الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة أبي بكر بلقايد – تلمسان –
Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –
Faculté de TECHNOLOGIE

MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Télécommunications

Spécialité : Réseaux et Télécommunications

Par : HADJAM WIAM

Sujet

Analyse des performances d'un système Massive MIMO assisté par des surfaces intelligentes reconfigurables (RIS) pour les réseaux 5G/6G

Soutenu publiquement, le 15 /06/2026, devant le jury composé de :

BENDIMERAD Fethi Tari	Professeur émérite	Université de Tlemcen	Président
GOURARI Fatima	MCB	Université de Tlemcen	Examinatrice
BOUACHA Abdelhafid	Professeur	Université de Tlemcen	Encadrant

Année universitaire : 2025/2026

Remerciement

Avant tout, je remercie Allah le Tout-Puissant de m'avoir accordé la santé, la force, la patience et la détermination nécessaires pour mener à bien ce travail.

J'adresse mes plus sincères remerciements à mon encadreur, **Mr. BOUACHA**, pour sa disponibilité, son accompagnement, ses précieux conseils et son soutien constant tout au long de la réalisation de ce mémoire. Ses orientations et son expertise ont été d'une aide précieuse dans l'aboutissement de ce travail.

Je tiens également à remercier les membres du jury pour l'honneur qu'ils me font en acceptant d'examiner et d'évaluer ce mémoire.

Je souhaite exprimer ma plus profonde gratitude à ma mère, qui a consacré sa vie à notre éducation et à notre réussite. Grâce à son amour, ses sacrifices, sa patience et ses encouragements permanents, j'ai pu poursuivre mes études et atteindre cet objectif. Aucun mot ne saurait exprimer pleinement ce que je lui dois.

J'ai également une pensée émue pour mon père disparu, dont le souvenir demeure vivant dans mon cœur. Son amour, ses conseils et les valeurs qu'il m'a transmises continueront à m'accompagner tout au long de ma vie.

Enfin, j'adresse mes remerciements à toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce mémoire.

À toutes et à tous, merci du fond du cœur.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail,
À la mémoire de mon très cher père,

Ton départ a laissé un vide immense dans ma vie, mais ton amour, ton éducation et les valeurs que tu m'as transmises continuent de guider chacun de mes pas. J'aurais tant souhaité te voir partager ce moment de joie et de fierté. Que Dieu t'accorde Sa miséricorde infinie et t'accueille dans Son vaste paradis.

À ma très chère mère,

Aucune expression ne pourra traduire toute ma reconnaissance et mon amour envers toi. Tu as été mon soutien, ma force et mon refuge dans les moments les plus difficiles. Par tes sacrifices, ton courage, ta patience et ton affection, tu m'as permis d'avancer et de réaliser ce rêve. Ce travail est avant tout le tien.

À mes chères sœurs,

Pour leur amour, leur présence, leurs encouragements et leur soutien tout au long de mon parcours.

À toute ma famille,

Pour leur confiance et leurs prières qui m'ont accompagnée durant toutes ces années.

À tous ceux qui m'ont soutenue, encouragée et aidée de près ou de loin.

WIAM HADJAM

Résumé

Ce mémoire porte sur l'intégration des surfaces intelligentes reconfigurables (RIS) dans les systèmes Massive MIMO multi-utilisateurs destinés aux futurs réseaux sans fil 5G et 6G. Un modèle de transmission en liaison descendante a été développé en tenant compte du canal direct et du canal assisté par la RIS. Les études ont été réalisées dans des environnements réalistes en utilisant des modèles de propagation de Rayleigh et Rice, ainsi que des pertes de trajet dépendant de la distance. Plusieurs techniques de précodage linéaire (MRT, ZF, MMSE, RZF) ont été analysées afin d'évaluer leurs performances dans un système Massive MIMO assisté par la RIS.

Les simulations montrent que l'utilisation d'une RIS améliore considérablement l'efficacité spectrale, le taux d'erreur binaire, l'efficacité énergétique et la fiabilité de la transmission. Les gains sont particulièrement importants lorsque le canal direct est dégradé. L'optimisation des phases de la RIS donne de meilleures performances qu'une configuration aléatoire, tandis que les précodages ZF, MMSE et RZF surpassent MRT grâce à une réduction plus efficace des interférences entre utilisateurs. Enfin, augmenter le nombre d'éléments de la RIS améliore les performances globales, confirmant le potentiel des systèmes Massive MIMO assistés par la RIS pour les futures générations de réseaux sans fil.

Mots-clés : Massive MIMO, surface intelligente reconfigurable (RIS), 5G/6G, précodage, efficacité spectrale, efficacité énergétique, communications sans fil.

Abstract

This thesis focuses on the integration of Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS) into multi-user Massive MIMO systems for future 5G and 6G wireless networks. A downlink transmission model is developed taking into account both the direct channel and the RIS-assisted channel. The studies are carried out in realistic environments using Rayleigh and Ricean propagation models as well as distance-dependent path losses. Several linear precoding techniques, such as MRT, ZF, MMSE and RZF, are analyzed to evaluate their performance in an RIS-assisted Massive MIMO system.

Simulation results show that using an RIS significantly improves system performance in terms of spectral efficiency, bit error rate, energy efficiency, and transmission reliability. The gains are particularly significant when the direct channel is degraded. Optimizing the RIS phases yields better performance than a random configuration, while ZF, MMSE and RZF precoding outperform MRT due to more effective reduction of inter-user interference. Finally, increasing the number of RIS elements improves overall performance, confirming the potential of RIS-assisted Massive MIMO systems for future generations of wireless networks.

Keywords : Massive MIMO, Reconfigurable Intelligent Surface (RIS), 5G/6G, precoding, spectral efficiency, energy efficiency, wireless communications.

الملخص

تتناول هذه المذكرة دمج الأسطح الذكية القابلة لإعادة التشكيل (RIS) في أنظمة Massive MIMO متعددة المستخدمين المخصصة لشبكات الاتصال اللاسلكية المستقبلية من الجيلين الخامس والسادس .(5G/6G) تم تطوير نموذج إرسال في الوصلة الهابطة مع الأخذ بعين الاعتبار القناة المباشرة والقناة المدعومة بواسطة .RIS أجريت الدراسات في بيئات واقعية باستخدام نماذج انتشار من نوع رايلي ورايس، بالإضافة إلى خسارات المسار المعتمدة على المسافة. تم تحليل عدة تقنيات ترميز خطي، مثلMRT ، ZF، MMSEوRZF ، بهدف تقييم أدائها في نظام Massive MIMO مدعوم بـ.RIS

تبين نتائج المحاكاة أن استخدام RIS يحسّن أداء النظام بشكل ملحوظ من حيث الكفاءة الطيفية، ومعدل خطأ البت، وكفاءة الطاقة، وموثوقية الإرسال. تكون المكاسب كبيرة بشكل خاص عندما تكون القناة المباشرة متدهورة. يؤدي تحسين أطوار RIS إلى أداء أفضل من التشكيل العشوائي، بينما تقدم تقنيات الترميزZF ، MMSEو RZF نتائج أفضل من MRT بفضل تقليل التداخل بين المستخدمين بشكل أكثر فعالية. أخيراً، تعمل زيادة عدد عناصر RIS على تحسين الأداء العام، مما يؤكد إمكانات أنظمة Massive MIMO المدعومة بـ RIS للأجيال القادمة من الشبكات اللاسلكية.

الكلمات المفتاحية : سطح ذكي قابل لإعادة التشكيل(RIS) ، G/6G5، ترميز مسبق، كفاءة طيفية، كفاءة طاقية، اتصالات لاسلكية , MIMOالضخم.

Liste des Abréviations

Abréviation	Signification
5G	Cinquième génération des réseaux mobiles (Fifth Generation)
6G	Sixième génération des réseaux mobiles (Sixth Generation)
AF	Amplify-and-Forward
AO	Alternating Optimization (Optimisation alternée)
AoD	Angle of Departure (Angle de départ)
AWGN	Additive White Gaussian Noise (Bruit blanc gaussien additif)
BER	Bit Error Rate (Taux d'erreur binaire)
BPSK	Binary Phase Shift Keying (Modulation par déplacement de phase binaire)
BS	Base Station (Station de base)
CAN	Convertisseur analogique-numérique
CNA	Convertisseur numérique-analogique
CSI	Channel State Information (Information d'état du canal)
DF	Decode-and-Forward
EE	Energy Efficiency (Efficacité énergétique)
FEC	Forward Error Correction (Correction d'erreurs en avance)
FPGA	Field Programmable Gate Array
i.i.d.	Indépendant et identiquement distribué
IoT	Internet of Things (Internet des objets)
IUI	Inter-User Interference (Interférence inter-utilisateurs)
LoS	Line-of-Sight (Ligne de visée)
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MM	Majorization-Minimization (Majoration–Minimisation)
MMSE	Minimum Mean Square Error (Erreur quadratique moyenne minimale)
mmWave	Millimeter Wave (Ondes millimétriques)
MRT	Maximum Ratio Transmission
NLoS	Non-Line-of-Sight (Sans ligne de visée)
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing

Abréviation	**Signification**
PA	Power Amplifier (Amplificateur de puissance)
QoS	Quality of Service (Qualité de service)
RF	Radio Frequency (Radiofréquence)
RIS	Reconfigurable Intelligent Surface (Surface intelligente reconfigurable)
RZF	Regularized Zero-Forcing (ZF régularisé)
SE	Spectral Efficiency (Efficacité spectrale)
SINR	Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio (Rapport signal-interférence-plus-bruit)
SISO	Single-Input Single-Output
SNR	Signal-to-Noise Ratio (Rapport signal-bruit)
SVD	Singular Value Decomposition (Décomposition en valeurs singulières)
SV	Saleh–Valenzuela model (Modèle de Saleh–Valenzuela)

Table des matières

Acknowledgments i

Résumé iii

Abstract iv

Liste des Abréviations vi

Introduction Générale 2

1 Fondements Technologiques et Théoriques 5

1.1 Introduction . . . 5
1.2 Contexte, Positionnement et Problématique . . . 6
1.3 Systèmes MIMO Massifs : Fondements et Limites . . . 6
1.3.1 Du SISO au Massive MIMO . . . 6
1.3.2 Modèle d'un canal MIMO . . . 8
1.3.3 Propriétés statistiques du canal MIMO . . . 9
1.3.4 Capacité du canal MIMO . . . 9
1.3.5 Techniques de précodage linéaire dans les systèmes MIMO . . . 10
1.3.6 Limites du MIMO conventionnel et motivations pour les RIS . . . 11
1.4 Surfaces Intelligentes Reconfigurables (RIS) . . . 13
1.4.1 Définition, principe physique et architecture . . . 13
1.4.2 Classification des architectures RIS . . . 13
1.4.3 Modèle de gain RIS et avantage sur les relais classiques . . . 14
1.4.4 Contraintes et défis des systèmes RIS . . . 16
1.5 Modèles de Canaux de Propagation 5G/6G . . . 16
1.5.1 Caractéristiques des canaux millimétriques (mmWave) . . . 16
1.5.2 Modèle de canal géométrique Saleh-Valenzuela étendu . . . 17
1.5.3 Canal composite BS–RIS–UE . . . 19
1.5.4 Corrélation spatiale et modèle de Kronecker . . . 21
1.6 Conclusion . . . 22

2 Modélisation du Système RIS-Massive MIMO **25**
2.1 Introduction . . . 25
2.2 Architecture du Système . . . 26
2.2.1 Description générale (BS, RIS, utilisateurs) . . . 26
2.2.2 Positionnement de la RIS dans le réseau . . . 27
2.2.3 Modes de fonctionnement de la RIS . . . 27
2.2.4 Hypothèses de travail . . . 27
2.3 Modèle de Signal . . . 28
2.3.1 Signal transmis et reçu . . . 28
2.3.2 Matrice de phase RIS . . . 29
2.3.3 Modèle de canal BS–RIS . . . 30
2.3.4 Modèle de canal RIS–UE . . . 30
2.3.5 Lien direct BS–UE . . . 31
2.3.6 Canal composite BS–RIS–UE . . . 31
2.4 Techniques de Précodage . . . 32
2.4.1 Précodage MRT (Maximum Ratio Transmission) . . . 32
2.4.2 Précodage ZF (Zero-Forcing) . . . 32
2.4.3 Précodage MMSE (Minimum Mean Square Error) . . . 33
2.4.4 Tableau comparatif des précodeurs . . . 33
2.5 Métriques de Performance . . . 34
2.5.1 SINR par utilisateur . . . 34
2.5.2 Efficacité spectrale . . . 34
2.5.3 Taux d'erreur binaire (BER) . . . 35
2.5.4 Probabilité de coupure . . . 35
2.5.5 Efficacité énergétique (EE) . . . 35
2.5.6 Gain apporté par la RIS . . . 36
2.6 Optimisation des Phases RIS . . . 36
2.6.1 Formulation du problème d'optimisation . . . 36
2.6.2 Méthode d'optimisation alternée . . . 36
2.6.3 Méthode des phases aléatoires (référence) . . . 37
2.7 Conclusion . . . 38

3 Simulations et Résultats **40**
3.1 Introduction . . . 40
3.2 Environnement de Simulation et Paramètres . . . 40
3.2.1 Scénario de déploiement adopté . . . 40
3.2.2 Modélisation mathématique des canaux de propagation . . . 41
3.2.3 Modélisation des pertes de trajet (Path-Loss) . . . 43
3.2.4 Stratégies de précodage multi-utilisateur . . . 43

3.2.5 Stratégies de configuration des phases de la RIS 44
3.3 Efficacité Spectrale en Fonction du SNR 45
3.4 Taux d'Erreur Binaire (BER) 47
3.5 Impact du Nombre d'Éléments RIS sur l'Efficacité Spectrale 48
3.5.1 Analyse comparative à un SNR fixe de 20 dB 48
3.5.2 Quantification du gain net pour le précodeur Zero-Forcing 49
3.5.3 Interprétations et asymptotes 49
3.6 Efficacité Énergétique 49
3.7 Probabilité de Coupure (Outage Probability) 52
3.7.1 Analyse de la robustesse de la couverture 53
3.8 Comparaison Approfondie des Précodeurs 53
3.8.1 Synthèse des performances à SNR = 20 dB et $N = 128$ 53
3.8.2 Analyse de l'impact du traitement spatial 53
3.8.3 Gain net apporté par l'infrastructure RIS 55
3.9 Conclusion 56

Conclusion générale et perspectives **58**

Table des figures

1.1 Architecture générale d'une chaîne de transmission sans fil à entrée unique et sortie unique (SISO). 7
1.2 Architecture générale d'une chaîne de transmission sans fil à entrée multiples et sortie multiples (MIMO). 8
1.3 Architecture de transmission Massive MIMO $N >> K$ 8
1.4 Architecture d'un système de communication assisté par RIS 14
1.5 Comparaison structurelle entre les architectures RIS passive et active . . 15
1.6 Illustration des trajets de propagation mmWave : LoS, NLoS, blocage et assistance par RIS. 17
1.7 Modèle géométrique de canal de Saleh-Valenzuela étendu 18
1.8 Système de communication assisté par surface intelligente reconfigurable 19

2.1 Architecture générale du système RIS-Massive MIMO en liaison descendante avec M antennes à la BS, N éléments RIS, et K utilisateurs mono-antenne. 26

3.1 Scénario de déploiement adoptée du système Massive MIMO assisté par RIS. 42
3.2 Évaluation de la capacité ergodique et du débit somme en fonction du SNR. 46
3.3 Évolution du Taux d'Erreur Binaire (BER) moyen en fonction du SNR ($N = 128$). 48
3.4 Impact de la taille du RIS sur l'efficacité spectrale pour un SNR de 20 dB. 50
3.5 Efficacité énergétique (EE) globale du système en fonction du SNR ($N = 128$). 52
3.6 Comparaison des performances des précodeurs MRT, ZF, MMSE et RZF ($N = 128$). 54
3.7 Gain net en efficacité spectrale (bit/s/Hz) apporté par la RIS (Précodeur ZF, $N = 128$). 55

Liste des tableaux

1.1 Comparaison des principaux modèles de canal pour les systèmes massive MIMO-RIS 5G/6G. 22

2.1 Comparaison des techniques de précodage linéaire pour le système RIS-Massive MIMO. 34

3.1 Paramètres géométriques du déploiement en zone semi-urbaine. 41
3.2 Paramètres de simulation du système RIS–Massive MIMO. 44
3.3 Efficacité spectrale somme (bit/s/Hz) en fonction du SNR, ZF détecteur, $N = 128$. 45
3.4 Bit Error Rate (BER) moyen en fonction du SNR, ZF détecteur, $N = 128$. 47
3.5 Débit somme (bit/s/Hz) en fonction de N (SNR = 20 dB, phases optimisées). 48
3.6 Analyse des gains absolus et relatifs pour le précodeur ZF (SNR = 20 dB). 49
3.7 Efficacité énergétique globale (Mbit/J) en fonction du SNR (ZF, $N = 128$). 51
3.8 Probabilité de coupure en fonction du SNR (ZF, $N = 128$, $R_{\text{th}} = 1$ bit/s/Hz). 52
3.9 Bilan comparatif des performances et de la complexité des précodeurs (SNR = 20 dB, $N = 128$). 53

INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale

L'ère numérique actuelle est caractérisée par une croissance rapide et continue du trafic de données mobiles. Cette évolution est portée par l'essor d'applications fortement consommatrices de bande passante, telles que la réalité augmentée et virtuelle, l'Internet des objets industriel (IIoT), les véhicules connectés et autonomes, ainsi que la vidéo ultra-haute définition en temps réel. Ces usages imposent aux systèmes de communication sans fil des exigences de plus en plus strictes en termes de débit, de fiabilité et de latence.

Dans ce contexte, les réseaux de cinquième génération (5G), actuellement en déploiement, constituent une première réponse à ces besoins. Cependant, les limites de ces systèmes conduisent la communauté scientifique et industrielle à explorer les réseaux de sixième génération (6G), qui visent des performances nettement supérieures, notamment des débits de l'ordre du térabit par seconde, des latences inférieures à la milliseconde et une meilleure efficacité énergétique.

Pour atteindre ces objectifs, deux technologies clés sont aujourd'hui au cœur des recherches. La première est le Massive MIMO (Multiple-Input Multiple-Output massif), qui consiste à équiper les stations de base d'un grand nombre d'antennes afin d'exploiter la dimension spatiale du canal radio. Grâce au précodage et au beamforming, cette technique permet d'améliorer l'efficacité spectrale et de servir simultanément plusieurs utilisateurs sur les mêmes ressources temps-fréquence.

La seconde technologie est celle des Surfaces Intelligentes Reconfigurables (RIS, Reconfigurable Intelligent Surfaces). Contrairement aux systèmes classiques, les RIS permettent de contrôler l'environnement de propagation lui-même. Composées de nombreux éléments passifs à déphasage ajustable, elles peuvent rediriger les ondes électromagnétiques afin d'améliorer la qualité de réception et de créer des trajets de propagation alternatifs.

Malgré les performances élevées du Massive MIMO, cette technologie présente certaines limites, notamment une consommation énergétique importante liée au grand nombre de chaînes RF, ainsi que des difficultés de propagation dans les bandes millimétriques, où les signaux sont fortement sensibles aux obstacles. Ces contraintes entraînent des zones d'ombre et une dégradation de la couverture, même avec une densification des infrastructures.

Les RIS apportent une solution complémentaire à ces problèmes. En agissant directement sur les ondes sans amplification active, elles permettent de contourner les obstacles

et d'améliorer la couverture tout en maintenant une faible consommation énergétique. Leur gain de performance dépend du nombre d'éléments réfléchissants et peut croître de manière significative, ce qui en fait une technologie particulièrement prometteuse pour les réseaux futurs.

Dans ce cadre, la question centrale de ce mémoire est la suivante : dans quelle mesure l'intégration conjointe du Massive MIMO et des surfaces intelligentes reconfigurables permet-elle d'améliorer les performances des réseaux sans fil, et quels gains peut-on obtenir en termes de capacité, de fiabilité et d'efficacité énergétique ?

