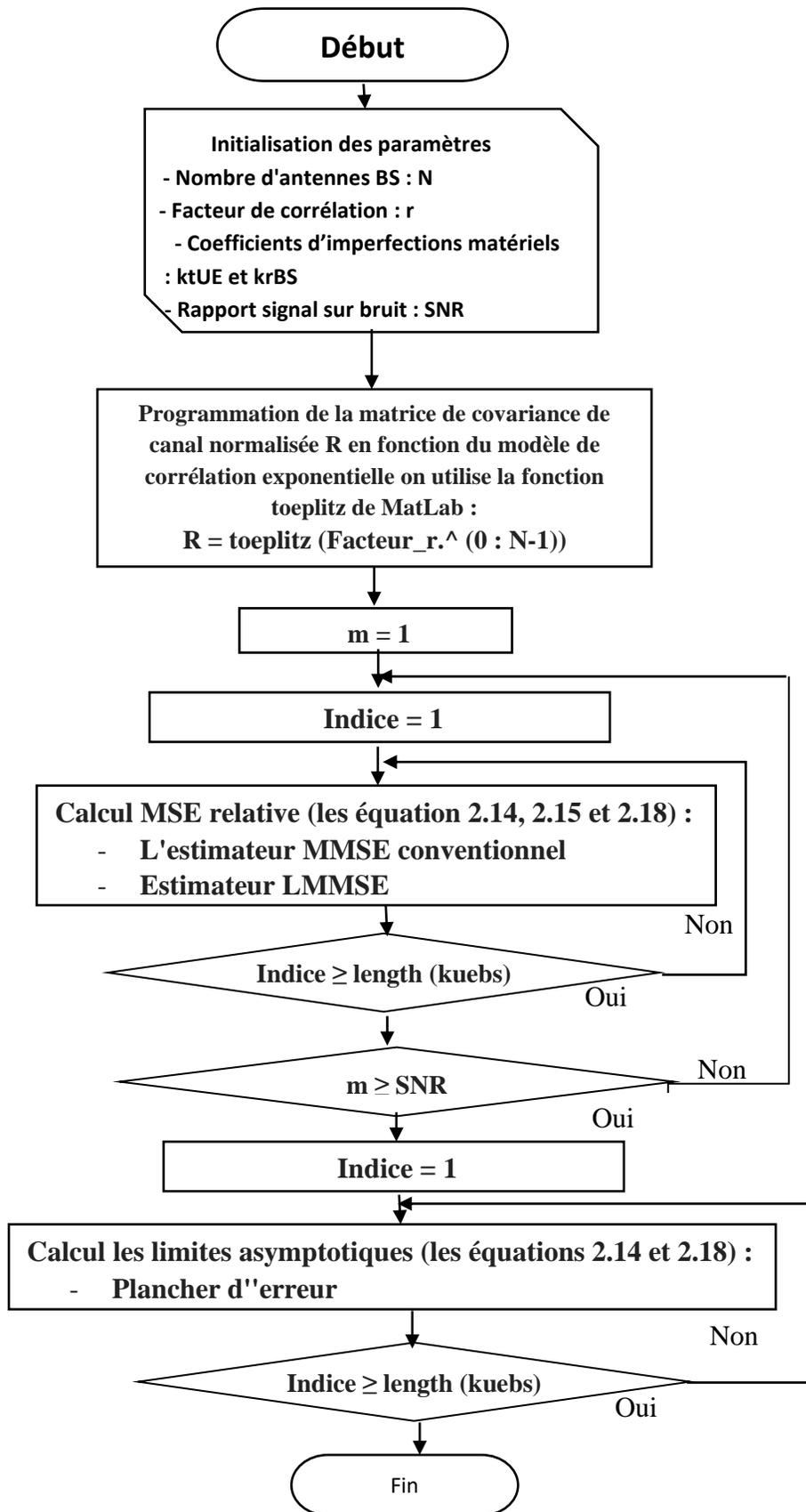
$$[R]_{i,j} = \begin{cases} \delta r^{j-i}, & i \leq j, \\ \delta (r^{i-j})^*, & i > j, \end{cases} \quad (3.1)$$

Où :

- δ est un facteur d'échelle arbitraire que nous avons pris égal à un
- L'indice j représente le nombre N d'antennes de la BS ;
- i est le nombre de l'équipement utilisateur (user Equipment : UE), qu'on suppose égal à 1.

Ce modèle décrit essentiellement un réseau linéaire uniforme (ULA) où le facteur de corrélation entre les antennes adjacentes est donné par $|r|$ (pour $0 \leq |r| \leq 1$).[2]

Les étapes de la première simulation sont données dans l'organigramme suivant :



3.2.1 Erreur d'estimation relative par élément d'antenne pour l'estimateur LMMSE et l'estimateur MMSE conventionnel.

Nous allons voir l'erreur d'estimation relative par élément de canal, $MSE_{rel} = \frac{MSE}{tr(R)}$, en fonction du SNR moyen dans la liaison 'UL, défini comme :

$$SNR^{UL} = p^{UE} \frac{tr(R)}{N\sigma_{BS}^2} \quad (3.2)$$

Nous comparons l'estimateur LMMSE avec l'estimateur MMSE conventionne imperfection-ignorer.

a. L'Effet de la variation des Imperfections matérielles sur l'erreur de l'estimation de canal :

Pour cette simulation nous avons pris comme paramètres :

- Plage de valeurs du SNR : [0, 50] dB
- Nombre d'antennes : $N = 25$
- Coefficient de corrélation : $r = 0.7$
- Imperfections matérielles : $k_t^{UE} = k_r^{BS} = [0 \ 0.01^2 \ 0.15^2 \ 0.2^2]$.

La figure3.1 de cette simulation représente l'erreur d'estimation relative par élément de canal en fonction du SNR moyen dans la liaison UL pour différentes valeurs des imperfections matérielles

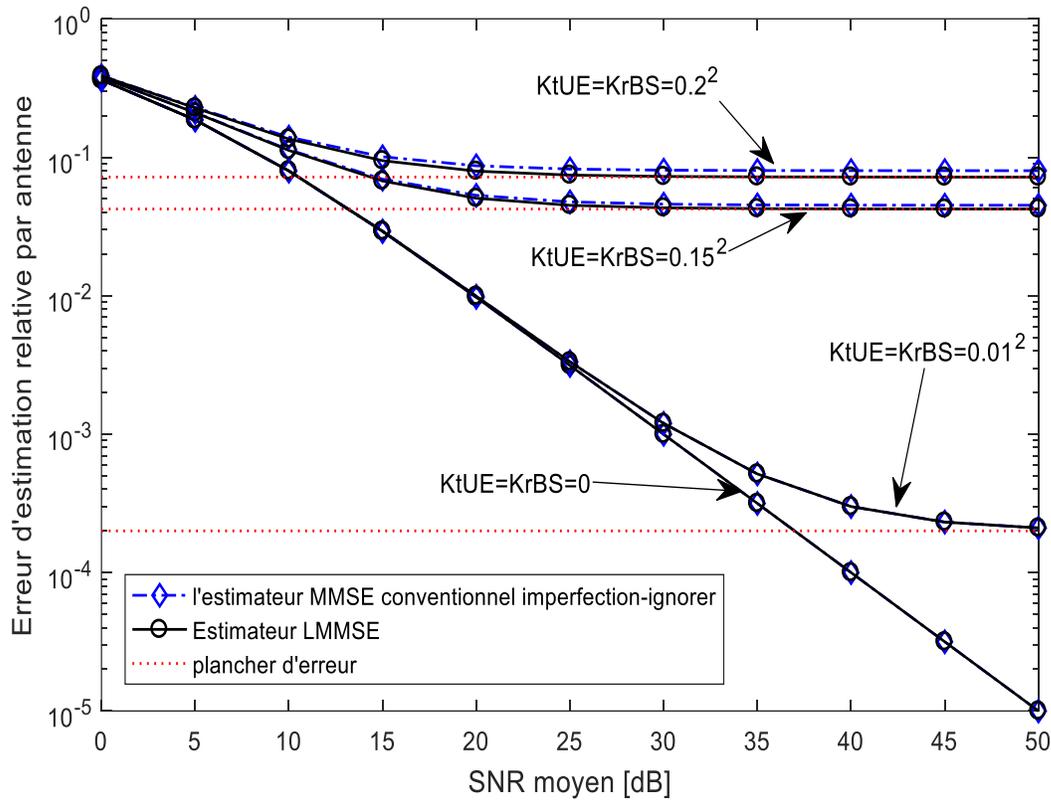


Figure 3. 1: l'erreur d'estimation relative par élément de canal en fonction du SNR moyen dans L'UL

Nous observons qu'il y a des niveaux d'erreur différents de zéro à des SNR élevés. Le plancher d'erreur (ligne horizontale) augmente avec les niveaux de dégradation.

Les différentes courbes de l'erreur d'estimation de canal commencent toutes d'un même point pour la valeur du SNR = 0dB. On remarque que les courbes atteignent les planchers d'erreurs respectives à partir d'un SNR égal à 20dB approximativement.

On constate aussi que la courbe de l'estimateur MMSE conventionnel Imperfection-Ignorer est très proche de celle de l'estimateur LMMSE. Cela indique que bien que les dégradations matérielles affectent grandement les performances d'estimation, cela n'apporte que des changements mineurs à la structure de l'estimateur optimal.

Les imperfections matérielles augmentent l'erreur relative de l'estimation du canal. Nous constatons que l'erreur d'estimation relative par antenne est la plus grande pour $k_t^{UE} = k_r^{BS} = 0.2^2$.

b. L'Effet de la variation du coefficient de corrélation sur l'erreur de l'estimation de canal :

Pour cette simulation nous avons pris comme paramètres :

- Plage de valeurs du SNR : [0, 50] dB
- Nombre d'antennes : $N = 25$
- Imperfections matérielles : $k_t^{UE} = k_r^{BS} = 0.2^2$.
- Coefficient de corrélation : $r = [0.1 \ 0.5 \ 0.7 \ 0.9]$,

La figure 3.2 représente l'influence du coefficient de corrélation r sur l'erreur d'estimation relative par antenne en fonction du SNR moyen