Ce mémoire a pour objectif d'apporter des éléments de réponse à cette problématique à travers une étude théorique et une évaluation par simulation. Il vise d'abord à présenter les fondements des systèmes Massive MIMO et des RIS, notamment les modèles de canal, les techniques de précodage et les principes physiques des métasurfaces. Ensuite, il propose un modèle complet du système RIS–Massive MIMO en liaison descendante multi-utilisateurs, incluant la modélisation du canal composite et la formulation des métriques de performance.

Le travail s'intéresse également aux méthodes d'optimisation des phases de la RIS et aux techniques de précodage au niveau de la station de base, telles que MRT, ZF et MMSE/RZF. Enfin, des simulations Monte Carlo sous MATLAB sont réalisées afin d'évaluer les performances du système en fonction de différents paramètres, notamment la taille de la surface RIS et le rapport signal sur bruit.

Ce mémoire est structuré en trois chapitres. Le premier chapitre présente les bases théoriques des systèmes multi-antennes et des surfaces intelligentes, ainsi que les modèles de canal utilisés dans les réseaux 5G/6G. Le deuxième chapitre développe le modèle mathématique du système étudié, décrit les schémas de précodage et formule le problème d'optimisation conjointe. Le troisième chapitre est consacré aux simulations numériques et à l'analyse des performances selon différents scénarios.

Enfin, une conclusion générale synthétise les principaux résultats obtenus, met en évidence les limites de l'étude et propose des perspectives de recherche pour des extensions futures dans des environnements plus réalistes.

CHAPITRE 1

Chapitre 1

Fondements Technologiques et Théoriques

1.1 Introduction

L'explosion du trafic de données mobiles, alimentée par l'émergence d'applications gourmandes en bande passante telles que la réalité augmentée, l'Internet des objets (IoT) et la vidéo ultra-haute définition, a placé les réseaux de communication sans fil face à des défis sans précédent [1]. Pour répondre à cette demande croissante en termes de débit, de fiabilité et de latence, les infrastructures de cinquième (5G) et de sixième (6G) générations doivent s'appuyer sur des technologies de rupture capables de repousser les limites théoriques de Shannon [2].

Au cœur de cette évolution, la technologie MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) s'est imposée comme une solution incontournable. En exploitant la dimension spatiale via l'utilisation de multiples antennes à l'émission et à la réception, elle permet d'améliorer radicalement l'efficacité spectrale sans nécessiter de spectre fréquentiel supplémentaire [3]. Toutefois, malgré ses performances remarquables, le MIMO conventionnel reste confronté à des limitations physiques, notamment une consommation énergétique élevée et une forte dépendance à la visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur [4].

C'est dans ce contexte de recherche de performance et de durabilité qu'apparaissent les surfaces intelligentes reconfigurables (RIS). Cette technologie émergente propose un nouveau paradigme : au lieu de considérer l'environnement de propagation comme une entité passive et hostile, les RIS permettent de le contrôler intelligemment afin d'optimiser la transmission du signal [5].

Ce premier chapitre est structuré de manière à fournir une base théorique solide. Il explore d'abord les fondements des systèmes MIMO, puis introduit la technologie RIS et son rôle potentiel dans la transformation des réseaux de demain.

1.2 Contexte, Positionnement et Problématique

L'évolution rapide des réseaux mobiles, marquée par le passage à la 5G et les prémices de la 6G, a engendré une demande sans précédent en termes de débit et de fiabilité [1]. La technologie MIMO s'est imposée comme le pilier infrastructurel indispensable pour répondre à l'explosion du trafic de données, notamment par l'exploitation de la diversité spatiale [3].

Dans ce paysage technologique, notre étude se positionne à l'intersection du *massive MIMO* et des surfaces intelligentes reconfigurables (RIS). Le *massive MIMO* maximise l'efficacité spectrale par la multiplication du nombre d'antennes [4], tandis que les RIS transforment l'environnement de propagation — autrefois passif et hostile — en un agent actif et programmable [5]. Ce positionnement permet de pallier les limitations intrinsèques du MIMO conventionnel, telles que la consommation énergétique élevée et la sensibilité accrue aux blocages de signaux, particulièrement critiques dans les bandes de fréquences hautes (ondes millimétriques) [2].

Dès lors, la problématique centrale de ce travail réside dans la capacité de l'intégration des RIS à surmonter ces défis techniques afin d'optimiser l'efficacité globale des réseaux de nouvelle génération, tout en garantissant une couverture robuste et durable dans des environnements de propagation complexes [5].

1.3 Systèmes MIMO Massifs : Fondements et Limites

1.3.1 Du SISO au Massive MIMO

Dans cette section, nous retraçons l'évolution technologique des systèmes de communication sans fil, du modèle conventionnel à une seule antenne vers les architectures multi-antennes à grande échelle.

Le système SISO (*Single-Input Single-Output*)

Le système SISO représente la configuration la plus élémentaire où l'émetteur et le récepteur ne disposent chacun que d'une seule antenne figure 1.1 [6, 7]. Bien qu'il soit simple à implémenter, ce modèle est fortement limité par les phénomènes d'évanouissement (*fading*) et d'interférences qui dégradent la qualité du signal. Selon la formule de Shannon, la capacité théorique C de ce canal est limitée par la bande passante W et le rapport signal sur bruit (SNR) :

$$C = W \log_2 (1 + \mathrm{SNR}) \tag{1.1}$$

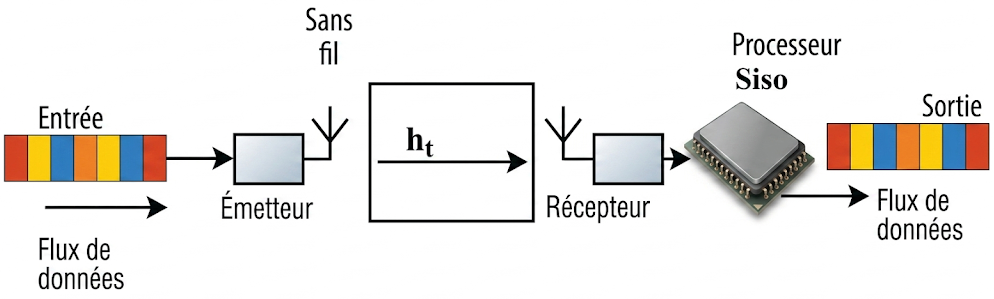


FIGURE 1.1 – Architecture générale d'une chaîne de transmission sans fil à entrée unique et sortie unique (SISO).

L'émergence du MIMO traditionnel

Pour pallier les limites de capacité du SISO, la technologie MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) a été introduite [8, 9]. Elle consiste à utiliser plusieurs antennes à l'émission (N_T) et à la réception (N_R). L'avantage majeur de cette architecture est sa capacité à transmettre plusieurs flux de données simultanément grâce au multiplexage spatial, ce qui multiplie le débit global sans nécessiter de bande passante supplémentaire.

Dans un canal MIMO à évanouissements plats, la capacité théorique (en bits/s) pour une puissance transmise totale fixée est donnée par la formule de Telatar [9] :

$$C = \mathbb{E}\left[\log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho}{N_T}\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger\right)\right] \tag{1.2}$$

où $\mathbf{H}$ est la matrice $\mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ des gains de canal, ρ le SNR moyen reçu, $\mathbf{I}_{N_R}$ la matrice identité de taille N_R, et $\dagger$ désigne le conjugué transposé. Lorsque le canal est connu du récepteur mais pas de l'émetteur, et sous l'hypothèse d'un canal Rayleigh i.i.d., la capacité moyenne augmente linéairement avec $\min(N_T, N_R)$, offrant ainsi un gain spectaculaire par rapport au SISO [10].

Vers le Massive MIMO

Le *massive MIMO* représente l'évolution ultime du MIMO conventionnel. Contrairement aux systèmes classiques qui utilisent un nombre restreint d'antennes (par exemple 2×2 ou 8×8), le massive MIMO déploie des dizaines, voire des centaines d'antennes au niveau de la station de base (BS) [3, 4]. Cette configuration permet d'améliorer considérablement l'efficacité spectrale et énergétique grâce à des techniques avancées de focalisation de faisceaux (*beamforming*) [11].

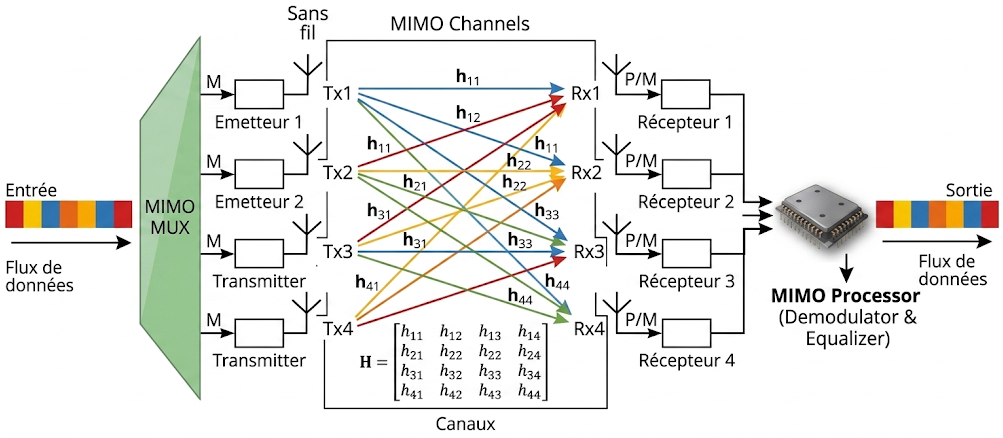


FIGURE 1.2 – Architecture générale d'une chaîne de transmission sans fil à entrée multiples et sortie multiples (MIMO).

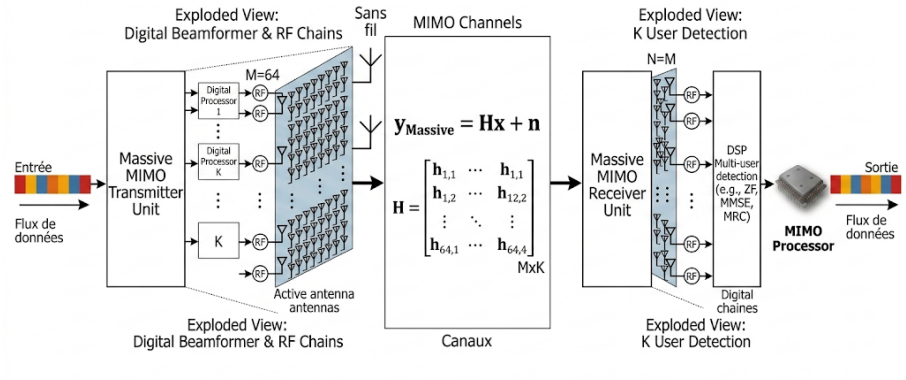


FIGURE 1.3 – Architecture de transmission Massive MIMO $N >> K$

1.3.2 Modèle d'un canal MIMO

Pour modéliser un système MIMO à N_t antennes à l'émission et N_r antennes à la réception, on considère que le canal est plat et non sélectif en fréquence [6, 7]. Comme illustré sur la figure 1.3, le signal reçu est le résultat de la transmission à travers les différents trajets entre les réseaux d'antennes [6, 7].

Soit $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ le vecteur des symboles émis, $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ le vecteur des symboles reçus, et $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ la matrice des gains complexes du canal. Le modèle général s'écrit :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \tag{1.3}$$

où $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ est un vecteur de bruit blanc gaussien additif (BBAG) de moyenne nulle et de variance σ_n^2 par dimension, i.e. $\mathbb{E}[\mathbf{n}\mathbf{n}^\dagger] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_r}$. La matrice $\mathbf{H}$ a pour éléments h_{ij} représentant le gain de propagation entre l'antenne j de l'émetteur et l'antenne i du récepteur.

1.3.3 Propriétés statistiques du canal MIMO

Dans la plupart des environnements de propagation sans fil, le canal MIMO est modélisé comme un canal à évanouissements de Rayleigh. On suppose que les éléments h_{ij} de la matrice $\mathbf{H}$ sont des variables aléatoires complexes gaussiennes indépendantes et identiquement distribuées (i.i.d.) de moyenne nulle et de variance unitaire, soit $h_{ij} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$. Cette hypothèse est valide lorsque les antennes sont suffisamment espacées et que l'environnement est riche en diffuseurs [10, 8].

La densité spectrale de puissance du canal peut être caractérisée par la matrice de corrélation. En l'absence de corrélation, la capacité moyenne du système MIMO augmente linéairement avec $\min(N_t, N_r)$ [9].

1.3.4 Capacité du canal MIMO

Capacité avec connaissance du canal au récepteur seulement

Lorsque l'émetteur ne connaît pas le canal mais que le récepteur le connaît parfaitement (par l'envoi de séquences pilotes), la capacité ergodique est donnée par l'espérance de l'information mutuelle [9] :

$$C = \mathbb{E}\left[\log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\rho}{N_t}\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger\right)\right] \tag{1.4}$$

où ρ est le rapport signal sur bruit moyen reçu. Pour un canal Rayleigh i.i.d., cette capacité se comporte asymptotiquement comme $\min(N_t, N_r)\log_2(1+\rho)$ lorsque ρ est grand [10].

Capacité avec connaissance du canal à l'émetteur et au récepteur

Si l'émetteur connaît également le canal (par voie de retour ou par réciprocité dans le cas TDD), il peut adapter sa stratégie d'émission en allouant la puissance sur les modes propres du canal. En effectuant la décomposition en valeurs singulières (SVD) de $\mathbf{H}$ [12] :

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^\dagger \tag{1.5}$$

où $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{N_r \times r}$ et $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{N_t \times r}$ sont des matrices unitaires, $\mathbf{\Sigma} = \mathrm{diag}(\sigma_1, \ldots, \sigma_r)$ contient les valeurs singulières σ_i classées par ordre décroissant, et $r = \mathrm{rank}(\mathbf{H}) \leq \min(N_t, N_r)$. La capacité s'écrit alors comme la somme des capacités de r canaux SISO parallèles :

$$C = \sum_{i=1}^{r}\left[\log_2\left(1 + \frac{\rho_i \sigma_i^2}{\sigma_n^2}\right)\right] \tag{1.6}$$

où ρ_i est la puissance allouée au i-ème mode propre, optimisée par l'algorithme du water-filling [10, 12].

1.3.5 Techniques de précodage linéaire dans les systèmes MIMO

Pour exploiter le multiplexage spatial, le MIMO descend (downlink) nécessite un précodage au niveau de l'émetteur. Parmi les techniques linéaires les plus courantes, on distingue :

Maximum Ratio Transmission (MRT)

Le MRT vise à maximiser le gain en réception en alignant le faisceau émis sur le canal. Le vecteur de précodage pour un utilisateur est $\mathbf{w}_{\text{MRT}} = \frac{\mathbf{h}^\dagger}{\|\mathbf{h}\|}$, et le signal reçu devient $y = \mathbf{h}\mathbf{w}_{\text{MRT}}s + n = \|\mathbf{h}\|s + n$ [13]. Cette technique est optimale lorsque le bruit domine les interférences.

Zero-Forcing (ZF)

Le précodage ZF annule complètement les interférences entre les flux spatiaux, au prix d'une amplification du bruit. La matrice de précodage est $\mathbf{W}_{\text{ZF}} = \mathbf{H}^\dagger(\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger)^{-1}$ [14]. Dans les systèmes massive MIMO, l'orthogonalité quasi-parfaite entre les canaux des différents utilisateurs rend le ZF très efficace.

Minimum Mean Square Error (MMSE)

Le précodage MMSE constitue un compromis optimal entre le MRT, qui maximise le gain en signal utile, et le ZF, qui annule totalement les interférences [14]. Contrairement au ZF pur, le filtre MMSE intègre explicitement la statistique du bruit dans son critère de conception afin de minimiser l'erreur quadratique moyenne entre le symbole transmis et le symbole estimé au récepteur [10].

La matrice de précodage MMSE en liaison descendante (*downlink*) pour un système MIMO multi-utilisateurs s'écrit [12] :

$$\mathbf{W}_{\text{MMSE}} = \mathbf{H}^\dagger \left(\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger + \frac{\sigma_n^2}{P}\mathbf{I}_{N_R} \right)^{-1} \tag{1.7}$$

où P est la puissance totale d'émission et σ_n^2 la variance du bruit. On remarque immédiatement que lorsque le SNR est très élevé ($\sigma_n^2/P \to 0$), le précodeur MMSE converge vers le ZF, tandis qu'à faible SNR il se rapproche du MRT. Cette propriété lui confère une robustesse particulièrement précieuse dans les environnements à fort évanouissement [4].

Dans le contexte du *massive MIMO*, le précodage MMSE à régularisation (aussi appelé RZF, *Regularized Zero-Forcing*) tire profit de la loi des grands nombres : lorsque $M \to \infty$ (nombre d'antennes à la BS), les vecteurs de canaux des différents utilisateurs tendent

vers l'orthogonalité, de sorte que le terme de régularisation σ_n^2/P devient négligeable et les performances du MMSE rejoignent asymptotiquement celles du ZF optimal [3, 11].

1.3.6 Limites du MIMO conventionnel et motivations pour les RIS

Si le *massive MIMO* constitue une avancée majeure en termes d'efficacité spectrale, ses bénéfices se heurtent, au-delà d'un certain seuil, à des contraintes physiques et économiques qui limitent son déploiement à grande échelle [4]. Une analyse rigoureuse de ces deux métriques fondamentales — l'efficacité spectrale (SE) et l'efficacité énergétique (EE) — permet de comprendre précisément l'origine de ces verrous et de motiver l'intégration des surfaces intelligentes reconfigurables (RIS).

a) Efficacité spectrale et rendements décroissants

L'efficacité spectrale d'un système MIMO desservant K utilisateurs en liaison descendante est définie comme la somme des capacités individuelles normalisée par la bande passante W [15] :

$$\mathrm{SE} = \frac{1}{W} \sum_{k=1}^{K} \log_2(1 + \mathrm{SINR}_k) \quad [\text{bits/s/Hz}] \tag{1.8}$$

où SINR_k est le rapport signal sur interférence-plus-bruit de l'utilisateur k, après application du précodage. Dans le régime *massive MIMO* ($M \gg K$), sous l'hypothèse d'un canal de Rayleigh i.i.d. et d'un précodage MRT, la SE croît comme $\min(M, K) \log_2(1+\rho)$ et tend vers sa limite lorsque $M \to \infty$, c'est-à-dire que les rendements marginaux de l'ajout d'antennes deviennent décroissants [4]. Autrement dit, au-delà d'un nombre critique d'antennes, doubler M n'apporte qu'un gain logarithmique sur la SE, alors que les coûts matériels et énergétiques, eux, croissent linéairement.

b) Efficacité énergétique et compromis fondamental

L'efficacité énergétique, définie comme le débit total utile par unité d'énergie consommée [16], est la seconde métrique clé :

$$\mathrm{EE} = \frac{W \cdot \mathrm{SE}}{P_{\text{total}}} \quad [\text{bits/J}] \tag{1.9}$$

La puissance totale P_{total} ne se réduit pas à la puissance rayonnée P_{TX}. Elle intègre également la dissipation des circuits RF — amplificateurs de puissance, oscillateurs locaux, convertisseurs numérique-analogique (CNA/CAN) — dont la consommation est proportionnelle au nombre de chaînes RF actives M [11] :

$$P_{\text{total}} = P_{\text{TX}} + M \cdot P_{\text{RF}} + P_{\text{static}} \tag{1.10}$$

où P_{RF} est la puissance dissipée par chaîne RF et P_{static} regroupe les consommations fixes du système (traitement en bande de base, alimentation). Il en résulte un compromis fondamental : l'augmentation de M améliore le numérateur de (2.32) via la SE, mais accroît simultanément le dénominateur de façon linéaire. L'EE admet donc un maximum pour un nombre optimal d'antennes M^*, au-delà duquel le système devient énergétiquement contre-productif [16, 4]. Ce phénomène est illustré schématiquement par la frontière de Pareto {SE, EE}, qui révèle la tension irréductible entre les deux objectifs dans les architectures MIMO conventionnelles.

c) Verrous structurels et transition vers les RIS

Au-delà de ce compromis SE/EE, trois limitations structurelles du *massive MIMO* justifient la recherche de paradigmes complémentaires [4] :

1. **Consommation énergétique des chaînes RF actives** : le déploiement de centaines d'amplificateurs et de convertisseurs à la station de base engendre une dissipation thermique et une empreinte carbone qui contredisent les objectifs de durabilité des réseaux de sixième génération.
2. **Sensibilité aux blocages en bandes millimétriques** : dans les bandes mmWave (24–100 GHz) retenues pour la 5G/6G, les ondes sont facilement obstruées par des obstacles physiques (bâtiments, végétation, corps humain), fragmentant la couverture en zones d'ombre que les seules antennes de la BS ne peuvent pas atteindre [2].
3. **Densification de l'infrastructure** : maintenir une liaison directe de qualité implique un déploiement très dense de stations de base, ce qui amplifie les coûts d'infrastructure et l'interférence intercellulaire, au détriment des performances globales du réseau.