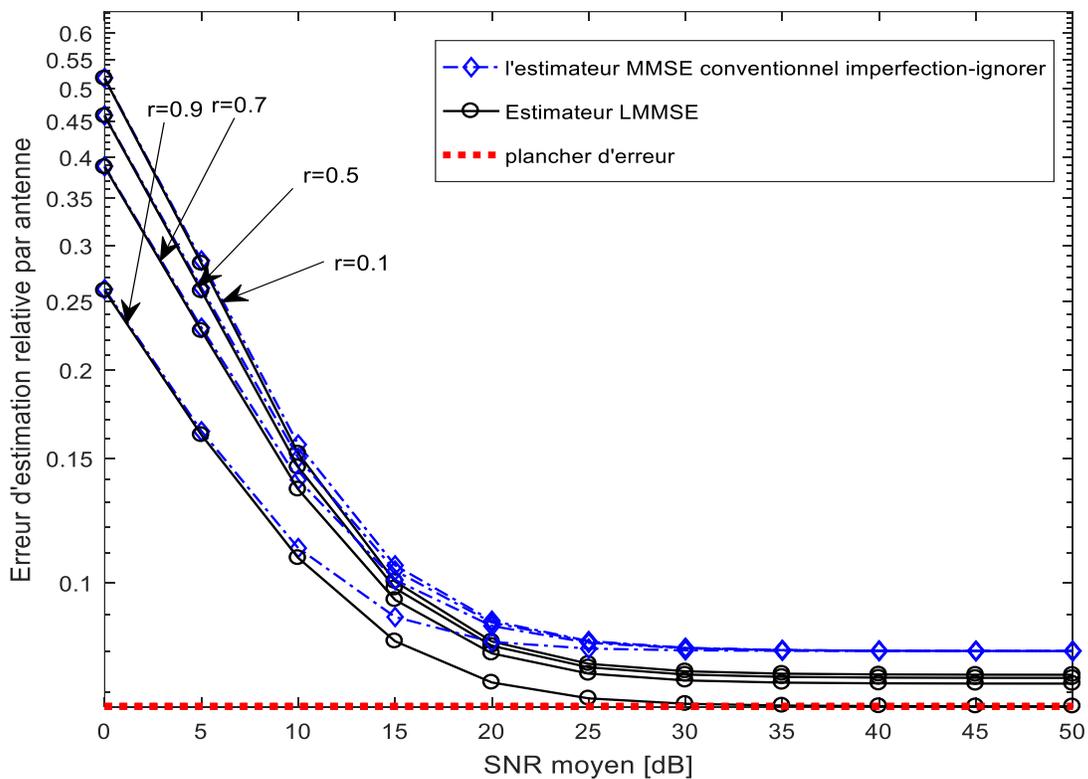


Figure 3. 2: l'erreur d'estimation relative par élément de canal en fonction du SNR moyen avec des différents coefficients de corrélation

La figure 3.2 montre que les courbes de l'erreur d'estimation du canal varient d'une manière hyperbolique en fonction du SNR. Pour un SNR = 0 dB, les courbes commencent en différents points.

Nous remarquons ici que plus on augmente le coefficient de corrélation, plus l'erreur d'estimation relative diminue avec le SNR.

L'erreur d'estimation est très proche du plancher à partir de la valeur du SNR de la liaison montante atteignant 25–30 dB, Ce qui nous indique que nous avons besoin d'un SNR de liaison montante d'au moins 25 dB pour utiliser pleinement le MIMO massif.

c. L'Effet de la variation du nombre d'antennes sur l'erreur de l'estimation de canal :

Pour cette simulation nous avons pris comme paramètres :

- Plage de valeurs du SNR : [0, 50] dB.
- Imperfections matérielles : $k_t^{UE} = k_r^{BS} = 0.2^2$.
- Coefficient de corrélation : $r = 0.7$.
- Nombre d'antennes : $N = [25 \ 50 \ 100 \ 150 \ 200]$.

La figure 3.3 représente l'influence du nombre d'antenne N sur l'erreur d'estimation relative par antenne en fonction du SNR moyen.

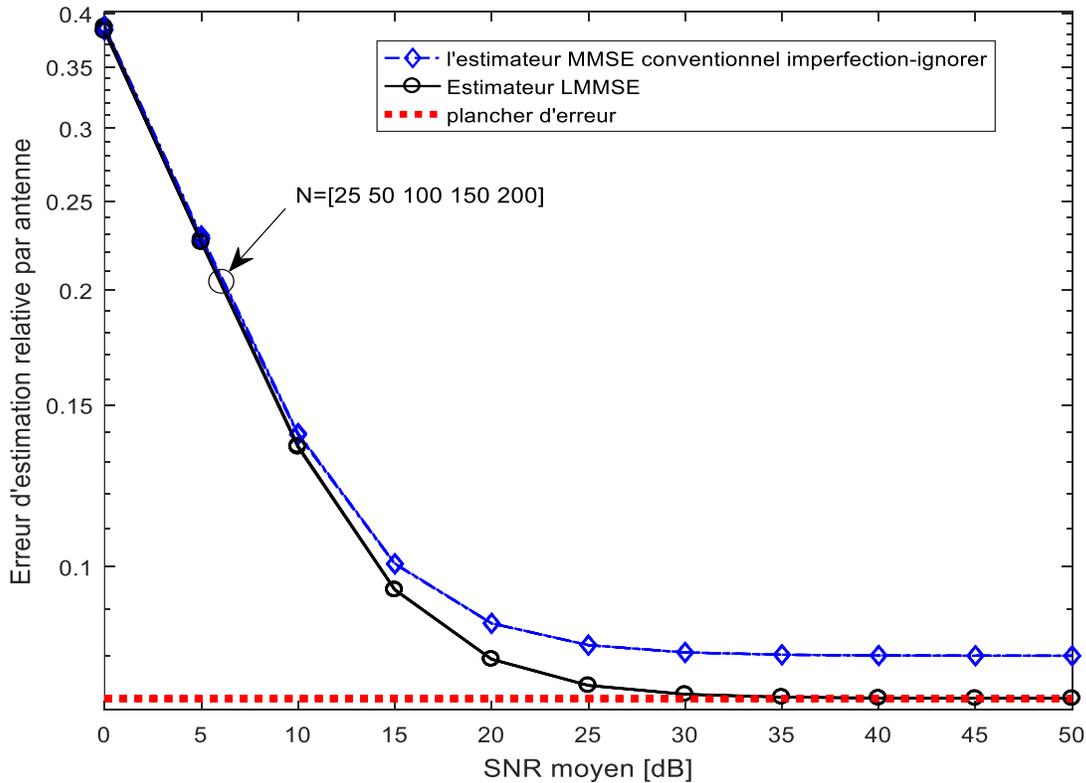


Figure 3. 3: l'erreur d'estimation relative par élément de canal en fonction du SNR moyen avec des différents Nombre d'antenne

Nous remarquons ici que les courbes de l'erreur d'estimation du canal diminuent d'une manière hyperbolique en fonction du SNR. Dans ce cas la variation du nombre d'antennes pour les mêmes valeurs des autres paramètres n'influe pas sur l'erreur d'estimation du canal. Donc on peut affirmer que la précision de l'estimation du canal dans l'UL est indépendante de N.

Nous constatons également que l'estimateur LMMSE donne de meilleurs résultats que l'estimateur MMSE conventionnel pour les SNR élevés (à partir de 15dB environ).

3.3 L'impact de la longueur du pilote et de la dégradation matérielle sur l'erreur de l'estimation de canal

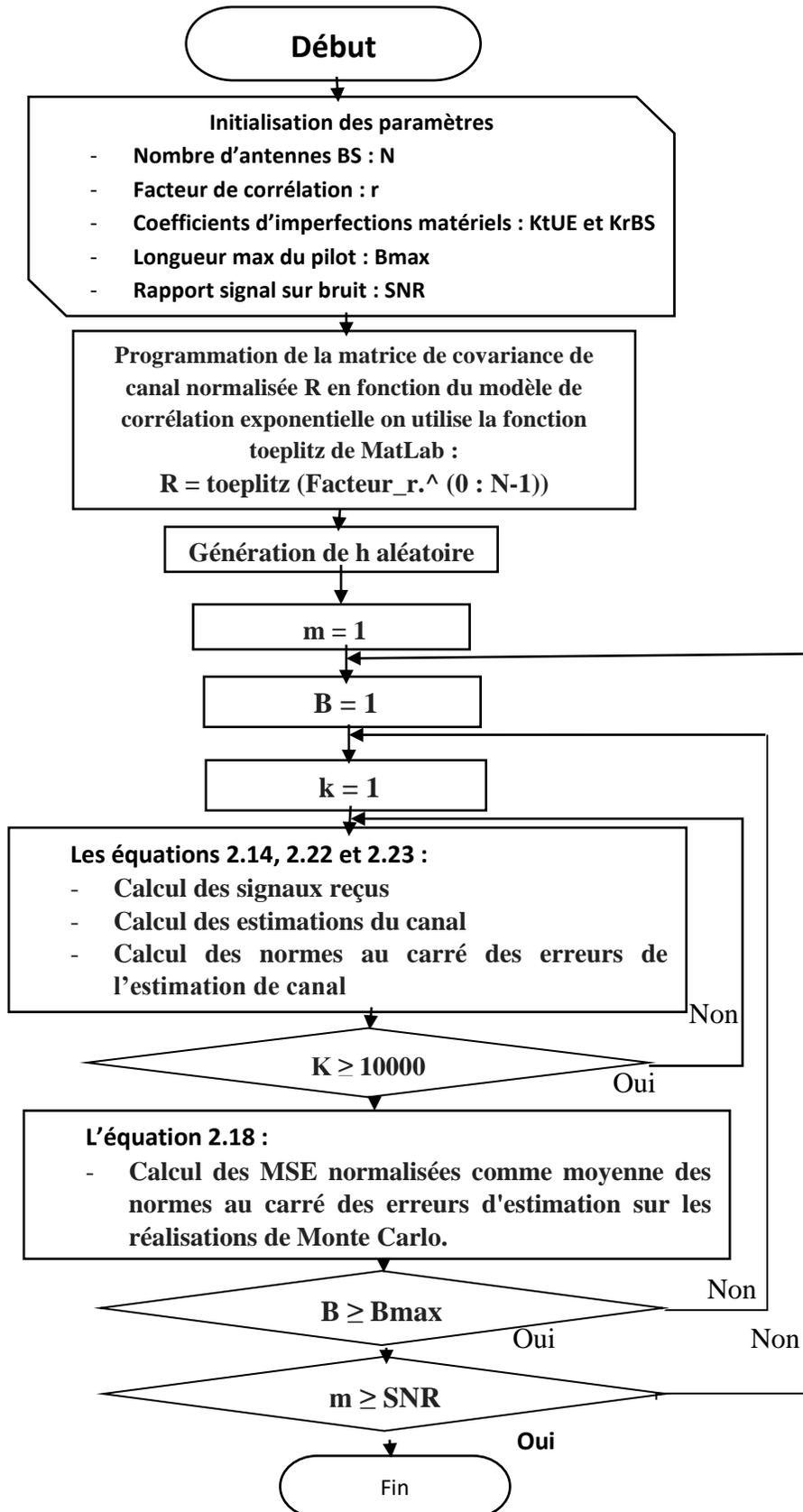
Dans cette section nous allons présenter les résultats obtenus des différentes simulations sur l'erreur d'estimation par élément d'antenne pour l'estimateur LMMSE en fonction de la longueur du pilote B en faisant varier quelques paramètres tels que le nombre d'antennes et le SNR. Nous considérons aussi le cas avec un matériel idéal pour une éventuelle comparaison des résultats.