C'est précisément à ces trois verrous que répondent les surfaces intelligentes reconfigurables (RIS). En manipulant les ondes directement dans le domaine électromagnétique — sans chaîne RF active, donc à consommation quasi nulle — les RIS créent des trajets de propagation virtuels vers les zones masquées, focalisent l'énergie à la demande et réduisent la charge de traitement à la station de base [5]. Sur la frontière de Pareto {SE, EE}, l'intégration d'une RIS passive de N éléments déplace avantageusement le point de fonctionnement : le gain en N^2 sur le canal (1.11) améliore la SE sans augmenter P_{total}, ce qui permet de repousser simultanément les deux métriques au-delà des limites atteignables par le MIMO seul [5, 16].

1.4 Surfaces Intelligentes Reconfigurables (RIS)

1.4.1 Définition, principe physique et architecture

Les surfaces intelligentes reconfigurables (RIS) représentent une rupture technologique majeure dans le domaine des communications sans fil. Elles visent à transformer l'environnement de propagation, traditionnellement considéré comme passif, en une entité programmable et optimisée [1, 4]. Une RIS est définie comme une surface artificielle bidimensionnelle, composée d'un agencement dense d'éléments métamatériaux (méta-atomes) capables de manipuler les ondes électromagnétiques incidentes. Contrairement aux surfaces conventionnelles, la RIS permet de contrôler dynamiquement la phase, l'amplitude et la polarisation du signal réfléchi sans nécessiter de chaînes radiofréquences (RF) coûteuses [3, 8].

Le principe physique de fonctionnement repose sur l'ajustement électronique des impédances de chaque cellule unitaire pour induire un déphasage spécifique. En coordonnant ces éléments, la surface peut focaliser l'énergie vers un utilisateur précis ou contourner des obstacles, créant ainsi un environnement radio intelligent qui améliore la force du signal et réduit les interférences [2, 7].

L'architecture d'une RIS est généralement structurée en trois couches principales :

1. **La couche métasurface** : constituée d'une matrice d'éléments réfléchissants passifs qui interagissent directement avec les ondes.
2. **La couche de contrôle** : intégrant des composants électroniques (tels que des diodes PIN ou des varactors) pour modifier les propriétés de réflexion de chaque élément.
3. **Le contrôleur intelligent** : souvent basé sur un FPGA ou un microcontrôleur, il fait l'interface avec la station de base pour recevoir les instructions de configuration et ajuster la surface en temps réel [1, 5].

1.4.2 Classification des architectures RIS

La classification des architectures RIS repose essentiellement sur la nature de l'interaction avec le signal incident et le mécanisme de consommation énergétique. Selon les travaux de synthèse récents [5] et de Björnson et al. [4], on peut distinguer deux catégories fondamentales qui répondent à des besoins de déploiement différents :

— **RIS passives** : Il s'agit de l'architecture la plus courante, caractérisée par l'absence d'éléments d'amplification actifs. Les éléments unitaires se contentent de réfléchir le signal en ajustant uniquement sa phase. Cette approche est privilégiée pour sa très faible consommation d'énergie et son coût matériel réduit, ce qui facilite un déploiement massif dans les environnements urbains [8]. Cependant, elles

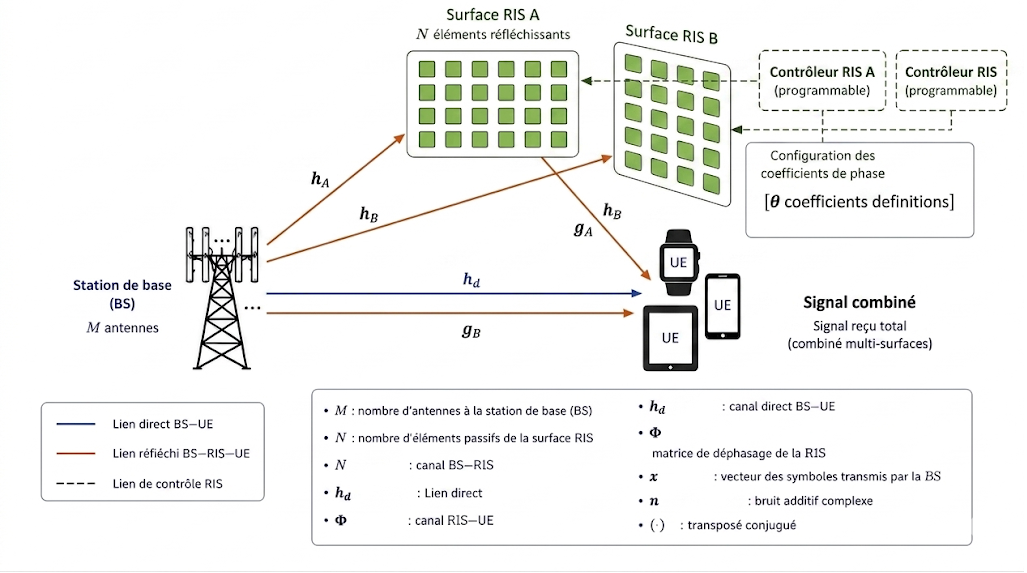


FIGURE 1.4 – Architecture d'un système de communication assisté par RIS

sont sujettes à une atténuation importante du signal sur de longues distances (effet de *double path-loss*) [3].

— **RIS actives** : Pour pallier les limites de la réflexion passive, cette architecture intègre des amplificateurs de faible puissance au niveau de chaque méta-atome. Contrairement aux surfaces passives, les RIS actives peuvent non seulement modifier la phase, mais aussi amplifier l'amplitude du signal réfléchi [4]. Bien que cette configuration augmente la complexité matérielle et la consommation énergétique, elle permet d'améliorer considérablement le gain du canal et d'étendre la portée de la communication dans les scénarios de blocage sévère [2].

En complément de cette distinction, certaines recherches introduisent le concept de **RIS hybrides**, qui combinent des éléments actifs et passifs afin de trouver un compromis optimal entre efficacité énergétique et performance du réseau [6, 4].

1.4.3 Modèle de gain RIS et avantage sur les relais classiques

L'intégration des RIS dans les réseaux de nouvelle génération (5G/6G) soulève la question de leur valeur ajoutée par rapport aux technologies de relayage traditionnelles, telles que le *Decode-and-Forward* (DF) ou l'*Amplify-and-Forward* (AF). Bien que les deux technologies visent à étendre la couverture, elles diffèrent fondamentalement par leur principe opérationnel et leur bilan énergétique [1, 14].

Le modèle de gain d'une RIS repose sur la sommation cohérente des signaux réfléchis par un grand nombre d'éléments. Contrairement aux relais classiques où le gain croît

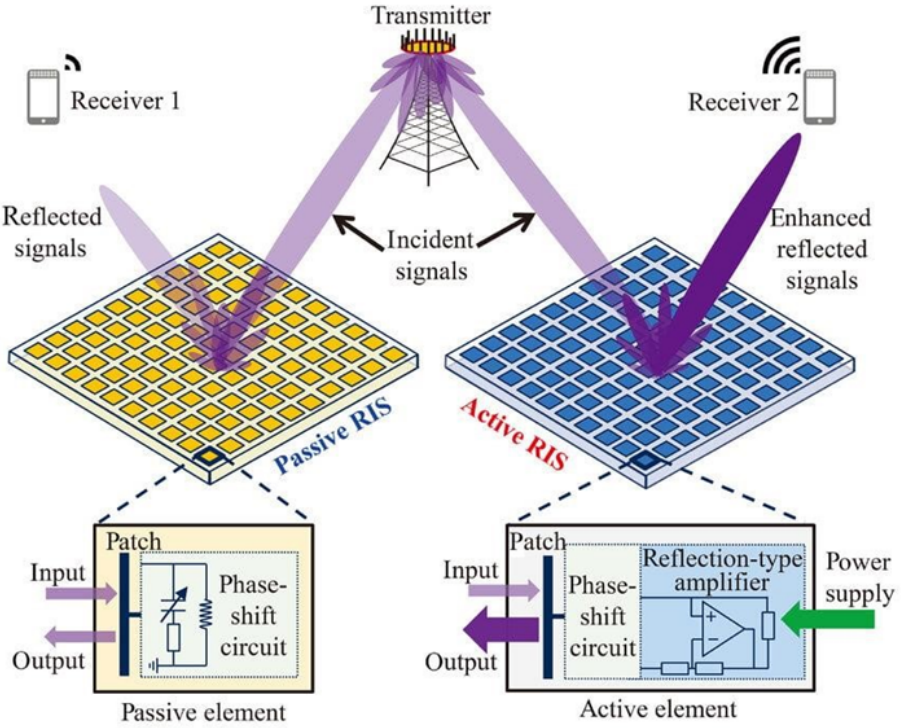


FIGURE 1.5 – Comparaison structurelle entre les architectures RIS passive et active

linéairement avec la puissance d'émission, le gain de puissance reçu via une RIS croît proportionnellement au carré du nombre d'éléments N [5, 13] :

$$G_{\text{RIS}} \propto N^2 \tag{1.11}$$

Cet effet de *beamforming passif* permet d'atteindre des débits élevés avec une consommation d'énergie quasi nulle, puisque la RIS ne traite pas le signal activement mais se contente de modifier sa phase dans le domaine électromagnétique [3, 10].

Les principaux avantages des RIS par rapport aux relais classiques sont :

— **Efficacité énergétique** : Contrairement aux relais AF/DF qui nécessitent des amplificateurs RF gourmands en énergie, les RIS (en mode passif) fonctionnent sans composants actifs de puissance, ce qui optimise l'efficacité énergétique globale du système [2, 17].

— **Fonctionnement *full-duplex*** : Les RIS ne souffrent pas d'auto-interférence ni de bruit thermique ajouté lors du traitement du signal, contrairement aux relais qui doivent souvent fonctionner en *half-duplex* pour éviter ces problèmes, réduisant ainsi l'efficacité spectrale [13, 12].

— **Coût et déploiement** : En raison de leur structure légère (planaire), les RIS peuvent être facilement installées sur les façades des bâtiments ou les plafonds, offrant une solution plus économique et moins encombrante que les stations de relais dédiées [4, 15].

1.4.4 Contraintes et défis des systèmes RIS

Malgré les avantages prometteurs des RIS, leur déploiement pratique dans les réseaux de future génération se heurte à plusieurs défis techniques et opérationnels qui font l'objet de recherches intensives [1, 14]. Parmi les contraintes majeures, nous pouvons citer :

- **Estimation du canal (*channel estimation*)** : Étant donné que les éléments d'une RIS passive ne possèdent pas de capacités de traitement de signal ou de chaînes RF, il est extrêmement difficile d'estimer les canaux de communication entre la station de base, la RIS et l'utilisateur. La conception de protocoles d'estimation à faible complexité reste un verrou technologique majeur [3, 13].
- **Configuration en temps réel** : La reconfiguration dynamique des phases de chaque élément pour suivre la mobilité des utilisateurs nécessite une signalisation de contrôle rapide et précise. Le délai de retour (*feedback*) entre le contrôleur de la RIS et la station de base peut limiter les performances du système dans des environnements très mobiles [5, 11].
- **Contraintes matérielles et quantification** : En pratique, il est difficile d'obtenir un déphasage continu. Les dispositifs réels utilisent souvent une quantification discrète (par exemple, 1 ou 2 bits), ce qui peut entraîner des erreurs de phase et une dégradation du gain de réflexion par rapport au modèle théorique idéal [8, 16].
- **Placement et déploiement optimal** : Déterminer l'emplacement idéal d'une RIS pour maximiser la couverture tout en évitant les interférences nécessite des outils de planification réseau complexes, prenant en compte la géométrie de l'environnement et les obstacles physiques [4, 15].

1.5 Modèles de Canaux de Propagation 5G/6G

La modélisation précise du canal de propagation est une étape cruciale pour évaluer les performances des systèmes assistés par RIS. Dans les bandes de fréquences millimétriques (mmWave), les modèles statistiques classiques ne suffisent plus à décrire la réalité physique du canal [1, 5].

1.5.1 Caractéristiques des canaux millimétriques (mmWave)

Les communications en 6G s'appuient sur les bandes mmWave pour offrir de larges bandes passantes [2]. Cependant, ces canaux présentent des propriétés de propagation spécifiques (1.6) :

- **Pertes de propagation élevées (*path loss*)** : L'atténuation du signal augmente considérablement avec la fréquence, ce qui réduit la portée de la communication.
- **Sensibilité aux blocages (*blocking*)** : Les ondes millimétriques sont facilement

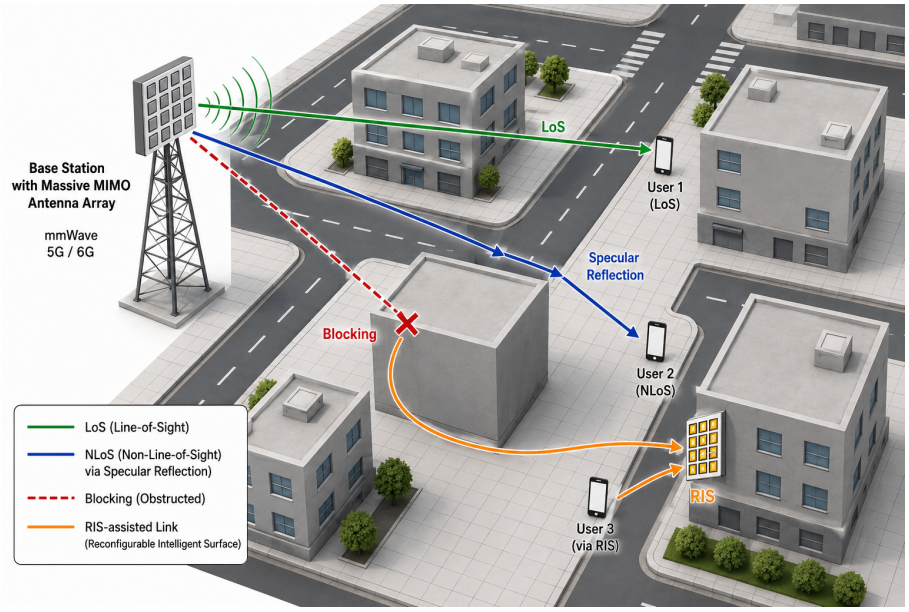


FIGURE 1.6 – Illustration des trajets de propagation mmWave : LoS, NLoS, blocage et assistance par RIS.

obstruées par des obstacles physiques (bâtiments, arbres, corps humain). C'est ici que la technologie RIS intervient pour créer des trajets alternatifs en cas d'interruption du faisceau direct [3, 13].

— **Directivité et parcimonie (*sparsity*)** : Le signal se propage via un nombre limité de trajets dominants, souvent en ligne de visée (LoS), ce qui rend le canal « clairsemé » spatialement [10].

1.5.2 Modèle de canal géométrique Saleh-Valenzuela étendu

Pour capturer la structure parcimonieuse des canaux mmWave tout en restant mathématiquement tractable, le modèle géométrique stochastique de Saleh-Valenzuela (S-V) étendu est le plus largement adopté dans la littérature 5G/6G [2].

a) Formulation générale

Soit un système disposant de M antennes à la station de base (BS) et d'une UE (*User Equipment*) à antenne unique. La matrice de canal $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M\times 1}$ est modélisée comme la superposition de L clusters de propagation, chacun contribuant R_ℓ rayons [17] :

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{M}{L\sum_\ell R_\ell}} \sum_{\ell=1}^{L}\sum_{r=1}^{R_\ell} \alpha_{\ell r}\, \mathbf{a}_{\mathrm{BS}}\big(\phi_{\ell r}^{\mathrm{az}},\, \phi_{\ell r}^{\mathrm{el}}\big) \tag{1.12}$$

où :

— $\alpha_{\ell r} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_\ell^2)$ est le gain complexe du r-ième rayon du ℓ-ième cluster, avec σ_ℓ^2 caractérisant la puissance moyenne du cluster ;

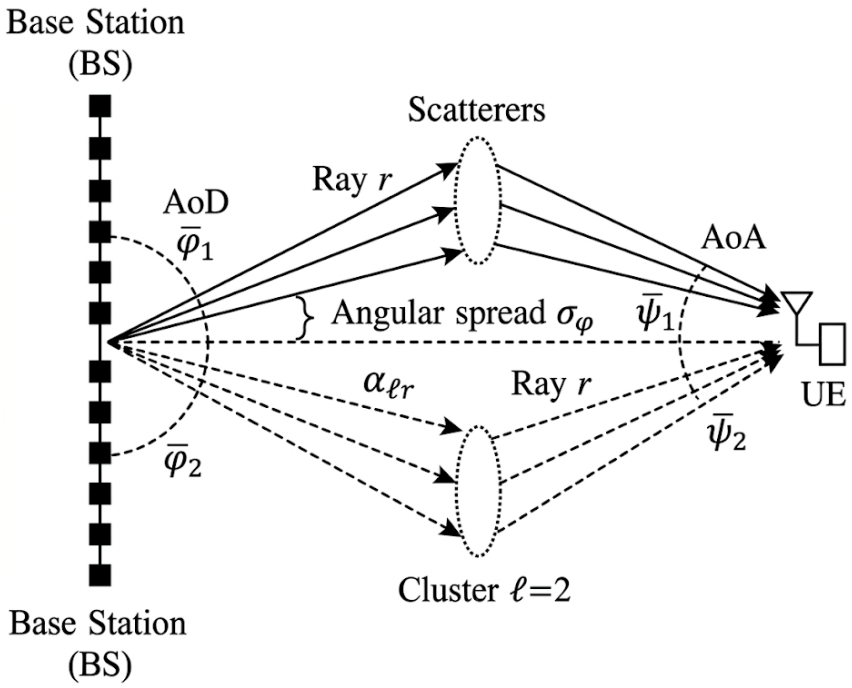


FIGURE 1.7 – Modèle géométrique de canal de Saleh-Valenzuela étendu

— $\phi_{\ell r}^{\text{az}}$ et $\phi_{\ell r}^{\text{el}}$ désignent les angles d'azimut et d'élévation de départ (AoD) du (ℓ, r)-ième trajet ;

— $\mathbf{a}_{\text{BS}}(\cdot)$ est le vecteur de réponse du réseau d'antennes de la BS (*array steering vector*).