Dans ces simulations nous fixons les niveaux de dégradations à $k_t^{UE} = k_r^{BS} = 0.2^2$.

Nous considérons les deux types de distorsion à savoir : bruits de distorsion non corrélés dans le temps et entièrement corrélés. Ce dernier signifie que les réalisations du bruit de distorsion sont les mêmes pour toutes les utilisations du canal B, puisque le même signal pilote est toujours déformé de la même manière [2].

Les statistiques de canal et d'interférence sont, $S = 0$ et R est donné par le modèle de corrélation exponentielle dans (3.1) avec ($r = 0.7$).

Les étapes de la deuxième simulation sont données dans l'organigramme suivant :



a. Effet de la variation du SNR sur l'erreur de l'estimation de canal :

Pour cette simulation nous avons pris comme paramètres :

- SNR : 5dB et 40 dB.
- Imperfections matérielles : $k_t^{UE} = k_r^{BS} = 0.2^2$.
- Coefficient de corrélation : $r = 0.7$.
- Nombre d'antennes : $N = 25$.

La figure 3.4 montre les résultats obtenus pour les paramètres cités ci-dessus. Elle représente l'erreur d'estimation relative par élément de canal en fonction de la longueur du pilote.

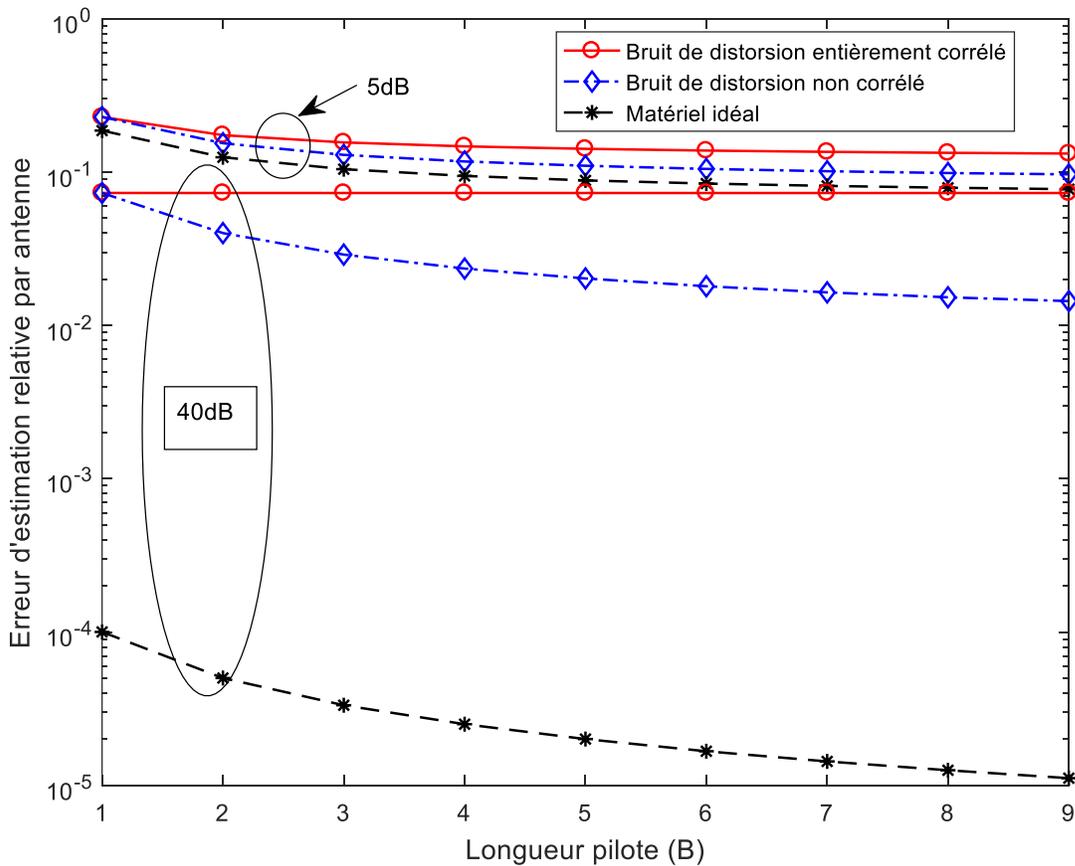


Figure 3. 4: l'erreur d'estimation relative par élément de canal en fonction du la longueur du pilote avec $N=25$ et $SNR_{dB} = [5 \ 40]$

Nous remarquons qu'à un faible SNR de 5 dB, les courbes avec un matériel idéal ou avec des bruits de distorsions corrélés ou non corrélés sont très proches. Les dégradations du matériel ont peu d'impact. Nous constatons qu'il y a une diminution de l'erreur d'estimation (environ 0.05) en augmentant la longueur du pilote.

A un SNR élevé de 40 dB, la corrélation temporelle a un impact important. Nous remarquons qu'il n'y a pas d'améliorations dans le cas d'un bruit de distorsion entièrement corrélé,

Dans le cas non corrélé, le bruit de distorsion peut également être atténué en augmentant la longueur B du pilote.

Dans le cas de matériel idéal, on remarque bien qu'il y a une diminution significative de l'erreur d'estimation relative, ce qui est logique.

b. Effet de la variation du nombre d'antennes sur l'erreur de l'estimation de canal :

Pour cette simulation nous avons pris comme paramètres :

- SNR : 40 dB
- Imperfections matérielles : $k_t^{UE} = k_r^{BS} = 0.2^2$.
- Coefficient de corrélation : $r = 0.7$.
- Nombre d'antennes : $N = [50 \ 100 \ 200]$.

Les figures 3.5, 3.6 et 3.7 représentent l'erreur d'estimation relative par élément de canal en fonction de la longueur du pilote avec différents nombres d'antennes N.

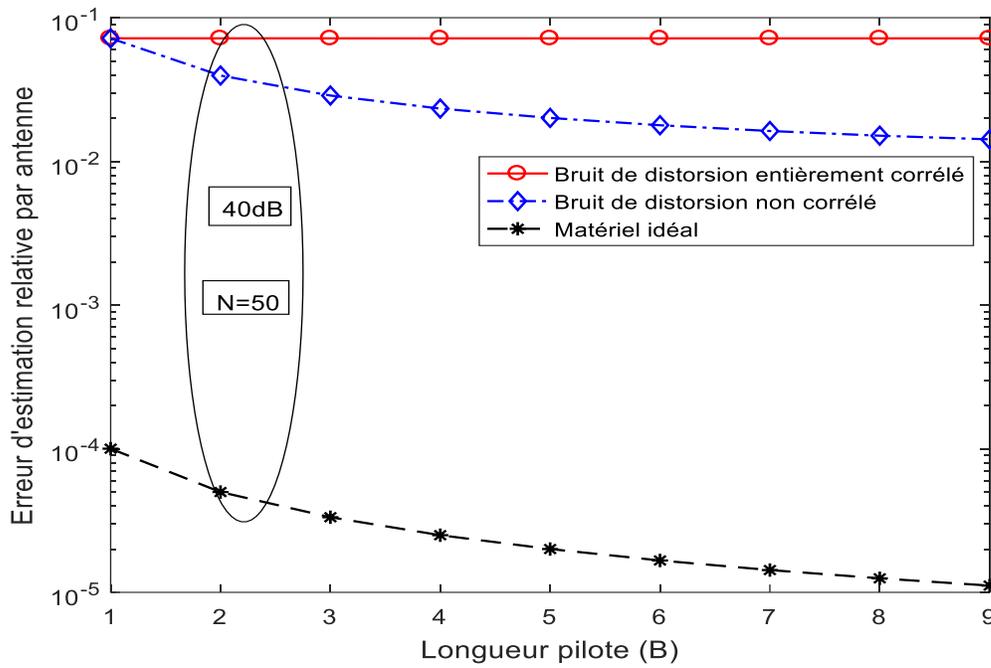


Figure 3. 5: l'erreur d'estimation relative par élément de canal en fonction du la longueur du Pilote avec N=50

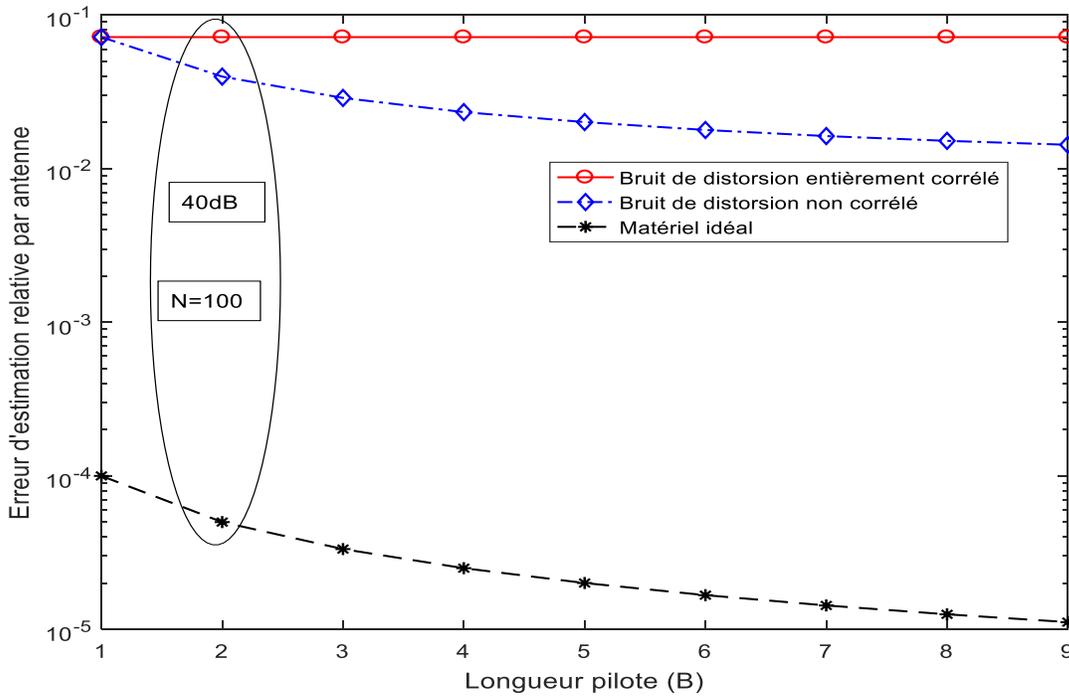


Figure 3. 6: l'erreur d'estimation relative par élément de canal en fonction du la longueur du Pilote avec N=100