Le facteur de normalisation $\sqrt{M/(L\sum_\ell R_\ell)}$ assure la conservation de la puissance reçue indépendamment du nombre d'antennes [4].

b) Vecteur de réponse du réseau d'antennes

Pour un réseau linéaire uniforme (ULA, *Uniform Linear Array*) de M antennes espacées d'une demi-longueur d'onde $d = \lambda/2$, le vecteur de réponse s'écrit [8] :

$$\mathbf{a}_{\text{ULA}}(\phi) = \frac{1}{\sqrt{M}}\left[1,\ e^{j\pi\sin\phi},\ e^{j2\pi\sin\phi},\ \ldots,\ e^{j(M-1)\pi\sin\phi}\right]^T \tag{1.13}$$

Pour un réseau planaire uniforme (UPA, *Uniform Planar Array*) de $M_H \times M_V$ antennes, souvent employé dans les déploiements *massive MIMO*, le vecteur de réponse est le produit tensoriel des vecteurs ULA horizontaux et verticaux [15] :

$$\mathbf{a}_{\text{UPA}}(\phi^{\text{az}}, \phi^{\text{el}}) = \mathbf{a}_H(\phi^{\text{az}}, \phi^{\text{el}}) \otimes \mathbf{a}_V(\phi^{\text{el}}) \tag{1.14}$$

c) Paramètres du modèle

Les angles de départ et d'arrivée sont modélisés comme des variables aléatoires gaussiennes de tronquées à l'intervalle $[-\pi, \pi)$, centrées sur l'angle moyen du cluster $\bar{\phi}_\ell$ et

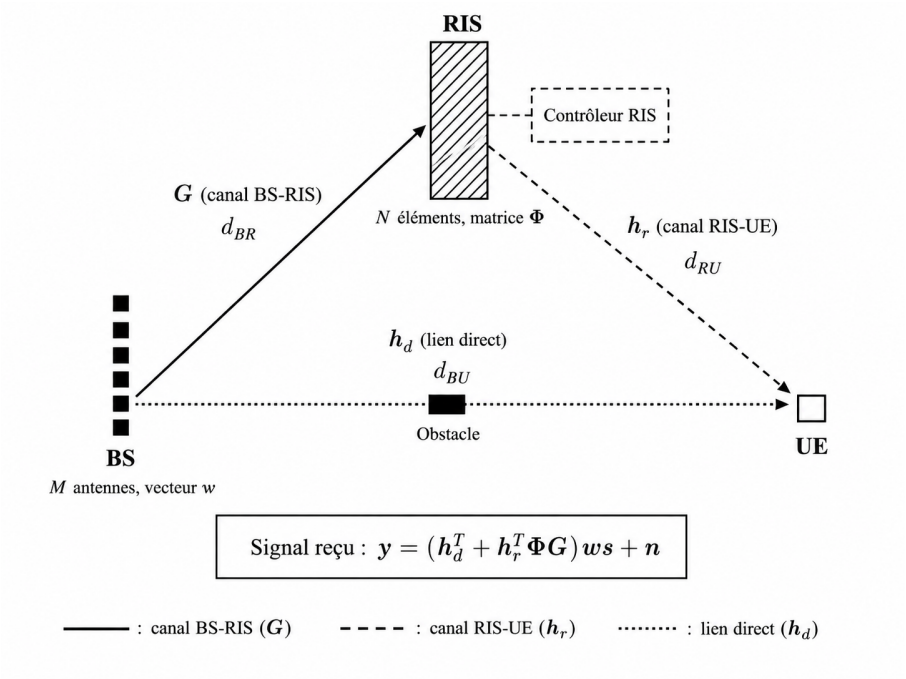


FIGURE 1.8 – Système de communication assisté par surface intelligente reconfigurable

d'écart-type σ_ϕ (typiquement 5°–10° en mmWave) [2] :

$$\phi_{\ell r} = \bar{\phi}_\ell + \Delta\phi_{\ell r}, \qquad \Delta\phi_{\ell r} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\phi^2) \tag{1.15}$$

En pratique, les mesures de propagation à 28 GHz et 73 GHz montrent que L est compris entre 2 et 5 clusters dominant le budget de liaison, ce qui justifie l'hypothèse de parcimonie spatiale exploitée par les techniques de compression (*compressed sensing*) pour l'estimation du canal en contexte RIS [5].

1.5.3 Canal composite BS–RIS–UE

Dans un système associant une station de base, une surface RIS et un utilisateur, le canal global est la combinaison du trajet direct BS–UE et du trajet réfléchi BS–RIS–UE. Ce modèle composite est au cœur de l'optimisation des phases de la RIS [5].

a) Modèle du signal reçu

Soient :

— $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times M}$: matrice du canal BS–RIS, où N est le nombre d'éléments de la RIS et M le nombre d'antennes de la BS ;

— $\mathbf{h}_r \in \mathbb{C}^{N \times 1}$: vecteur du canal RIS–UE ;

— $\mathbf{h}_d \in \mathbb{C}^{M \times 1}$: vecteur du canal direct BS–UE ;

— $\mathbf{\Phi} = \mathrm{diag}\big(e^{j\theta_1}, \ldots, e^{j\theta_N}\big) \in \mathbb{C}^{N \times N}$: matrice de phases de la RIS, avec $\theta_n \in [0, 2\pi)$ le déphasage du n-ième élément.

Le signal reçu à l'UE s'écrit alors [5] :

$$y = \underbrace{\mathbf{h}_d^T \mathbf{w}}_{\text{trajet direct}} s + \underbrace{\mathbf{h}_r^T \mathbf{\Phi} \mathbf{G} \mathbf{w}}_{\text{trajet réfléchi}} s + n \tag{1.16}$$

où $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ est le vecteur de précodage à la BS, s le symbole transmis vérifiant $\mathbb{E}[|s|^2] = P$, et $n \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$ le bruit additif. En définissant le canal équivalent $\mathbf{h}_{\text{eq}}^T = \mathbf{h}_d^T + \mathbf{h}_r^T \mathbf{\Phi} \mathbf{G}$, l'expression se simplifie en :

$$y = \mathbf{h}_{\text{eq}}^T \mathbf{w}\, s + n \tag{1.17}$$

Le SNR reçu est alors :

$$\text{SNR} = \frac{P \left| \mathbf{h}_{\text{eq}}^T \mathbf{w} \right|^2}{\sigma_n^2} \tag{1.18}$$

b) Problème d'optimisation conjointe

La maximisation du SNR (1.18) conduit à un problème d'optimisation conjointe du vecteur de précodage $\mathbf{w}$ et de la matrice de phases $\mathbf{\Phi}$ [5] :

$$\max_{\mathbf{w},\, \mathbf{\Phi}} \quad \left| \mathbf{h}_{\text{eq}}^T(\mathbf{\Phi})\, \mathbf{w} \right|^2 \tag{1.19}$$
$$\text{s.t.} \quad \|\mathbf{w}\|^2 \leq P, \quad |\Phi_{nn}| = 1, \;\; n = 1, \ldots, N$$

La contrainte de module unitaire sur les éléments de $\mathbf{\Phi}$ rend ce problème non convexe. Les méthodes classiques de résolution alternée (*Alternating Optimization*, AO) découplent l'optimisation de $\mathbf{w}$ et de $\mathbf{\Phi}$: pour $\mathbf{\Phi}$ fixé, le précodage optimal est le MRT généralisé $\mathbf{w}^* \propto \mathbf{h}_{\text{eq}}^*$, et pour $\mathbf{w}$ fixé, chaque phase θ_n est optimisée séquentiellement par montée de gradient sur le tore [4, 5].

c) Bilan de liaison et modèle de *path-loss*

Dans le modèle composite, le canal BS–RIS–UE subit une double atténuation de trajet (*double path-loss*). En adoptant le modèle de pertes de propagation en loi de puissance [2] :

$$\beta_{\text{RIS}} = \beta_0 \left(\frac{d_{\text{BR}}}{d_0} \right)^{-\alpha_1} \left(\frac{d_{\text{RU}}}{d_0} \right)^{-\alpha_2} \tag{1.20}$$

où d_{BR} et d_{RU} sont respectivement les distances BS–RIS et RIS–UE, d_0 une distance de référence, et α_1, α_2 les exposants de perte de trajet (typiquement entre 2 et 4). La RIS compensant cet effet grâce à son gain en N^2 (1.11), il existe une valeur minimale de N en deçà de laquelle la technologie RIS n'apporte pas de gain net par rapport au trajet direct [5].

1.5.4 Corrélation spatiale et modèle de Kronecker

a) Origine et impact de la corrélation spatiale

Lorsque les antennes sont insuffisamment espacées ou que l'environnement manque de diffuseurs locaux, les gains de canal entre antennes voisines ne sont plus indépendants. Cette corrélation spatiale dégrade les performances du MIMO en réduisant le rang effectif de la matrice $\mathbf{H}$ et donc le nombre de flux spatiaux indépendants [8, 15]. Dans les systèmes assistés par RIS, la corrélation est doublement présente : entre les antennes de la BS d'une part, et entre les éléments de la RIS d'autre part [4].

b) Modèle de Kronecker

Le modèle de corrélation de Kronecker (ou modèle séparable) est l'approximation la plus répandue en pratique, car il permet une décomposition analytique tractable de la matrice de canal corrélé [17]. Il postule que la corrélation entre les antennes d'émission et de réception est indépendante, ce qui conduit à la factorisation :

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_r^{1/2}\, \mathbf{H}_w\, \mathbf{R}_t^{1/2} \tag{1.21}$$

où $\mathbf{H}_w \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ est la matrice de canal i.i.d. (éléments $\mathcal{CN}(0,1)$), $\mathbf{R}_r \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ et $\mathbf{R}_t \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ sont les matrices de corrélation spatiale à la réception et à l'émission, respectivement [10].

c) Matrice de corrélation pour un réseau ULA

Pour un ULA d'espacement d, l'élément (m, m') de la matrice de corrélation peut être approximé par le modèle exponentiel [8] :

$$[\mathbf{R}]_{m,m'} = r^{|m-m'|} \tag{1.22}$$

où $r = e^{-\delta}$ est le coefficient de corrélation entre deux antennes adjacentes, avec $\delta \geq 0$ un paramètre de décroissance qui dépend de l'espacement d et du spectre angulaire de l'environnement. Pour $d = \lambda/2$ et un angle d'arrivée uniforme sur $[0, 360]$, on obtient [17, 15] :

$$[\mathbf{R}]_{m,m'} = J_0\left(2\pi \frac{d}{\lambda} |m - m'|\right) \tag{1.23}$$

où $J_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre zéro.

d) Application au canal BS–RIS dans les systèmes massive MIMO-RIS

Dans les systèmes intégrant une RIS de grande taille (N grand), la corrélation spatiale entre les éléments de la RIS joue un rôle fondamental. La matrice du canal BS–RIS se modélise sous la forme de Kronecker [5, 4] :

$$\mathbf{G} = \mathbf{R}_{\text{RIS}}^{1/2}\, \mathbf{G}_w\, \mathbf{R}_{\text{BS}}^{1/2} \tag{1.24}$$

où $\mathbf{R}_{\text{RIS}}$ et $\mathbf{R}_{\text{BS}}$ sont les matrices de corrélation côté RIS et côté BS, respectivement. Une corrélation élevée entre éléments de la RIS, liée à un faible espacement inter-élément, peut paradoxalement être avantageuse : elle confère au canal une structure déterministe (quasi-LOS) qui facilite l'optimisation des phases et réduit le besoin d'estimation de canal [5].

Le tableau ci-dessous synthétise une comparaison des modèles de canal présentés.

TABLE 1.1 – Comparaison des principaux modèles de canal pour les systèmes massive MIMO-RIS 5G/6G.

Modèle	**Environnement**	**Corrélation**	**Parcimonie**	**Complexité**
Rayleigh i.i.d.	Riche en diffuseurs	Non	Non	Faible
Kronecker	Général	Oui	Non	Moyenne
Saleh-Valenzuela	mmWave / LoS partiel	Non	Oui	Moyenne
S-V + Kronecker	mmWave corrélée	Oui	Oui	Élevée

1.6 Conclusion

Ce chapitre a posé les fondements théoriques nécessaires à l'analyse des systèmes massive MIMO assistés par RIS. Partant du modèle de référence SISO, nous avons retracé l'évolution vers le massive MIMO, dont nous avons présenté le modèle de canal matriciel, les propriétés statistiques, la capacité ergodique et les techniques de précodage linéaire (MRT, ZF et MMSE). Ces éléments ont mis en évidence les limites fondamentales du MIMO conventionnel, notamment en termes de consommation énergétique et de sensibilité aux blocages dans les bandes mmWave.

Nous avons ensuite introduit les surfaces intelligentes reconfigurables (RIS) comme une réponse à ces limitations. Leur principe physique, leur classification en architectures passives, actives et hybrides, ainsi que leur modèle de gain en N^2 ont été exposés en détail. Une analyse comparative avec les relais classiques AF/DF a permis de souligner les avantages distincts des RIS en termes d'efficacité énergétique, de fonctionnement *full-duplex* et de simplicité de déploiement, sans occulter leurs défis propres (estimation du canal, quantification des phases, placement optimal).

Enfin, la dernière section a été consacrée aux modèles de canaux de propagation adaptés aux contextes 5G/6G. Le modèle géométrique de Saleh-Valenzuela étendu permet de représenter fidèlement la structure parcimonieuse des canaux mmWave, tandis que le modèle de canal composite BS–RIS–UE formalise le problème d'optimisation conjointe du précodage et des phases de la RIS. Le modèle de Kronecker, quant à lui, fournit un cadre analytique adapté à la prise en compte de la corrélation spatiale, un phénomène incontournable dans les réseaux à grande densité d'antennes.

Ces bases théoriques serviront de socle au chapitre suivant, qui abordera la modélisation complète du système et les stratégies d'optimisation proposées pour maximiser l'efficacité spectrale et énergétique d'un réseau massive MIMO-RIS dans des scénarios de propagation réalistes.

CHAPITRE 2

Chapitre 2

Modélisation du Système RIS-Massive MIMO

2.1 Introduction

Le chapitre précédent a établi les fondements théoriques des systèmes MIMO massifs et introduit le concept de surfaces intelligentes reconfigurables (RIS). Ce second chapitre franchit l'étape de la modélisation analytique rigoureuse d'un système intégrant conjointement ces deux technologies. L'objectif est de fournir un cadre mathématique complet, depuis la description de l'architecture physique jusqu'aux métriques de performance, en passant par les modèles de canal et les techniques de précodage.

L'intégration des RIS dans les réseaux massive MIMO introduit une nouvelle dimension d'optimisation : en plus du précodage actif réalisé à la station de base (BS), il est désormais possible d'agir sur l'environnement de propagation lui-même via la matrice de phase de la RIS [18, 19]. Ce double degré de liberté — précodage à la BS et formation de faisceau passif à la RIS — constitue l'essence du problème d'optimisation conjointe que ce chapitre formule de manière structurée.

La démarche adoptée suit une progression logique : après avoir décrit l'architecture globale du système (Section 2.2), nous établissons le modèle de signal et les différents sous-canaux constitutifs du lien composite BS–RIS–UE (Section 2.3). Nous décrivons ensuite les techniques de précodage linéaire adaptées à ce contexte (Section 2.4), puis nous définissons les métriques de performance permettant d'évaluer quantitativement le système (Section 2.5). Enfin, la Section 2.6 formule et résout le problème d'optimisation des phases de la RIS.

2.2 Architecture du Système

2.2.1 Description générale (BS, RIS, utilisateurs)

Nous considérons un système de communication en liaison descendante (*downlink*) composé de trois entités principales [18, 20] :

1. **La station de base (BS)** : équipée de M antennes en émission, opérant selon le paradigme massive MIMO ($M \gg K$). La BS sert simultanément K utilisateurs mono-antenne (UE) dans la même ressource temps-fréquence, grâce au multiplexage spatial.
2. **La surface intelligente reconfigurable (RIS)** : composée de N éléments réfléchissants passifs, organisés en réseau planaire rectangulaire de dimensions $N_y \times N_z$ ($N = N_y \cdot N_z$). Chaque élément est capable d'introduire un déphasage contrôlable sur le signal incident, sans amplification active [5, 21].
3. **Les utilisateurs (UE)** : K terminaux mobiles mono-antenne, répartis dans la zone de couverture du système. On distingue les utilisateurs en situation de lien direct favorable (LoS vers la BS) et ceux en situation de blocage partiel ou total, pour lesquels le lien RIS-assisté est crucial [19].

La figure 2.1 illustre l'architecture globale de ce système. La RIS est dotée d'un lien de contrôle (canal de signalisation à faible débit) avec la BS, qui lui transmet les coefficients de phase optimaux calculés lors de la phase d'estimation du canal.

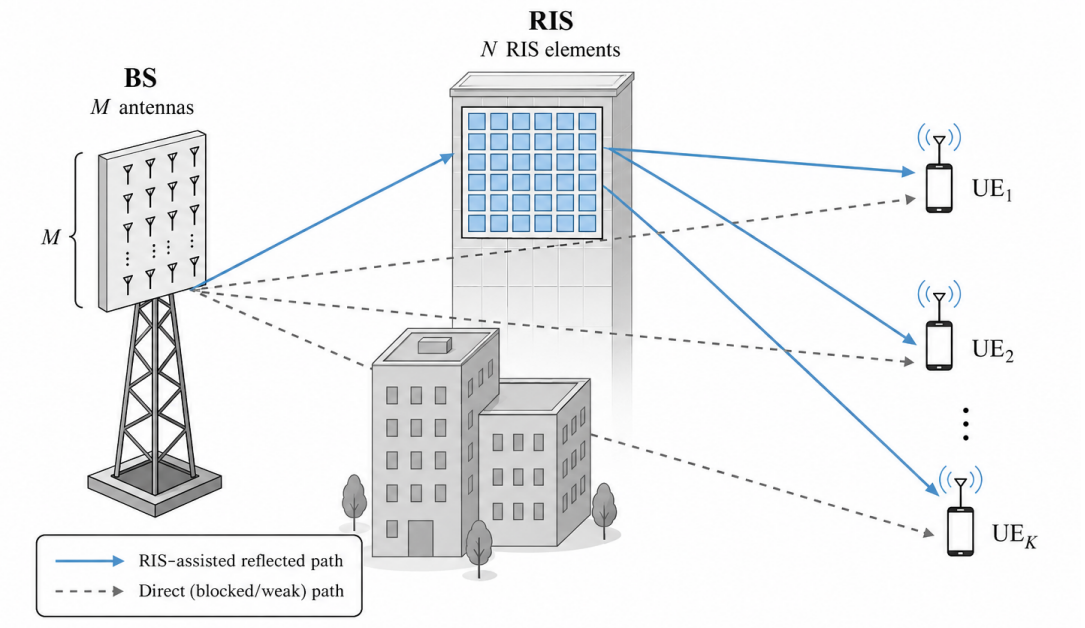


FIGURE 2.1 – Architecture générale du système RIS-Massive MIMO en liaison descendante avec M antennes à la BS, N éléments RIS, et K utilisateurs mono-antenne.

2.2.2 Positionnement de la RIS dans le réseau

Le positionnement de la RIS dans le réseau est un paramètre de déploiement critique qui conditionne directement les performances du système. Contrairement aux relais classiques, la RIS peut être déployée de manière flexible sur des surfaces existantes (façades de bâtiments, parois intérieures, panneaux d'affichage) [22].

On distingue trois scénarios de déploiement canoniques [20, 19] :

— **Scénario de blocage total** : Le lien direct BS–UE est totalement obstrué. La RIS est placée de manière à disposer d'un lien LoS avec la BS et d'un lien LoS (ou quasi-LoS) avec l'UE. Dans ce scénario, la RIS joue le rôle de relais passif indispensable.

— **Scénario de renforcement de couverture** : Un lien direct BS–UE existe mais est de mauvaise qualité (NLoS, évanouissements profonds). La RIS crée un second chemin de propagation pour renforcer le signal reçu par sommation cohérente [18].

— **Scénario multi-cellulaire** : Plusieurs BS coexistent, et une ou plusieurs RIS partagées permettent de réduire les interférences inter-cellulaires tout en améliorant la couverture aux bords de cellule [20].

Dans notre étude, nous nous concentrons sur le scénario de renforcement avec lien direct disponible (cas général), qui englobe le cas de blocage total lorsque la puissance du lien direct tend vers zéro.

2.2.3 Modes de fonctionnement de la RIS

La RIS peut opérer selon deux régimes distincts selon la stratégie d'optimisation adoptée [5, 21] :

— **Mode de formation de faisceau passif (*passive beamforming*)** : Les déphasages des éléments RIS sont optimisés de manière statique ou semi-statique, en fonction des statistiques du canal ou des conditions moyennes de propagation. Ce mode est adapté aux environnements quasi-stationnaires.

— **Mode de reconfiguration dynamique** : Les déphasages sont mis à jour à chaque slot de cohérence du canal, en fonction de l'état instantané du canal (CSI). Ce mode maximise les performances mais impose des contraintes sur la latence du lien de contrôle et la vitesse de commutation des composants (diodes PIN) [11, 22].

Dans ce chapitre, nous adoptons le mode de reconfiguration dynamique avec CSI parfait, ce qui constitue la borne supérieure de performance et permet de quantifier le gain maximal atteignable par la RIS.