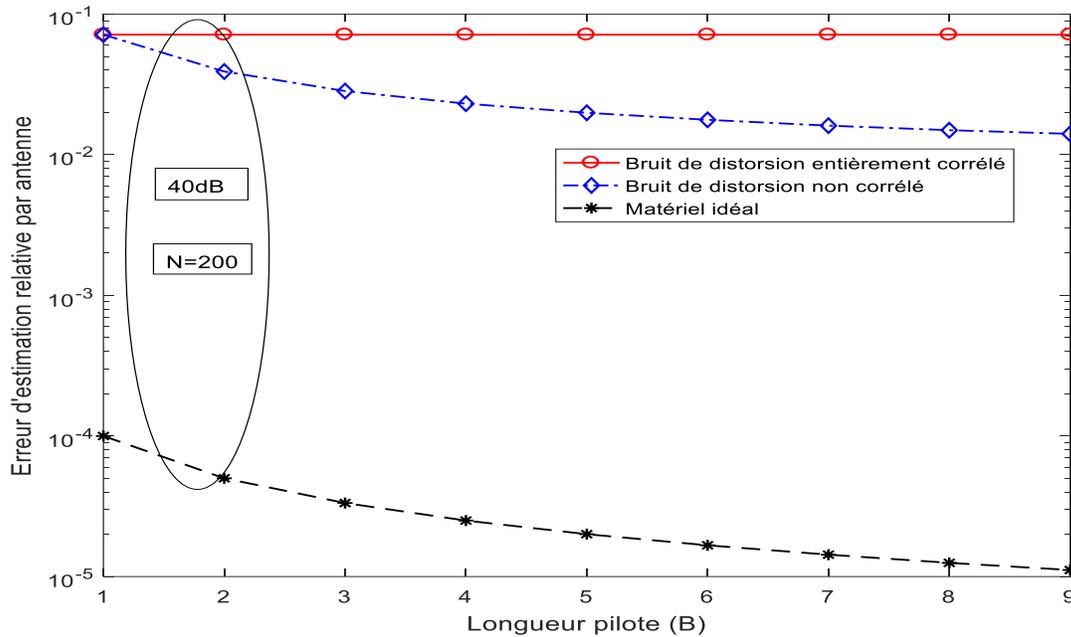


Figure 3. 7: l'erreur d'estimation relative par élément de canal en fonction de la longueur du Pilote avec N=200

Dans cette simulation nous obtenons exactement des résultats identiques pour différentes valeurs du nombre d'antennes. Nous pouvons conclure que la précision de l'estimation dans l'UL est indépendante de N.

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats de quelques simulations que nous avons effectués afin d'étudier les performances de l'erreur d'estimation du canal dans la liaison UL en considérant un nombre d'antennes N de la station de base (BS) et un seul utilisateur d'équipement en se basant sur les références [2] et [3]. Pour ce faire nous avons fait varier quelques paramètres tels que les imperfections matérielles, le facteur de corrélation et le nombre d'antennes de la station de base. Les résultats obtenus montrent que :

- Il existe un plancher d'erreur strictement positif en raison des déficiences matérielles de l'émetteur-récepteur

- Les imperfections matérielles augmentent l'erreur relative de l'estimation du canal. Nous constatons que l'erreur d'estimation relative par antenne est la plus grande pour $k_t^{UE} = k_r^{BS} = 0.2^2$.
- Les dégradations matérielles apportent des changements mineurs à la structure de l'estimateur optimal.
- Plus on augmente le coefficient de corrélation, plus l'erreur d'estimation relative diminue.
- La précision de l'estimation dans l'UL est indépendante de N.
- Le bruit de distorsion peut également être atténué en augmentant la longueur pilote.
- Il est nécessaire d'avoir un SNR de liaison montante d'au moins 20 dB pour utiliser pleinement le MIMO massif.

Conclusion Générale

Le système MIMO massif à entrées multiples et à sorties multiples (Massive MIMO) est une technologie potentielle pour les réseaux de communication cellulaire 5G et au-delà en raison de ses avantages substantiels en termes d'efficacité spectrale et d'efficacité énergétique. Ces avantages sont une conséquence de l'équipement de la station de base (BS) avec un nombre assez important d'éléments d'antennes, entraînant ainsi un multiplexage spatial important.

Afin de nous imprégner de cette technologie et de comprendre quelques-uns de ses aspects théoriques, nous avons, dans le cadre de ce projet de fin d'études, étudié l'effet des imperfections matérielles sur l'erreur relative d'estimation de canal dans la liaison montante (UL) entre l'équipement utilisateur et la station de base.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté les différents éléments de MIMO massif pour pouvoir évaluer dans ce mémoire les performances de cette technologie.