2.2.4 Hypothèses de travail

Pour établir un cadre analytique tractable, nous adoptons les hypothèses suivantes :

1. **Canal plat en fréquence** : Les transmissions sont supposées opérer en bande étroite ou sur une sous-porteuse OFDM, de sorte que le canal est modélisé comme non sélectif en fréquence [17].
2. **Connaissance parfaite du canal (CSI)** : La BS dispose de la connaissance parfaite des canaux BS–RIS, RIS–UE et BS–UE. Cette hypothèse, bien qu'idéale, permet d'établir les bornes de performance et de guider la conception des systèmes pratiques [18].
3. **Éléments RIS à déphasage continu** : Sauf indication contraire, les déphasages des éléments de la RIS sont supposés continus dans $[0, 2\pi)$. L'impact de la quantification discrète est discuté en Section 2.5.
4. **Absence de couplage mutuel** : Les éléments de la RIS sont supposés indépendants les uns des autres, sans couplage électromagnétique mutuel [21].
5. **RIS passive sans bruit** : La RIS ne génère pas de bruit thermique propre et ne consomme pas de puissance pour le traitement du signal [5].
6. **Canal de Rayleigh i.i.d. pour les liens NLoS** : Pour les sous-canaux en environnement riche en diffuseurs, le canal est modélisé par une matrice gaussienne complexe circulaire i.i.d. [10, 8].

2.3 Modèle de Signal

2.3.1 Signal transmis et reçu

La BS émet simultanément vers K utilisateurs. Le signal transmis $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M\times 1}$ est formé par la superposition des signaux précodés :

$$\mathbf{x} = \sum_{k=1}^{K} \mathbf{w}_k s_k = \mathbf{W}\mathbf{s} \tag{2.1}$$

où $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \ldots, \mathbf{w}_K] \in \mathbb{C}^{M\times K}$ est la matrice de précodage, $\mathbf{s} = [s_1, \ldots, s_K]^T \in \mathbb{C}^{K\times 1}$ est le vecteur des symboles destinés aux K utilisateurs, avec $\mathbb{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^\dagger] = \mathbf{I}_K$. La contrainte de puissance à l'émission s'écrit :

$$\mathbb{E}\left[\|\mathbf{x}\|^2\right] = \|\mathbf{W}\|_F^2 = \sum_{k=1}^{K} \|\mathbf{w}_k\|^2 \leq P_T \tag{2.2}$$

où P_T est la puissance totale disponible à la BS.

Le signal reçu par l'utilisateur k est la somme de la contribution du lien direct BS–UE$_k$ et de la contribution du lien réfléchi via la RIS :

$$y_k = \underbrace{\mathbf{h}_{d,k}^{\dagger}\mathbf{x}}_{\text{lien direct}} + \underbrace{\mathbf{h}_{r,k}^{\dagger}\mathbf{\Phi}\mathbf{G}\mathbf{x}}_{\text{lien RIS}} + n_k \tag{2.3}$$

où :

— $\mathbf{h}_{d,k} \in \mathbb{C}^{M\times 1}$: vecteur du canal direct entre la BS et l'UE$_k$,

— $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N\times M}$: matrice du canal entre la BS et la RIS,

— $\mathbf{h}_{r,k} \in \mathbb{C}^{N\times 1}$: vecteur du canal entre la RIS et l'UE$_k$,

— $\mathbf{\Phi} \in \mathbb{C}^{N\times N}$: matrice de phase de la RIS (définie ci-dessous),

— $n_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$: bruit blanc gaussien additif complexe à l'UE$_k$.

En définissant le canal composite effectif de l'UE$_k$ comme :

$$\mathbf{h}_k^{\dagger} \triangleq \mathbf{h}_{d,k}^{\dagger} + \mathbf{h}_{r,k}^{\dagger}\mathbf{\Phi}\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{1\times M} \tag{2.4}$$

le modèle de réception (2.3) se réécrit de manière compacte :

$$y_k = \mathbf{h}_k^{\dagger}\mathbf{W}\mathbf{s} + n_k = \mathbf{h}_k^{\dagger}\mathbf{w}_k s_k + \sum_{j\neq k} \mathbf{h}_k^{\dagger}\mathbf{w}_j s_j + n_k \tag{2.5}$$

Le premier terme est le signal utile, le deuxième représente l'interférence inter-utilisateurs (IUI), et le dernier est le bruit thermique.

2.3.2 Matrice de phase RIS

La matrice de phase $\mathbf{\Phi}$ est une matrice diagonale dont les éléments représentent la réponse complexe de chaque élément de la RIS [18, 5] :

$$\mathbf{\Phi} = \operatorname{diag}\left(\beta_1 e^{j\phi_1}, \beta_2 e^{j\phi_2}, \ldots, \beta_N e^{j\phi_N}\right) \tag{2.6}$$

où $\phi_n \in [0, 2\pi)$ est le déphasage introduit par le n-ième élément et $\beta_n \in [0, 1]$ son coefficient de réflexion en amplitude. Dans le cas idéal d'une RIS passive à déphasage continu et à réflexion totale, on suppose $\beta_n = 1$ pour tout n, ce qui donne :

$$\mathbf{\Phi} = \operatorname{diag}\left(e^{j\phi_1}, e^{j\phi_2}, \ldots, e^{j\phi_N}\right), \quad \phi_n \in [0, 2\pi) \tag{2.7}$$

Le vecteur de phase de la RIS est défini comme $\boldsymbol{\phi} = [\phi_1, \phi_2, \ldots, \phi_N]^T \in \mathbb{R}^{N\times 1}$. L'optimisation de $\boldsymbol{\phi}$ constitue le problème central de ce chapitre, traité en Section 2.6.

Remarque (quantification discrète) : En pratique, les éléments de la RIS (diodes PIN, varactors) n'offrent qu'un nombre fini de niveaux de phase. Pour une RIS à b bits de résolution, les déphasages possibles sont restreints à l'ensemble discret [19] :

$$\mathcal{F}_b = \left\{0, \frac{2\pi}{2^b}, \frac{2\cdot 2\pi}{2^b}, \ldots, \frac{(2^b-1)\cdot 2\pi}{2^b}\right\} \tag{2.8}$$

Les cas $b = 1$ (deux états, $\{0, 180\}$) et $b = 2$ (quatre états) sont les plus courants dans les prototypes expérimentaux.

2.3.3 Modèle de canal BS–RIS

Le canal entre la BS et la RIS, $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times M}$, est généralement un canal quasi-statique à fort composant en ligne de visée (LoS), car la RIS est le plus souvent positionnée de manière à avoir une vue directe sur la BS [21, 20]. Ce canal est modélisé à l'aide du modèle géométrique de Rice :

$$\mathbf{G} = \sqrt{\frac{\kappa_G}{\kappa_G + 1}}\mathbf{G}^{\mathrm{LoS}} + \sqrt{\frac{1}{\kappa_G + 1}}\mathbf{G}^{\mathrm{NLoS}} \tag{2.9}$$

où $\kappa_G \geq 0$ est le facteur de Rice, $\mathbf{G}^{\mathrm{LoS}}$ est la composante déterministe LoS et $\mathbf{G}^{\mathrm{NLoS}}$ est la composante aléatoire NLoS dont les entrées sont i.i.d. $\mathcal{CN}(0, 1)$.

La composante LoS est déterminée par la géométrie du réseau d'antennes. Pour un réseau de la BS linéaire uniforme (ULA) et un réseau de la RIS planaire rectangulaire uniforme (UPA), elle s'écrit comme le produit des vecteurs directeurs (*array steering vectors*) [23] :

$$\mathbf{G}^{\mathrm{LoS}} = \mathbf{a}_{\mathrm{RIS}}\left(\theta_t^{\mathrm{az}}, \theta_t^{\mathrm{el}}\right) \mathbf{a}_{\mathrm{BS}}^{\dagger}(\varphi_t) \tag{2.10}$$

Le vecteur directeur d'un ULA de M éléments avec espacement inter-antennes d est :

$$\mathbf{a}_{\mathrm{BS}}(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{M}}\left[1,\, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}\sin\varphi},\, \ldots,\, e^{j(M-1)\frac{2\pi d}{\lambda}\sin\varphi}\right]^T \tag{2.11}$$

Pour le réseau UPA $N_y \times N_z$ de la RIS, le vecteur directeur est le produit de Kronecker des vecteurs directeurs en azimut et en élévation [4] :

$$\mathbf{a}_{\mathrm{RIS}}(\theta^{\mathrm{az}}, \theta^{\mathrm{el}}) = \mathbf{a}_y(\theta^{\mathrm{az}}, \theta^{\mathrm{el}}) \otimes \mathbf{a}_z(\theta^{\mathrm{el}}) \tag{2.12}$$

La perte de trajet (*path loss*) est incorporée via un facteur d'atténuation α_G, de sorte que le canal effectif BS–RIS s'écrit $\sqrt{\alpha_G}\,\mathbf{G}$. Le modèle de perte de trajet en espace libre est [12] :

$$\alpha_G = \left(\frac{\lambda}{4\pi d_G}\right)^2 \tag{2.13}$$

où d_G est la distance BS–RIS et λ la longueur d'onde.

2.3.4 Modèle de canal RIS–UE

Le canal entre la RIS et l'UE$_k$, $\mathbf{h}_{r,k} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, est modélisé de la même manière que le canal BS–RIS. Selon la richesse de l'environnement local autour de l'utilisateur, deux cas

se distinguent [19, 18] :

Canal de Rayleigh (NLoS) : Dans un environnement riche en diffuseurs (intérieur, zone urbaine dense), la composante LoS est négligeable et le canal suit un modèle de Rayleigh :

$$\mathbf{h}_{r,k} = \sqrt{\alpha_{r,k}}\,\tilde{\mathbf{h}}_{r,k}, \quad \tilde{\mathbf{h}}_{r,k} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_N) \tag{2.14}$$

Canal de Rice (LoS dominant) : En extérieur ou lorsque la RIS est positionnée pour avoir une vue directe sur les utilisateurs :

$$\mathbf{h}_{r,k} = \sqrt{\alpha_{r,k}} \left(\sqrt{\frac{\kappa_{r,k}}{\kappa_{r,k}+1}} \mathbf{h}_{r,k}^{\text{LoS}} + \sqrt{\frac{1}{\kappa_{r,k}+1}} \tilde{\mathbf{h}}_{r,k} \right) \tag{2.15}$$

où $\alpha_{r,k} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{r,k}}\right)^{\eta_r}$ est la perte de trajet avec exposant η_r et $d_{r,k}$ la distance RIS–UE$_k$.

2.3.5 Lien direct BS–UE

Le canal direct entre la BS et l'UE$_k$, $\mathbf{h}_{d,k} \in \mathbb{C}^{M\times 1}$, est modélisé selon la qualité du lien disponible. Dans le cas général NLoS :

$$\mathbf{h}_{d,k} = \sqrt{\alpha_{d,k}}\,\tilde{\mathbf{h}}_{d,k}, \quad \tilde{\mathbf{h}}_{d,k} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_M) \tag{2.16}$$

où $\alpha_{d,k} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{d,k}}\right)^{\eta_d}$ intègre la perte de trajet et $d_{d,k}$ la distance BS–UE$_k$. En présence d'un blocage complet, $\alpha_{d,k} = 0$ et le lien direct est supprimé du modèle [22].

2.3.6 Canal composite BS–RIS–UE

En regroupant les expressions précédentes, le canal composite vu par l'UE$_k$ depuis la BS peut s'écrire comme le vecteur de canal effectif défini en (2.4) :

$$\mathbf{h}_k^\dagger = \mathbf{h}_{d,k}^\dagger + \underbrace{\mathbf{h}_{r,k}^\dagger \mathbf{\Phi} \mathbf{G}}_{\mathbf{h}_{\text{RIS},k}^\dagger} \tag{2.17}$$

En exploitant la structure diagonale de $\mathbf{\Phi}$, le terme RIS peut être reformulé. Soit $\boldsymbol{\phi} = [e^{j\phi_1}, \ldots, e^{j\phi_N}]^T$ le vecteur de phase, on a :

$$\mathbf{h}_{r,k}^\dagger \mathbf{\Phi} \mathbf{G} = \boldsymbol{\phi}^T \text{diag}(\mathbf{h}_{r,k}^*) \mathbf{G} = \boldsymbol{\phi}^T \mathbf{V}_k \tag{2.18}$$

où $\mathbf{V}_k = \text{diag}(\mathbf{h}_{r,k}^*)\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N\times M}$ est la matrice de canal RIS cascadée de l'UE$_k$. Cette reformulation est particulièrement utile pour l'optimisation conjointe du précodage et des phases RIS [18].

La matrice de canal globale pour l'ensemble des K utilisateurs s'écrit alors :

$$\mathbf{H}_{\text{eff}} = \mathbf{H}_d + \mathbf{H}_r \mathbf{\Phi} \mathbf{G} \in \mathbb{C}^{K \times M} \tag{2.19}$$

où $\mathbf{H}_d = [\mathbf{h}_{d,1}, \ldots, \mathbf{h}_{d,K}]^\dagger$ et $\mathbf{H}_r = [\mathbf{h}_{r,1}, \ldots, \mathbf{h}_{r,K}]^\dagger$.

2.4 Techniques de Précodage

Le précodage à la BS vise à supprimer ou atténuer les interférences inter-utilisateurs (IUI) tout en maximisant la puissance du signal utile de chaque UE. Nous considérons trois techniques de précodage linéaire appliquées au canal effectif $\mathbf{H}_{\text{eff}}$ [14, 4].

2.4.1 Précodage MRT (Maximum Ratio Transmission)

Le précodage MRT maximise le rapport signal sur bruit (SNR) de chaque utilisateur en alignant le vecteur de précodage sur le canal effectif de cet utilisateur. La matrice de précodage MRT est définie par [13] :

$$\mathbf{W}_{\text{MRT}} = \eta_{\text{MRT}} \, \mathbf{H}_{\text{eff}}^\dagger \tag{2.20}$$

où $\eta_{\text{MRT}} = \sqrt{\frac{P_T}{\|\mathbf{H}_{\text{eff}}^\dagger\|_F^2}}$ est le facteur de normalisation garantissant la contrainte de puissance (2.2). Le signal reçu par l'UE$_k$ après précodage MRT est :

$$y_k^{\text{MRT}} = \eta_{\text{MRT}} \|\mathbf{h}_k\|^2 s_k + \eta_{\text{MRT}} \sum_{j \neq k} \mathbf{h}_k^\dagger \mathbf{h}_j s_j + n_k \tag{2.21}$$

Le MRT est optimal lorsque les interférences sont négligeables (régime à faible charge, $K \ll M$). Dans le contexte du massive MIMO où $M \to \infty$, la propriété d'orthogonalité asymptotique des canaux ($\frac{1}{M}\mathbf{H}_{\text{eff}}\mathbf{H}_{\text{eff}}^\dagger \to \mathbf{I}_K$) rend le MRT quasi-optimal [3, 4].

2.4.2 Précodage ZF (Zero-Forcing)

Le précodage Zero-Forcing élimine complètement les interférences inter-utilisateurs en projetant le signal de chaque UE dans l'espace nul des canaux des autres UE. La matrice de précodage ZF est la pseudo-inverse de $\mathbf{H}_{\text{eff}}$ [14] :

$$\mathbf{W}_{\text{ZF}} = \eta_{\text{ZF}} \, \mathbf{H}_{\text{eff}}^\dagger \left(\mathbf{H}_{\text{eff}} \mathbf{H}_{\text{eff}}^\dagger \right)^{-1} \tag{2.22}$$

avec $\eta_{\text{ZF}} = \sqrt{\frac{P_T}{\text{tr}\left[\left(\mathbf{H}_{\text{eff}}\mathbf{H}_{\text{eff}}^\dagger\right)^{-1}\right]}}$. Le signal reçu est alors :

$$y_k^{\text{ZF}} = \eta_{\text{ZF}} \, s_k + n_k \tag{2.23}$$

ce qui montre l'annulation parfaite des interférences. Le SINR de l'UE$_k$ sous ZF est donc [14, 10] :

$$\mathrm{SINR}_k^{\mathrm{ZF}} = \frac{\eta_{\mathrm{ZF}}^2}{\sigma_n^2} = \frac{P_T}{\sigma_n^2 \cdot \mathrm{tr}\left[\left(\mathbf{H}_{\mathrm{eff}}\mathbf{H}_{\mathrm{eff}}^{\dagger}\right)^{-1}\right]} \tag{2.24}$$

L'inconvénient du ZF est son amplification du bruit, en particulier lorsque la matrice $\mathbf{H}_{\mathrm{eff}}\mathbf{H}_{\mathrm{eff}}^{\dagger}$ est mal conditionnée (canaux fortement corrélés). L'existence de la pseudo-inverse requiert de plus que $M \geq K$.

2.4.3 Précodage MMSE (Minimum Mean Square Error)

Le précodage MMSE, également connu sous le nom de ZF régularisé (RZF), réalise le compromis optimal entre l'annulation des interférences et l'amplification du bruit. Sa matrice de précodage est définie par [4, 12] :

$$\mathbf{W}_{\mathrm{MMSE}} = \eta_{\mathrm{MMSE}}\, \mathbf{H}_{\mathrm{eff}}^{\dagger}\left(\mathbf{H}_{\mathrm{eff}}\mathbf{H}_{\mathrm{eff}}^{\dagger} + \frac{K\sigma_n^2}{P_T}\mathbf{I}_K\right)^{-1} \tag{2.25}$$

où le terme de régularisation $\frac{K\sigma_n^2}{P_T}$ est inversement proportionnel au SNR. On peut vérifier que :

— Lorsque SNR $\to \infty$ (bruit négligeable), $\mathbf{W}_{\mathrm{MMSE}} \to \mathbf{W}_{\mathrm{ZF}}$,

— Lorsque SNR $\to 0$ (bruit dominant), $\mathbf{W}_{\mathrm{MMSE}} \to \mathbf{W}_{\mathrm{MRT}}$.

Le SINR de l'UE$_k$ sous précodage MMSE ne s'exprime pas en forme fermée simple dans le cas général. Cependant, pour le massive MIMO avec $M \to \infty$, le théorème des grandes matrices aléatoires fournit une approximation déterministe [4] :

$$\mathrm{SINR}_k^{\mathrm{MMSE}} \approx \frac{p_k\gamma_k}{1 + \sum_{j\neq k} p_j\gamma_j + \frac{\sigma_n^2}{M}} \tag{2.26}$$

où γ_k est le gain de canal effectif de l'UE$_k$ et p_k est la puissance allouée à l'UE$_k$.

2.4.4 Tableau comparatif des précodeurs

Le tableau 2.1 résume les principales caractéristiques et compromis des trois précodeurs étudiés.

TABLE 2.1 – Comparaison des techniques de précodage linéaire pour le système RIS-Massive MIMO.

Critère	**MRT**	**ZF**	**MMSE**
Formulation	$\mathbf{H}_{\text{eff}}^{\dagger}$	$\mathbf{H}_{\text{eff}}^{\dagger}(\mathbf{H}_{\text{eff}}\mathbf{H}_{\text{eff}}^{\dagger})^{-1}$	ZF régularisé
Annulation IUI	Partielle	Totale	Partielle (optimale)
Ampli. du bruit	Faible	Élevée	Contrôlée
Complexité	$\mathcal{O}(MK)$	$\mathcal{O}(MK^2 + K^3)$	$\mathcal{O}(MK^2 + K^3)$
Optimal pour	Faible SNR, $K \ll M$	Fort SNR, $M \gg K$	SNR quelconque
Performance	Sous-optimale	Quasi-optimale	Optimale (parmi linéaires)

2.5 Métriques de Performance

2.5.1 SINR par utilisateur

À partir du modèle de réception (2.5), le rapport signal sur interférence plus bruit (SINR) de l'UE$_k$ est défini comme [10, 18] :

$$\text{SINR}_k = \frac{\left|\mathbf{h}_k^{\dagger}\mathbf{w}_k\right|^2}{\sum_{j\neq k}\left|\mathbf{h}_k^{\dagger}\mathbf{w}_j\right|^2 + \sigma_n^2} \tag{2.27}$$

Le numérateur représente la puissance du signal utile, le premier terme du dénominateur représente l'interférence inter-utilisateurs (IUI) causée par le précodage imparfait, et σ_n^2 est la variance du bruit thermique.

2.5.2 Efficacité spectrale

L'efficacité spectrale (SE) instantanée du système est définie par la somme des capacités de Shannon de chaque utilisateur [9, 12] :

$$\text{SE} = \sum_{k=1}^{K} \log_2\left(1 + \text{SINR}_k\right) \quad [\text{bits/s/Hz}] \tag{2.28}$$

L'efficacité spectrale ergodique, tenant compte des fluctuations du canal, est :

$$\overline{\text{SE}} = \mathbb{E}\left[\sum_{k=1}^{K} \log_2\left(1 + \text{SINR}_k\right)\right] \tag{2.29}$$

2.5.3 Taux d'erreur binaire (BER)

Le taux d'erreur binaire (BER) est une métrique de fiabilité essentielle. Pour une modulation M-QAM et en supposant des canaux AWGN équivalents après précodage, le BER de l'UE$_k$ est approximé par [12, 17] :

$$\mathrm{BER}_k \approx \frac{4}{\log_2(M_{\mathrm{QAM}})}\left(1-\frac{1}{\sqrt{M_{\mathrm{QAM}}}}\right) Q\left(\sqrt{\frac{3\,\mathrm{SINR}_k}{M_{\mathrm{QAM}}-1}}\right) \tag{2.30}$$

où $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^\infty e^{-t^2/2}\,dt$ est la fonction Q de Marcum, et M_{QAM} est l'ordre de la constellation. Pour la modulation BPSK ($M_{\mathrm{QAM}} = 2$), cette expression se simplifie en $\mathrm{BER}_k^{\mathrm{BPSK}} = Q\big(\sqrt{2\,\mathrm{SINR}_k}\big)$.

2.5.4 Probabilité de coupure

La probabilité de coupure de l'UE$_k$ est la probabilité que son débit instantané soit inférieur à un seuil cible R_{th} [10] :

$$P_{\mathrm{out},k}(R_{\mathrm{th}}) = \Pr\left[\log_2\left(1+\mathrm{SINR}_k\right) < R_{\mathrm{th}}\right] = \Pr\left[\mathrm{SINR}_k < 2^{R_{\mathrm{th}}}-1\right] \tag{2.31}$$

L'expression analytique de cette probabilité dépend de la distribution statistique du SINR_k. Pour un canal de Rayleigh et sous précodage ZF avec un grand nombre d'antennes, une approximation en forme fermée peut être obtenue par la méthode des grandes déviations [4].

2.5.5 Efficacité énergétique (EE)

L'efficacité énergétique est une métrique clé pour les réseaux verts de 5G/6G. Elle est définie comme le rapport entre l'efficacité spectrale totale et la puissance totale consommée [16, 22] :

$$\mathrm{EE} = \frac{B\cdot \mathrm{SE}}{P_{\mathrm{total}}} \quad [\mathrm{bits/J}] \tag{2.32}$$

où B est la bande passante du système et P_{total} est la puissance totale consommée, modélisée par [22] :

$$P_{\mathrm{total}} = \frac{P_T}{\eta_{\mathrm{PA}}} + MP_{\mathrm{BS}} + NP_{\mathrm{RIS}} + KP_{\mathrm{UE}} \tag{2.33}$$

où η_{PA} est le rendement des amplificateurs de puissance à la BS, P_{BS} est la puissance de circuit par antenne BS, P_{RIS} est la puissance de commande par élément RIS (typiquement quelques mW, négligeable), et P_{UE} est la puissance de circuit par utilisateur.

2.5.6 Gain apporté par la RIS

Pour quantifier la contribution spécifique de la RIS, nous définissons le gain en efficacité spectrale apporté par la RIS comme la différence de SE entre le système assisté par RIS et le système sans RIS (lien direct seulement) [18, 5] :

$$\Delta \mathrm{SE}_{\mathrm{RIS}} = \mathrm{SE}_{\text{avec RIS}} - \mathrm{SE}_{\text{sans RIS}} \tag{2.34}$$

D'après l'analyse de la Section 2.3.6, le gain de puissance reçue via la RIS croît en $\mathcal{O}(N^2)$ avec un déphasage optimal, contre $\mathcal{O}(N)$ pour des phases aléatoires, grâce au beamforming passif cohérent. Cet effet quadratique est illustré par la borne supérieure [5] :

$$\left|\mathbf{h}_{r,k}^{\dagger}\boldsymbol{\Phi}\mathbf{G}\mathbf{w}_k\right|^2 \leq N^2 \max_n |[\mathbf{G}]_{n,:}|^2 \, \|\mathbf{w}_k\|^2 \max_n |h_{r,k,n}|^2 \tag{2.35}$$

2.6 Optimisation des Phases RIS

2.6.1 Formulation du problème d'optimisation

L'objectif principal est la maximisation de l'efficacité spectrale somme du système, en optimisant conjointement la matrice de précodage $\mathbf{W}$ à la BS et le vecteur de phases $\boldsymbol{\phi}$ de la RIS, sous les contraintes de puissance et de module unitaire [18, 22] :

$$\begin{aligned} \underset{\mathbf{W},\,\boldsymbol{\phi}}{\text{maximiser}} \quad & \sum_{k=1}^{K} \log_2\left(1 + \mathrm{SINR}_k(\mathbf{W}, \boldsymbol{\phi})\right) \\ \text{sujet à} \quad & \|\mathbf{W}\|_F^2 \leq P_T \\ & |\phi_n| = 1, \quad \forall\, n = 1, \ldots, N \end{aligned} \tag{2.36}$$

Ce problème est non convexe à cause (i) du couplage entre $\mathbf{W}$ et $\boldsymbol{\phi}$ dans l'expression du SINR, et (ii) de la contrainte de module unitaire sur les phases RIS. Une solution en forme fermée n'existe pas en général, et des méthodes itératives sont nécessaires [18].

2.6.2 Méthode d'optimisation alternée

L'approche d'optimisation alternée (AO, *Alternating Optimization*) décompose le problème (2.36) en deux sous-problèmes traités alternativement jusqu'à convergence [18, 20].

Sous-problème 1 — Optimisation du précodage W pour $\boldsymbol{\phi}$ fixé :

Pour $\boldsymbol{\phi}$ fixé, le canal effectif $\mathbf{H}_{\text{eff}}$ est connu. Le problème de maximisation de la somme des débits sous contrainte de puissance est résolu par le précodage MMSE décrit en Section 2.4.3, qui est le précodeur linéaire optimal [4, 12].

Sous-problème 2 — Optimisation des phases RIS $\boldsymbol{\phi}$ pour W fixé :

Pour $\mathbf{W}$ fixé, le problème de maximisation de la SE en fonction de $\boldsymbol{\phi}$ sous contrainte $|\phi_n| = 1$ s'écrit, après reformulation [18] :

$$\underset{\boldsymbol{\phi}:|\phi_n|=1}{\text{maximiser}} \quad \sum_{k=1}^{K} \log_2 \left(1 + \frac{\left| \boldsymbol{\phi}^T \mathbf{v}_k + d_k \right|^2}{\sum_{j \neq k} \left| \boldsymbol{\phi}^T \mathbf{v}_j + d_j \right|^2 + \sigma_n^2} \right) \tag{2.37}$$

où $\mathbf{v}_k = \mathbf{V}_k \mathbf{w}_k$ et $d_k = \mathbf{h}_{d,k}^\dagger \mathbf{w}_k$. Ce sous-problème est résolu par la méthode de majoration-minimisation (MM) ou par la technique de remontée de gradient sur la variété complexe [22]. La mise à jour par gradient projeté est :

$$\phi_n^{(t+1)} = e^{j \angle \left(\phi_n^{(t)} + \mu^{(t)} \nabla_{\phi_n^*} f \right)} \tag{2.38}$$

où $\mu^{(t)} > 0$ est le pas de gradient et $\nabla_{\phi_n^*} f$ est le gradient conjugué de la fonction objectif par rapport à ϕ_n^*.

L'algorithme AO complet est décrit par l'algorithme 1 :

Algorithm 1 Optimisation alternée pour le système RIS-Massive MIMO

Require: CSI parfait : $\mathbf{H}_d$, $\mathbf{G}$, $\mathbf{H}_r$; P_T, σ_n^2
1: Initialiser $\boldsymbol{\phi}^{(0)}$ aléatoirement, $t \leftarrow 0$
2: **repeat**
3: **Étape 1 :** Calculer $\mathbf{H}_{\text{eff}}^{(t)}$ via (2.19) avec $\boldsymbol{\phi}^{(t)}$
4: **Étape 2 :** Calculer $\mathbf{W}^{(t+1)}$ via le précodage MMSE (2.25)
5: **Étape 3 :** Mettre à jour $\boldsymbol{\phi}^{(t+1)}$ via (2.38)
6: $t \leftarrow t + 1$
7: **until** convergence de la SE ou $t > t_{\max}$
Ensure: $\mathbf{W}^*$, $\boldsymbol{\phi}^*$, SE*

La convergence de l'algorithme AO est garantie car chaque sous-problème améliore (ou maintient) la valeur de la fonction objectif, qui est bornée supérieurement [18]. En pratique, la convergence est atteinte en une dizaine d'itérations.

2.6.3 Méthode des phases aléatoires (référence)

Afin d'établir une borne inférieure de performance et d'évaluer le gain apporté par l'optimisation, on considère le cas de référence où les phases RIS sont tirées uniformément et indépendamment selon $\phi_n \sim \mathcal{U}[0, 2\pi)$ [19] :

$$\phi_n^{\text{rand}} \overset{\text{i.i.d.}}{\sim} \mathcal{U}[0, 2\pi), \quad n = 1, \ldots, N \tag{2.39}$$

Dans ce cas, l'espérance du gain RIS est [5] :

$$\mathbb{E}\left[\left| \mathbf{h}_{r,k}^\dagger \boldsymbol{\Phi} \mathbf{G} \mathbf{w}_k \right|^2 \right]_{\text{aléatoire}} = N \cdot \mathbb{E}\left[|h_{r,k,n}|^2 \right] \cdot \mathbb{E}\left[|[\mathbf{G}\mathbf{w}_k]_n|^2 \right] \tag{2.40}$$

ce qui montre une croissance linéaire en N, contre une croissance en N^2 dans le cas optimal. Cette référence permet de quantifier le gain net de l'optimisation et de valider l'intérêt de la conception conjointe BS–RIS.

2.7 Conclusion

Ce chapitre a établi un cadre mathématique complet pour la modélisation et l'analyse du système RIS-Massive MIMO. Nous avons successivement :

1. Décrit l'architecture tripartite BS–RIS–UE et formulé les hypothèses de travail,
2. Établi le modèle de signal en liaison descendante multi-utilisateurs, en décomposant le canal composite en ses sous-canaux constitutifs (BS–RIS, RIS–UE, lien direct),
3. Reformulé la matrice de phase RIS et sa relation avec le canal effectif vu par la BS,
4. Comparé les trois précodeurs linéaires (MRT, ZF, MMSE) adaptés au canal effectif,
5. Défini les métriques de performance pertinentes : SINR, efficacité spectrale, BER, probabilité de coupure, efficacité énergétique et gain RIS,
6. Formulé le problème d'optimisation conjointe et proposé l'algorithme AO pour sa résolution.

Les résultats analytiques de ce chapitre constituent la base théorique nécessaire à la simulation numérique et à la validation des performances du chapitre suivant. En particulier, l'expression du gain quadratique en N^2 de la RIS avec phases optimisées, contre un gain linéaire en N pour des phases aléatoires, motive pleinement l'effort d'optimisation et souligne le potentiel transformateur de cette technologie pour les réseaux 5G/6G.

CHAPITRE 3

Chapitre 3

Simulations et Résultats

3.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation et à l'analyse des résultats de simulation obtenus pour le système Massive MIMO multi-utilisateur assisté par Surface Intelligente Reconfigurable (RIS). L'objectif est d'évaluer quantitativement les gains de performance introduits par le déploiement de cette surface passive dans un réseau de nouvelle génération (5G/6G).

L'analyse s'articule autour de quatre métriques fondamentales de la couche physique : l'efficacité spectrale somme (Sum-Rate), le taux d'erreur binaire (BER), l'efficacité énergétique (EE) et la probabilité de coupure. Les résultats sont comparés pour différentes stratégies de précodage et configurations de phases RIS.

Afin d'assurer la fiabilité statistique des résultats, toutes les simulations sont conduites sous MATLAB selon une approche Monte Carlo sur 50 réalisations indépendantes du canal à chaque point de SNR, dans des conditions de propagation calibrées permettant d'isoler l'impact propre de la RIS.

3.2 Environnement de Simulation et Paramètres

Avant de procéder à l'exposition des résultats, il s'avère indispensable de spécifier le cadre de modélisation retenu pour nos simulations, incluant l'architecture géométrique tridimensionnelle, la formulation des modèles de canaux physiques et les paramètres de dimensionnement technologique.

3.2.1 Scénario de déploiement adopté

Le scénario de déploiement considéré modélise une configuration de couverture en zone semi-urbaine, caractérisée par une station de base en hauteur et des terminaux mobiles distribués au niveau du sol. Le système est composé d'une cellule unique au sein

de laquelle une station de base (BS) équipée d'un réseau massif de $M = 64$ antennes sert simultanément $K = 8$ utilisateurs (UE) autonomes dotés d'une seule antenne. Une surface réfléchissante intelligente (RIS) comprenant un nombre variable d'éléments passifs $N \in \{0, 16, 32, 64, 128\}$ est insérée dans l'environnement afin de fournir un chemin de propagation alternatif et de contourner un obstacle majeur responsable du masquage partiel ou total du lien direct BS-UE.

La géométrie du réseau est cartographiée dans un repère tridimensionnel cartésien (X, Y, Z). La BS est localisée à l'origine fixe $[0, 0, 25]$ m (soit une hauteur d'antenne de 25 m). La RIS est implantée à une position stratégique fixe définie par les coordonnées $[80, 20, 15]$ m. Les K utilisateurs sont distribués de façon aléatoire et uniforme à une hauteur fixe de $1,5$ m à l'intérieur d'un disque (zone UE) de rayon $r = 25$ m, centré sur le point de coordonnées $[120, 0, 1, 5]$ m.

En termes de distances nominales, la liaison fixe BS-RIS s'étend sur environ 82 m, tandis que la distance séparant la RIS de chaque utilisateur fluctue entre 40 et 65 m selon la réalisation spatiale de l'UE. La liaison directe BS-UE, d'une distance nominale d'environ 120 m, subit une atténuation supplémentaire fixe de 12 dB afin de modéliser l'effet de masquage (*shadowing*) lié à la présence d'obstacles structuraux. Le détail fonctionnel de ce déploiement géométrique est synthétisé dans le Tableau 3.1 et illustré à la Figure 3.1

TABLE 3.1 – Paramètres géométriques du déploiement en zone semi-urbaine.

Nœud	**Coordonnées** (x, y) **[m]**	**Hauteur** z **[m]**	**Rôle système**
Station de Base (BS)	$(0, 0)$	25	Émetteur Massive MIMO
Surface RIS	$(80, 20)$	15	Réflecteur intelligent plan
Centre de la zone UE	$(120, 0)$	1.5	Centre de distribution des utilisateurs
Zone UE	$r = 25$ m		Distribution uniforme des UE

3.2.2 Modélisation mathématique des canaux de propagation

Le canal de propagation global est appréhendé via un modèle composite en cascade. La matrice du canal effectif global $\mathbf{H}_{\text{eff}} \in \mathbb{C}^{K \times M}$ entre la BS et les K utilisateurs intègre à la fois le trajet direct et le trajet réfléchi par la RIS. Elle s'exprime sous la forme linéaire suivante :

$$\mathbf{H}_{\text{eff}} = \mathbf{H}_d + \mathbf{H}_{ru}\mathbf{\Phi}\mathbf{G} \tag{3.1}$$

où $\mathbf{\Phi} = \text{diag}(\boldsymbol{\theta}) \in \mathbb{C}^{N \times N}$ représente la matrice de phase diagonale de la RIS, contrôlée par le vecteur de réflexion $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \theta_2, \ldots, \theta_N]^T \in \mathbb{C}^N$. Chaque élément de réflexion est passif et respecte la contrainte de module unitaire, soit $|\theta_n| = 1$ pour tout $n \in \{1, \ldots, N\}$. Les sous-canaux physiques sont caractérisés comme suit :

1. **Liaison directe BS-Utilisateurs ($\mathbf{H}_d \in \mathbb{C}^{K \times M}$)** : Ce lien est modélisé par une

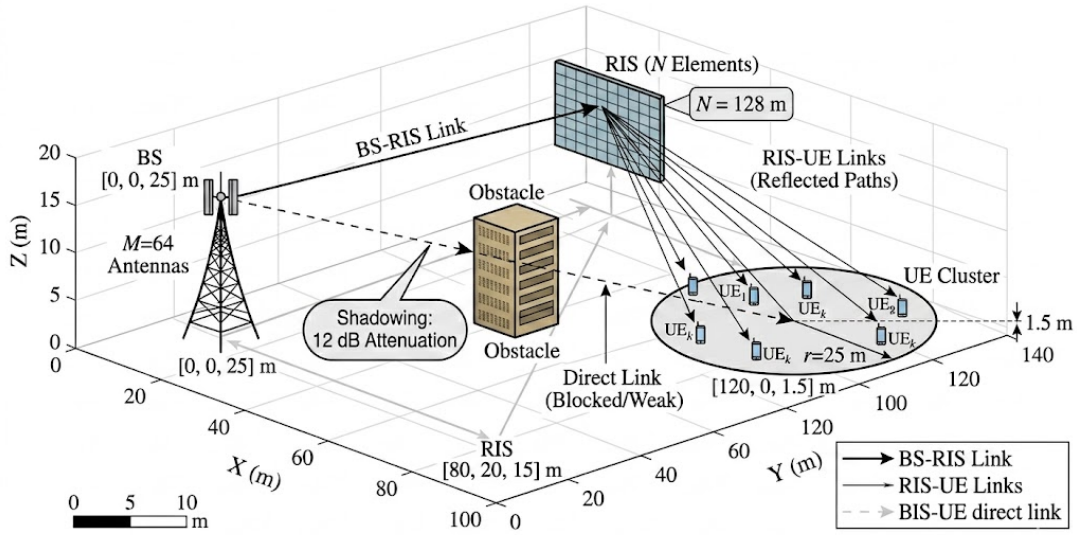


FIGURE 3.1 – Scénario de déploiement adoptée du système Massive MIMO assisté par RIS.

loi de Rayleigh pure, ce qui équivaut à un facteur de Rice $K_{\mathrm{BU}} \to -\infty$ dB. Cette modélisation traduit l'absence de composante en visibilité directe (LoS) en raison de l'obstacle physique. En outre, ce canal subit l'atténuation additionnelle de 12 dB due au masquage.

2. **Liaison station de base - RIS ($\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times M}$)** : Ce canal fixe obéit à un modèle de Rice doté d'un fort facteur de forme $K_{\mathrm{BR}} = 10$ dB. Cela traduit une propagation quasi-optique stable, dominée par une composante déterministe en visibilité directe ($\mathbf{G}_{\mathrm{LOS}}$) issue d'une optimisation rigoureuse de la hauteur de la RIS. Mathématiquement, la matrice s'écrit :

$$\mathbf{G} = \sqrt{\beta_{\mathrm{BR}}} \left[\sqrt{\frac{K_{\mathrm{BR}}}{K_{\mathrm{BR}}+1}} \mathbf{G}_{\mathrm{LOS}} + \sqrt{\frac{1}{K_{\mathrm{BR}}+1}} \mathbf{G}_{\mathrm{NLOS}} \right] \tag{3.2}$$

où β_{BR} est le coefficient de perte de trajet associé et $\mathbf{G}_{\mathrm{NLOS}}$ est la composante diffuse de Rayleigh modélisée par une distribution gaussienne complexe centrée réduite.

3. **Liaison RIS - Utilisateurs ($\mathbf{H}_{ru} \in \mathbb{C}^{K \times N}$)** : Ce canal est caractérisé par un modèle de Rice avec un facteur modéré $K_{\mathrm{RU}} = 3$ dB, décrivant une visibilité directe partielle en environnement urbain. Pour chaque utilisateur k, le vecteur de canal unitaire associé $\mathbf{h}_{ru,k} \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ intègre un coefficient de perte de trajet localisé $\beta_{\mathrm{RU},k}$ recalculé de façon dynamique à chaque itération spatiale de Monte Carlo.