Dans le deuxième chapitre nous avons étudié l'estimation des canaux en MIMO massif. Nous avons aussi présenté l'estimation des canaux dans les systèmes TDD et dans les systèmes FDD pour la transmission en liaison montante et en liaison descendante. Ensuite nous avons présenté les imperfections matérielles de l'émetteur-récepteur.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté les résultats de quelques simulations que nous avons réalisées dans notre projet de fin d'études en utilisant le logiciel Matlab. Nous avons analysé les erreurs relatives d'estimation du canal en faisant varier quelques paramètres tels que le SNR, le nombre d'antennes, les niveaux d'imperfections matérielles et la longueur du pilote. Dans le travail présenté dans ce chapitre et pour la simplicité, nous avons considéré un nombre N d'antennes de la BS et un seul UE. Les différents résultats obtenus à partir de ces simulations sont les suivantes :

- Il existe un plancher d'erreur strictement positif en raison des déficiences matérielles de l'émetteur-récepteur
- Les imperfections matérielles augmentent l'erreur relative de l'estimation du canal. Nous constatons que l'erreur d'estimation relative par antenne est la plus grande pour $k_t^{UE} = k_r^{BS} = 0.2^2$.
- Les dégradations matérielles apportent des changements mineurs à la structure de l'estimateur optimal.
- Plus on augmente le coefficient de corrélation, plus l'erreur d'estimation relative diminue.
- La précision de l'estimation dans l'UL est indépendante de N.
- Le bruit de distorsion peut également être atténué en augmentant la longueur pilote.
- Il est nécessaire d'avoir un SNR de liaison montante d'au moins 20 dB pour utiliser pleinement le MIMO massif.

Comme perspective nous proposons de faire par exemple la même étude présentée dans ce mémoire avec un nombre d'UE supérieur à un. Et/ou d'introduire les interférences entre utilisateurs.

Bibliographie

- [1] D. C. Araújo, T. Maksymyuk, A. L. F. de Almeida, T. Maciel, J. C. M. Mota and M. Jo, "Massive MIMO : survey and future research topics," in IET Communications, vol. 10, no. 15, pp. 1938-1946, 13 10 2016, doi : 10.1049/iet-com.2015.1091.
- [2] E. Björnson, J. Hoydis, M. Kountouris and M. Debbah, "Massive MIMO Systems with Non-Ideal Hardware: Energy Efficiency, Estimation, and Capacity Limits," in IEEE Transactions on Information Theory, vol. 60, no. 11, pp. 7112-7139, Nov. 2014, doi: 10.1109/TIT.2014.2354403.
- [3] Björnson, Emil, Jakob Hoydis, and Luca Sanguinetti. "Massive MIMO networks: Spectral, energy, and hardware efficiency." Foundations and Trends® in Signal Processing, vol. 11, no. 3-4, pp. 154–655, 2017. ISBN: 978-1-68083-365-2 c 2017.
- [4] Marwa Chouk. "Annulation des interférences inter-cellulaires pour les systèmes MIMO massif dans les réseaux hétérogènes 5G.". Mémoire de maîtrise. Université Laval, © Marwa Chouk, 2019.
- [5] C. Ketfi, "Réseau 5G : déploiement, fonctionnement, usages et smartphones compatibles", Humanoid © 2020 – Frandroid. https://www.frandroid.com/telecom/488716_reseau-5g-tout-ce-qui-va-changer-quels-usages-et-pourquoi-la-technologie-est-importante.
- [6] Marzetta, T., Larsson, E., Yang, H., & Ngo, H. (2016). "Fundamentals of Massive MIMO". Cambridge: Cambridge University Press. doi :10.1017/CBO9781316799895.
- [7] Fei Hu., "Opportunities in 5G Networks A Research and Development Perspective ", 2016 by CRC press. <https://doi.org/10.1201/b19698>.
- [8] Jiarui Wu , "Research on Massive MIMO Key Technology in 5G ", IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, Volume 466, 2018 the 2nd annual International Conference on Cloud Technology and Communication Engineering 17–19 August 2018, Nanjing, China .
- [9] Hien Quoc Ngo. Massive MIMO: Fundamentals and System Designs, Linköping University Electronic Press, 2015.
- [10] Hassan, Noha & Fernando, Xavier "Massive MIMO wireless networks: An overview". *Electronics* 2017, 6(3), 63; <https://doi.org/10.3390/electronics6030063>.

[11] de Figueiredo, F.A.P.; Cardoso, F.A.C.M.; Moerman, I.; Fraidenraichz, G. "On the Application of Massive MIMO Systems to Machine Type Communications". Preprints 2018, 2018120100 (doi: 10.20944/preprints201812.0100.v1).

[12] Vani Devi M. Weighted Nuclear Norm Minimization Method for Massive MIMO Low Rank Channel Estimation Problem. Indian Institute of Space Science and Technology.2018. <http://hdl.handle.net/10603/195504>.

[13] H. Q. Ngo and E. G. Larsson, "Blind estimation of effective downlink channel gains in Massive MIMO," in Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Brisbane, Australia, April 2015, submitted.

[14] J. McNames, "Least square". Portland State University. ECE 539/639 ver 1.02. <http://web.cecs.pdx.edu/~ssp/Slides/LeastSquaresx4.pdf>.

[15] D. Neumann, T. Wiese and W. Utschick, "Learning the MMSE Channel Estimator," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 66, no. 11, pp. 2905-2917, 1 June 2018, doi: 10.1109/TSP.2018.2799164.