3.2.3 Modélisation des pertes de trajet (Path-Loss)

Afin de s'affranchir des contraintes liées à une bande de fréquences ou une puissance spécifiques, les pertes de trajet adoptent un mode calibré. Chaque coefficient d'atténuation géométrique β est normalisé vis-à-vis d'une distance de référence $d_0 = 1$ m suivant la formulation standard :

$$\beta(d) = \left(\frac{d_0}{\max(d, d_0)} \right)^{\alpha} \tag{3.3}$$

Le comportement de l'environnement physique se traduit par la différenciation des exposants de perte de trajet α :

- $\alpha_{\mathrm{BR}} = 2,2$: propagation en espace quasi-libre caractérisant la liaison dégagée BS-RIS.
- $\alpha_{\mathrm{RU}} = 2,6$: environnement modérément diffractant pour le lien RIS-UE.
- $\alpha_{\mathrm{BU}} = 3,6$: atténuation sévère due à la densité des obstacles urbains pour le lien direct BS-UE.

3.2.4 Stratégies de précodage multi-utilisateur

Pour évaluer la réactivité du système, quatre techniques de traitement spatial (précodage linéaire) à la BS sont mises en compétition, s'étendant d'architectures simplifiées à des approches optimisées :

- **Maximum Ratio Transmission (MRT)** : Défini par la matrice de précodage conjuguée :

  $$\mathbf{W} = \mathbf{H}_{\mathrm{eff}}^{H}$$

  Il maximise le gain de réseau au niveau de chaque terminal mais ignore totalement les interférences inter-utilisateurs. Sa complexité algorithmique reste très faible.
- **Zero-Forcing (ZF)** : Repose sur l'inversion pseudo-complexe du canal :

  $$\mathbf{W} = \mathbf{H}_{\mathrm{eff}}^{H}(\mathbf{H}_{\mathrm{eff}}\mathbf{H}_{\mathrm{eff}}^{H})^{-1}$$

  Ce précodeur annule strictement l'interférence inter-utilisateur au prix d'une dégradation du gain d'antenne à bas SNR. Il impose la condition structurelle $K \leq M$.
- **Minimum Mean Square Error (MMSE)** : Formulé par :

  $$\mathbf{W} = \mathbf{H}_{\mathrm{eff}}^{H}(\mathbf{H}_{\mathrm{eff}}\mathbf{H}_{\mathrm{eff}}^{H} + \alpha\mathbf{I})^{-1}$$

  avec un facteur de régularisation optimal $\alpha = K\sigma^2/P$. Il équilibre de manière optimale le niveau de bruit blanc et la puissance des interférences, maximisant le SINR moyen par utilisateur.
- **Regularized Zero-Forcing (RZF)** : Approche proche du MMSE utilisant un

facteur de régularisation empirique fixe $\alpha_{\mathrm{RZF}} = 1,0$, permettant d'adapter le comportement entre le ZF (haut SNR) et le MRT (bas SNR).

3.2.5 Stratégies de configuration des phases de la RIS

Trois scénarios opératoires distincts sont analysés tout au long de ce travail :

1. **Sans RIS** : Configuration de référence classique où la transmission exploite exclusivement le canal direct masqué $\mathbf{H}_d$ ($N = 0$).
2. **RIS à phases aléatoires** : Les déphasages θ_n sont configurés de manière uniforme sur $[0, 2\pi[$. Ce cas modélise une borne inférieure sans retour d'information du canal (CSI).
3. **RIS optimisée** : Les phases sont ajustées via une procédure heuristique d'alignement de phase cohérente. Pour chaque élément résonnant n, la phase est choisie pour aligner le produit cascadé $\mathbf{h}_{ru}(:, n) \cdot \mathbf{G}(n, :)$ sur la phase du trajet direct $\mathbf{H}_d$. Cette étape est ensuite affinée par une sélection parmi 25 candidats aléatoires et validée par un algorithme d'ascension de coordonnées sur une grille de quantification de 16 niveaux par élément (4 bits de contrôle).[24, 25, 26]

Le Tableau 3.2 dresse la synthèse exhaustive des paramètres numériques communs injectés dans l'infrastructure de simulation.

TABLE 3.2 – Paramètres de simulation du système RIS–Massive MIMO.

Paramètre opérationnel	**Symbole**	**Valeur de simulation**
Nombre d'antennes BS	M	64
Nombre d'utilisateurs actifs	K	8
Nombre d'éléments RIS	N	$\{0, 16, 32, 64, 128\}$
Fréquence porteuse	f_c	3.5 GHz (Sub-6 GHz)
Bande passante	B	20 MHz
Facteur de bruit	F_n	7 dB
Plage SNR	SNR	-10 à 30 dB (pas 5 dB)
Itérations Monte Carlo	N_{MC}	50
Rice BS–RIS	K_{BR}	10 dB
Rice RIS–UE	K_{RU}	3 dB
Lien direct BS–UE	K_{BU}	Rayleigh (sans LOS)
Masquage direct	L_{dir}	12 dB
Exposants perte trajet	$\alpha_{\mathrm{BR}}, \alpha_{\mathrm{RU}}, \alpha_{\mathrm{BU}}$	2.2 / 2.6 / 3.6
Seuil de débit	R_{th}	1 bit/s/Hz
Puissance circuit BS	$P_{\mathrm{BS,cir}}$	10 W
Puissance chaîne RF	P_{RF}	0.25 W / chaîne
Puissance élément RIS	P_{RIS}	5 mW / élément
Puissance UE	P_{UE}	0.1 W
Modulation	—	BPSK cohérente

3.3 Efficacité Spectrale en Fonction du SNR

La somme des efficacités spectrales (*Sum-Rate*) mesurée en bit/s/Hz constitue la première métrique d'évaluation globale. Le comportement du système exploitant un précodeur ZF associé à une surface de taille maximale ($N = 128$) est cartographié sur la plage de SNR allant de -10 à $+30$ dB. Les données numériques issues des simulations sont consignées au sein du Tableau 3.3.

TABLE 3.3 – Efficacité spectrale somme (bit/s/Hz) en fonction du SNR, ZF détecteur, $N = 128$.

SNR (dB)	**Sans RIS**	**RIS aléatoire**	**RIS optimisé**
-10	0.47	2.43	3.13
-5	1.46	6.66	8.19
0	3.98	13.88	16.16
5	9.61	24.28	27.05
10	18.71	36.93	40.16
15	30.53	49.62	52.46
20	43.77	63.49	66.52
25	56.57	76.82	79.86
30	69.96	90.10	93.30

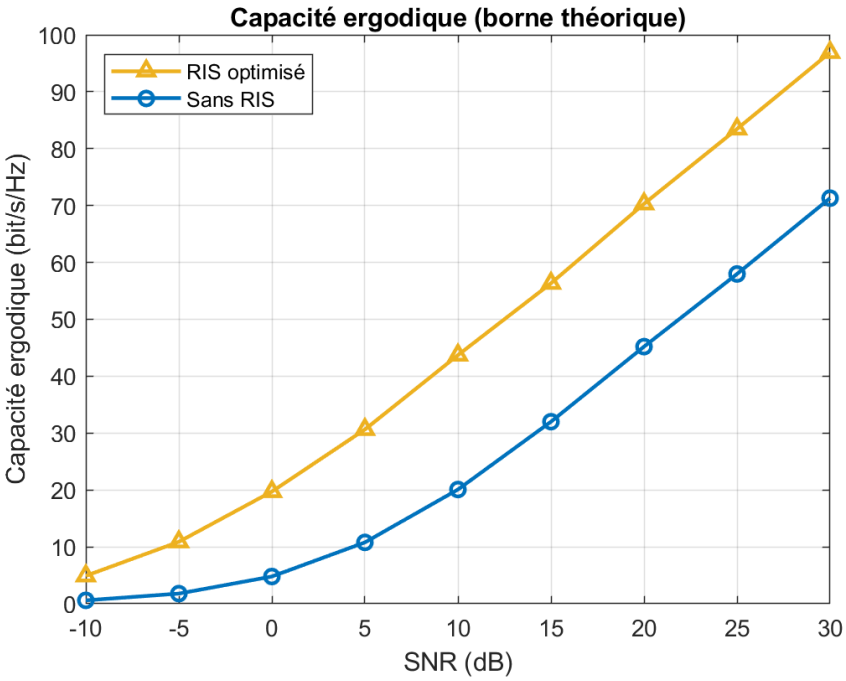
L'évolution de ces performances en fonction du niveau de puissance est illustrée graphiquement par les courbes théoriques et mesurées de la Figure 3.2.

L'examen du Tableau 3.3 et des courbes de la Figure 3.2 met en évidence plusieurs propriétés fondamentales du couplage Massive MIMO et RIS :

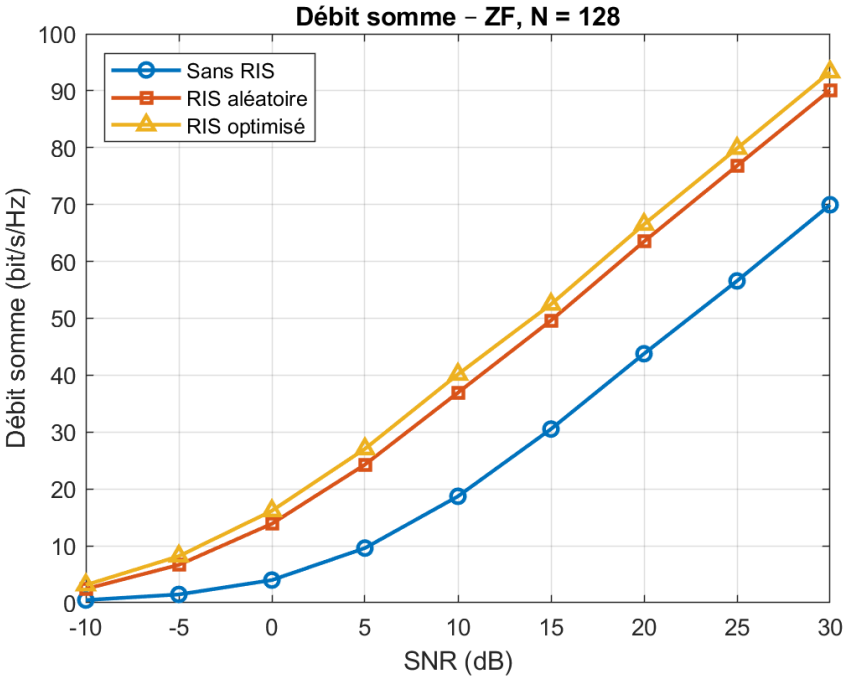
— **Gain absolu induit par la RIS** : L'insertion de la RIS se traduit par un décalage substantiel des courbes de performance. À un niveau de SNR intermédiaire de 20 dB, l'architecture avec RIS optimisée atteint une efficacité spectrale globale de $66,52$ bit/s/Hz contre seulement $43,77$ bit/s/Hz pour l'architecture classique dénuée de surface réfléchissante. Cela représente un saut de performance absolu de $+22,75$ bit/s/Hz, soit une amélioration relative nette de $+52\%$.

— **Impact de la cohésion des phases** : Les algorithmes d'optimisation améliorent clairement les performances sur toute la plage de SNR. À 20 dB, l'alignement heuristique des phases dépasse l'approche à phases aléatoires d'environ $+3,02$ bit/s/Hz. L'écart devient encore plus important à faible SNR (0 dB), où la cohérence des phases est essentielle pour distinguer le signal du bruit.

— **Dynamique de croissance à haut SNR** : En l'absence de RIS, la croissance de la courbe est strictement logarithmique, bridée par l'atténuation sévère du canal direct Rayleigh ($\alpha_{\mathrm{BU}} = 3,6$) et le masquage de 12 dB. Les configurations exploitant la RIS maintiennent un décalage presque constant en dB, illustrant le fait que la



(a) Capacité ergodique (borne théorique)



(b) Débit somme effectif (ZF, $N = 128$)

FIGURE 3.2 – Évaluation de la capacité ergodique et du débit somme en fonction du SNR.

surface passive modifie fondamentalement la géométrie de propagation en créant un canal global plus favorable.

— **Analyse du SINR moyen** : Cette amplification du débit trouve son explication dans l'évolution du Rapport Signal sur Interférence plus Bruit (SINR) effectif par utilisateur. À un SNR fixé à 20 dB et pour $N = 128$, le SINR moyen calculé par terminal s'élève à 25 dB sous contrôle de phases optimisées, tandis qu'il plafonne à $24,0$ dB pour des phases aléatoires et s'effondre à $16,4$ dB en configuration témoin sans RIS. Le recours à une structure intelligente permet ainsi de multiplier la puissance de réception utile par un facteur d'échelle de $7,4$.

3.4 Taux d'Erreur Binaire (BER)

La robustesse de la transmission des données est caractérisée par le Taux d'Erreur Binaire moyen par utilisateur, évalué ici via une approximation analytique d'une modulation BPSK cohérente ($\text{BER} = 0,5 \cdot \text{erfc}(\sqrt{\text{SINR}})$). Les comportements des trois scénarios clés face aux fluctuations du bruit thermique sont quantifiés au sein du Tableau 3.4 et illustrés par la Figure 3.3.

TABLE 3.4 – Bit Error Rate (BER) moyen en fonction du SNR, ZF détecteur, $N = 128$.

SNR (dB)	**Sans RIS**	**RIS aléatoire**	**RIS optimisé**
-10	0.3864	0.2481	0.2166
-5	0.3022	0.1081	0.0779
0	0.1827	0.0172	0.0077
5	5.47e-2	1.3e-4	2.1e-5
10	2.5e-3	$< 10^{-6}$	$< 10^{-6}$
≥ 15	$< 10^{-6}$	$< 10^{-6}$	$< 10^{-6}$

Les courbes de BER en échelle semi-logarithmique (Figure 3.3) révèlent des gains significatifs en termes de fiabilité :

— **Gain de codage et décalage en SNR** : Afin d'atteindre un BER cible opérationnel de 10^{-2} (seuil standard avant correction d'erreur de type FEC), la configuration Massive MIMO assistée par une RIS optimisée requiert un SNR significativement plus faible que le système conventionnel. Le décalage horizontal met en évidence une économie de puissance d'émission de l'ordre de 8 à 10 dB.

— **Pente de coupure (Chute du BER)** : On observe une chute brutale du taux d'erreur pour la configuration optimisée lors du passage de SNR = 0 dB à 5 dB. Le BER s'effondre de $0,0077$ à $2,1 \times 10^{-5}$, traduisant une division de l'erreur par un facteur d'échelle de 370 pour une augmentation de puissance de seulement 5 dB.

— **Gain algorithmique** : À SNR = 0 dB, la transition d'un contrôle passif aléatoire vers un ajustement intelligent des phases permet de diviser le taux d'erreur binaire

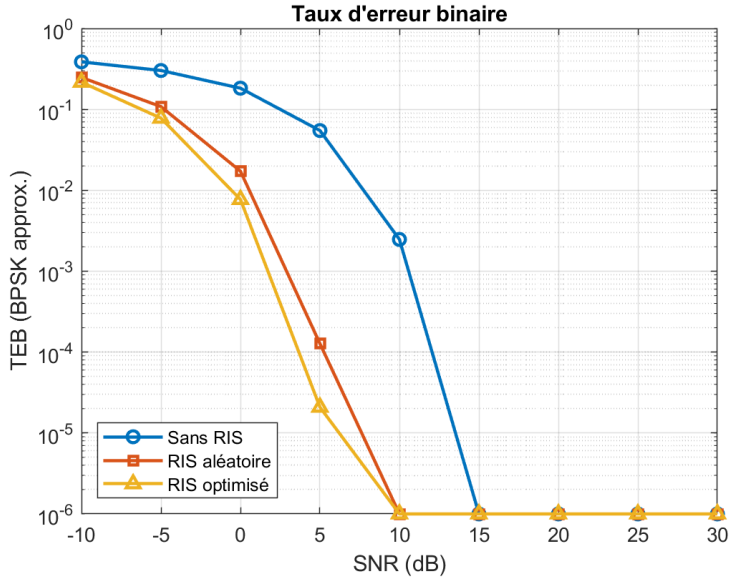


FIGURE 3.3 – Évolution du Taux d'Erreur Binaire (BER) moyen en fonction du SNR ($N = 128$).

par un facteur de $2,2$ (passant de $0,0172$ à $0,0077$). Cela confirme la pertinence d'un contrôle actif de l'environnement électromagnétique.

3.5 Impact du Nombre d'Éléments RIS sur l'Efficacité Spectrale

3.5.1 Analyse comparative à un SNR fixe de 20 dB

Afin de dimensionner correctement le système, il est crucial d'étudier comment les performances évoluent avec l'augmentation de la taille de la matrice de réflexion (N). Le Tableau 3.5 dresse un bilan comparatif du débit somme à un SNR représentatif de 20 dB pour les quatre méthodes de précodage étudiées, sous réserve d'une optimisation continue des phases.

Tableau 3.5 – Débit somme (bit/s/Hz) en fonction de N (SNR = 20 dB, phases opti-misées).

Nombre d'éléments (N)	MRT	ZF	MMSE	RZF
0 (Sans RIS)	24,79	42,91	43,01	42,92
16	23,77	49,53	49,62	49,57
32	24,38	54,32	54,40	54,32
64	25,70	58,98	59,03	59,01
128	26,58	66,52	66,56	66,52

3.5.2 Quantification du gain net pour le précodeur Zero-Forcing

Pour mettre en lumière la dynamique de croissance propre au précodeur ZF, le Tableau 3.6 isole les variations absolues et relatives des performances spectrales par rapport à la structure témoin dénuée de RIS.

Tableau 3.6 – Analyse des gains absolus et relatifs pour le précodeur ZF (SNR = 20 dB).

Éléments N	**Sum-Rate sans RIS**	**Sum-Rate avec RIS**	**Gain absolu**	**Gain relatif (%)**
16	42,91	49,53	+6,62	+15,5%
32	42,91	54,32	+11,41	+26,6%
64	42,91	58,98	+16,07	+37,5%
128	42,91	66,52	+23,61	+55,0%

La Figure 3.4 traduit visuellement cette sensibilité du système en fonction de la taille physique du réseau de réflexion.

3.5.3 Interprétations et asymptotes

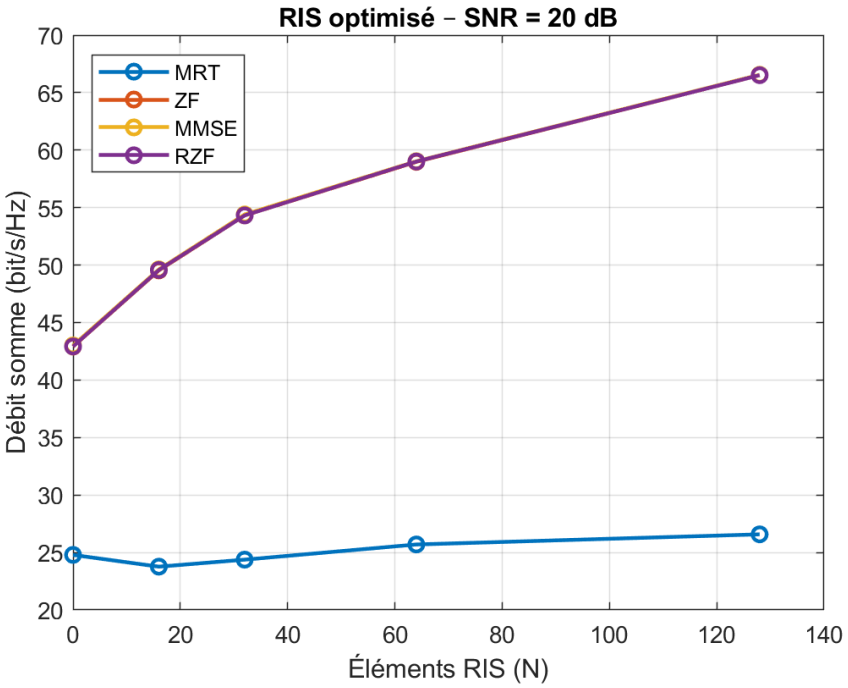
Les résultats de la Figure 3.4 montrent que le gain apporté par la RIS augmente de manière quasi linéaire avec le nombre d'éléments réfléchissants. En particulier, lorsque la taille de la surface est multipliée par huit (de 16 à 128 éléments), le gain d'efficacité spectrale passe de $+6,62$ à $+23,61$ bit/s/Hz, soit une amélioration d'un facteur $3,56$. Cette évolution confirme l'intérêt direct de l'augmentation de la dimension de la RIS pour améliorer les performances globales du système.

On observe également une nette hiérarchie entre les schémas de précodage multi-utilisateurs. Pour $N = 128$, les performances des précodeurs ZF, MMSE et RZF restent très proches, avec des valeurs comprises dans une plage étroite autour de $66,52$ à $66,56$ bit/s/Hz. En revanche, le précodeur MRT affiche des performances significativement plus faibles, limitées à $26,58$ bit/s/Hz, soit environ $2,5$ fois inférieures. Cette différence s'explique par le fait que le MRT ne prend pas en compte l'annulation des interférences inter-utilisateurs, ce qui entraîne une saturation rapide du système malgré l'augmentation du nombre d'éléments RIS.

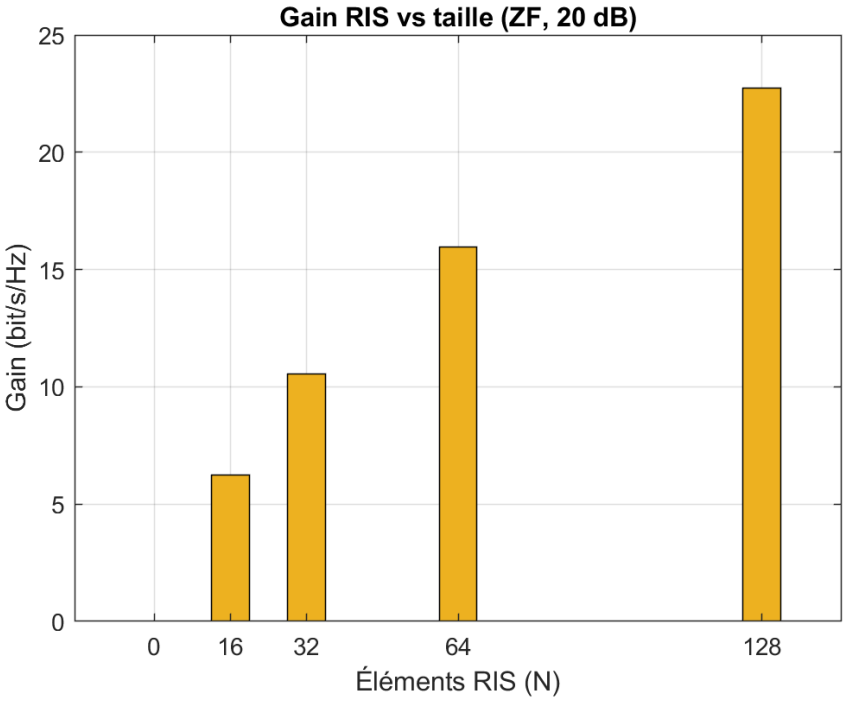
3.6 Efficacité Énergétique

L'évaluation de l'Efficacité Énergétique (EE) s'impose comme un criterion de premier plan pour concevoir des réseaux éco-responsables. L'indicateur EE est défini mathématiquement comme le rapport entre le débit binaire total du système et la puissance électrique globale consommée :

$$\mathrm{EE} = \frac{B \cdot R_{\mathrm{sum}}}{P_{\mathrm{total}}} \quad [\text{bit/J ou Mbit/J}] \tag{3.4}$$



(a) Débit somme global en fonction du nombre d'éléments N



(b) Gain incrémental avec précodeur ZF

FIGURE 3.4 – Impact de la taille du RIS sur l'efficacité spectrale pour un SNR de 20 dB.

La puissance totale absorbée P_{total} est modélisée de manière réaliste en agrégeant les contributions de l'ensemble des sous-systèmes matériels :

$$P_{\text{total}} = \frac{P_{\text{émission}}}{\eta} + P_{\text{BS,cir}} + M \cdot P_{\text{RF}} + K \cdot P_{\text{UE}} + N \cdot P_{\text{RIS}} \tag{3.5}$$

Conformément aux spécifications du Tableau 3.2, ce modèle comptabilise la puissance rayonnée (déduite du SNR normalisé), la consommation fixe de l'unité de calcul de la station de base ($P_{\text{BS,cir}} = 10$ W), le coût énergétique de chaque chaîne RF ($P_{\text{RF}} = 0,25$ W), les circuits de traitement des terminaux mobiles ($P_{\text{UE}} = 0,1$ W), ainsi que la puissance d'alimentation des circuits électroniques de contrôle des éléments de la RIS ($P_{\text{RIS}} = 5$ mW par élément).

Le Tableau 3.7 rassemble les valeurs de l'efficacité énergétique globale, exprimées en Mégabits par Joule (Mbit/J), pour les différentes configurations étudiées, tandis que la Figure 3.5 illustre cette dynamique.

TABLE 3.7 – Efficacité énergétique globale (Mbit/J) en fonction du SNR (ZF, $N = 128$).

SNR (dB)	**Sans RIS (Référence)**	**RIS à phases aléatoires**	**RIS avec phases optimisées**
-10	0,35	1,77	2,27
-5	1,08	4,80	5,90
0	2,86	9,76	11,37
5	6,41	15,87	17,68
10	10,17	19,73	21,45
15	10,45	16,80	17,77
20	6,90	9,96	10,44
25	3,30	4,47	4,65
30	1,36	1,75	1,82

L'analyse de l'efficacité énergétique (Figure 3.5) met en lumière un comportement non monotone typique des systèmes de communication sans fil :

— **Point de fonctionnement optimal en EE** : Contrairement à l'efficacité spectrale qui croît de façon continue avec le SNR, l'efficacité énergétique passe par un maximum global avant de décroître. La configuration s'appuyant sur une RIS optimisée atteint son efficacité maximale de $21,45$ Mbit/J à un niveau de SNR = 10 dB. En comparaison, le système de référence sans RIS plafonne à un maximum de $10,45$ Mbit/J, obtenu à un niveau de SNR = 15 dB. L'apport de la RIS optimisée permet donc de doubler l'efficacité énergétique (+105%) tout en réduisant de 5 dB la puissance requise pour atteindre ce pic.

— **Dégradation en régime de haut SNR** : Au-delà de son point optimal (SNR > 10 dB), l'efficacité énergétique chute rapidement pour toutes les configurations testées. À ces niveaux de puissance, l'augmentation linéaire de la puissance d'émission consommée au dénominateur ne compense plus la croissance purement logarithmique du débit somme au numérateur. Le système bascule alors d'un régime limité

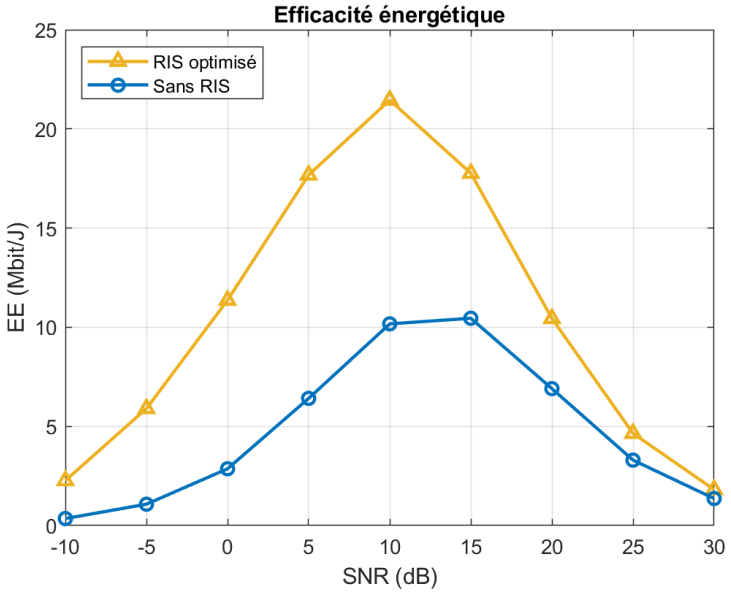


FIGURE 3.5 – Efficacité énergétique (EE) globale du système en fonction du SNR ($N = 128$).

par le bruit à un régime saturé par la puissance d'émission.

— **Gain lié à la passivité du système** : Bien que l'intégration de 128 éléments réfléchissants augmente la consommation matérielle globale (de l'ordre de 128×5 mW $= 0,64$ W), le gain significatif obtenu sur le débit somme compense largement ce coût énergétique supplémentaire. À SNR $= 10$ dB, les deux configurations avec RIS (aléatoire ou optimisée) permettent de multiplier l'efficacité énergétique par un facteur d'environ 2 par rapport à l'architecture classique sans RIS.

3.7 Probabilité de Coupure (Outage Probability)

La probabilité de coupure (*Outage Probability*) quantifie la fiabilité à grande échelle du système. Elle correspond à la probabilité statistique que le débit instantané d'un utilisateur chute sous un seuil de qualité de service minimal requis, fixé ici à $R_{\text{th}} = 1$ bit/s/Hz. Le Tableau 3.8 présente les taux de coupure enregistrés, complétés graphiquement par la Figure 3.6.

Tableau 3.8 – Probabilité de coupure en fonction du SNR (ZF, $N = 128$, $R_{\text{th}} = 1$ bit/s/Hz).

SNR (dB)	Sans RIS (Référence)	RIS à phases aléatoires	RIS avec phases optimisées
-10	1,00	1,00	1,00
-5	1,00	0,42	0,42
0	0,00	0,00	0,00
≥ 5	0,00	0,00	0,00

3.7.1 Analyse de la robustesse de la couverture

— **Disparition de la coupure dès 0 dB** : Les résultats de la Figure ?? montrent que pour un niveau de SNR ≥ 0 dB, la probabilité de coupure s'annule complètement pour toutes les configurations testées. Cela s'explique par la structure du système Massive MIMO à 64 antennes, dont le fort gain de réseau permet de maintenir un niveau de performance stable dès que le bruit thermique devient modéré.

— **Comportement dans la zone critique à -5 dB** : L'apport spécifique de la RIS est particulièrement visible dans les conditions de propagation très dégradées, notamment à SNR $= -5$ dB. Dans ce scénario, le système de référence sans RIS subit une coupure totale (Outage $= 1,00$), traduisant l'incapacité du canal direct masqué à assurer le débit minimal requis. L'activation de la RIS permet d'abaisser cette probabilité de coupure à $0,42$, garantissant ainsi le maintien de la liaison pour 58% des utilisateurs de la cellule. On remarque également que dans cette zone critique, les configurations à phases aléatoires et optimisées affichent des performances identiques, ce qui indique que la simple présence physique de trajets réfléchis supplémentaires prime sur la précision de l'alignement des phases lorsque le bruit est très élevé.

3.8 Comparaison Approfondie des Précodeurs

3.8.1 Synthèse des performances à SNR = 20 dB et $N = 128$

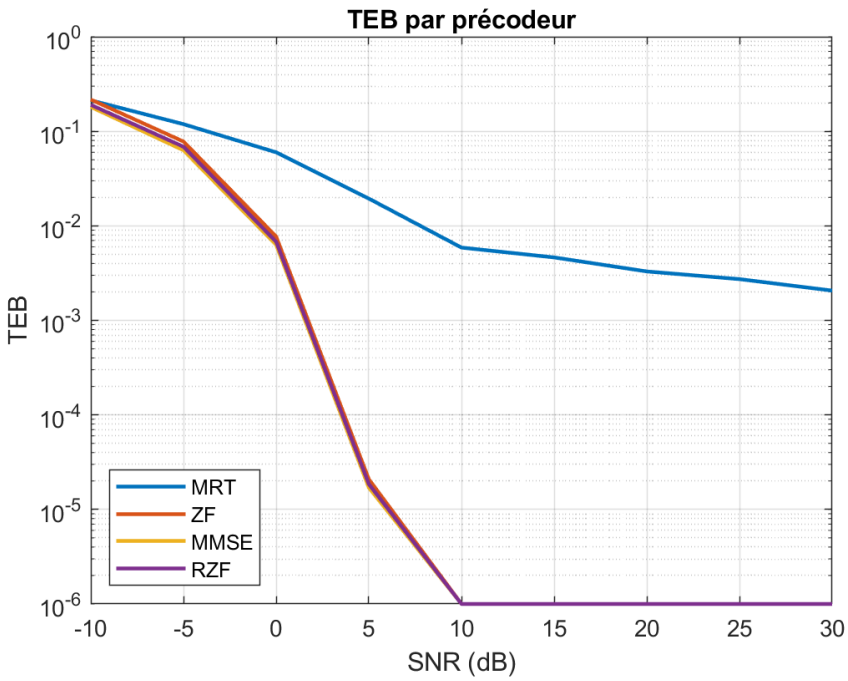
Pour dégager les meilleurs choix de conception matérielle et logicielle, le Tableau 3.9 propose une analyse comparative croisée des quatre précodeurs linéaires étudiés, mesurée au point de fonctionnement stable SNR $= 20$ dB et avec une taille de RIS fixée à $N = 128$.

TABLE 3.9 – Bilan comparatif des performances et de la complexité des précodeurs (SNR $= 20$ dB, $N = 128$).

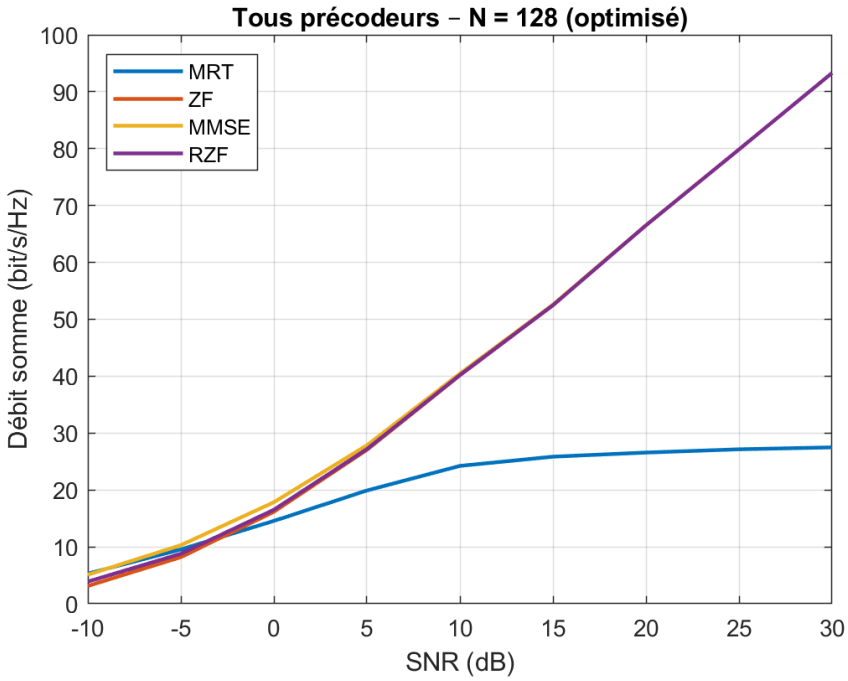
Algorithme	**Sum-Rate (bit/s/Hz)**	**Gain relatif vs. MRT**	**Complexité algorithmique**
MRT	26,58	—	Faible ($O(MK)$)
ZF	66,52	+150%	Moyenne ($O(K^3 + MK^2)$)
MMSE	66,56	+150%	Moyenne–Élevée
RZF	66,52	+150%	Moyenne

3.8.2 Analyse de l'impact du traitement spatial

Les résultats de la Figure 3.6 mettent en évidence deux comportements distincts selon la gestion des interférences :



(a) TEB (BER) par précodeur



(b) Débit somme par précodeur

FIGURE 3.6 – Comparaison des performances des précodeurs MRT, ZF, MMSE et RZF ($N = 128$).

— **Supériorité des méthodes à suppression d'interférence** : Les précodeurs ZF, MMSE et RZF affichent des performances très proches et surclassent nettement le précodeur MRT, avec une amélioration du débit somme de +150% (passant d'environ 26, 58 à 66, 52 bit/s/Hz). Ce résultat confirme que pour les scénarios multi-utilisateurs où plusieurs terminaux partagent les mêmes ressources spectrales, la capacité à éliminer les interférences spatiales est le facteur clé pour exploiter pleinement le gain de propagation offert par la RIS.

— **Comportement en régime de bas SNR** : Bien que le MRT soit limité à haut SNR par le bruit d'interférence (visible par la saturation de sa courbe sur la Figure 3.6b), il offre une alternative intéressante en régime de signal très faible (bas SNR) en raison de sa faible complexité algorithmique. Cependant, dès que le système dispose d'une estimation de canal fiable (CSI) et de conditions de puissance standard, l'implémentation de solutions robustes de type ZF ou RZF s'avère indispensable pour traduire géométriquement l'apport de la surface réfléchissante en gain de débit utilisateur.

3.8.3 Gain net apporté par l'infrastructure RIS

Pour conclure cette étude comparative, la Figure 3.7 illustre la dynamique du gain net absolu obtenu grâce au déploiement du RIS par rapport au système MIMO classique sans support passif.

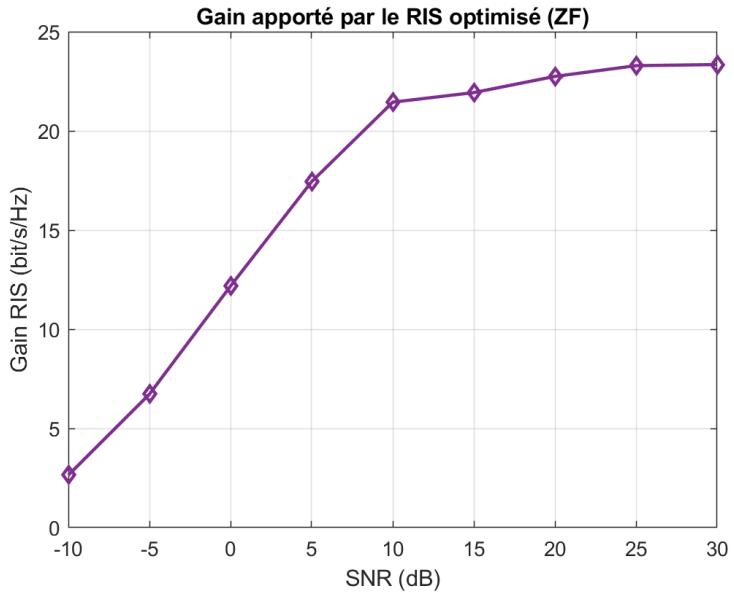


FIGURE 3.7 – Gain net en efficacité spectrale (bit/s/Hz) apporté par la RIS (Précodeur ZF, $N = 128$).

L'analyse de la Figure 3.7 démontre que le gain net croît de manière exponentielle dans la zone à bas et moyen SNR (entre -10 et $+10$ dB), traduisant le désenclavement

immédiat des utilisateurs masqués. À fort SNR ($\geq$ 20 dB), le gain net se stabilise de façon asymptotique autour de 23 bit/s/Hz, confirmant que le système atteint alors ses performances limites pour la configuration géométrique et le nombre d'éléments réfléchissants choisis.

3.9 Conclusion

Ce chapitre a mis en évidence, à travers des simulations Monte Carlo, l'impact significatif d'une RIS dans un système Massive MIMO multi-utilisateur. Les résultats montrent une amélioration nette de l'efficacité spectrale, de la fiabilité et de l'efficacité énergétique par rapport au système sans RIS, en particulier lorsque les phases sont optimisées.

Les gains sont maximisés en présence de précodeurs ZF, MMSE et RZF, qui exploitent efficacement le canal enrichi par la RIS, contrairement au MRT qui reste limité par la gestion des interférences. L'augmentation du nombre d'éléments RIS renforce également les performances, avec une amélioration quasi monotone du débit.

L'étude confirme aussi un compromis classique puissance–performance en efficacité énergétique, avec un point optimal à SNR intermédiaire, ainsi qu'une forte réduction de la probabilité de coupure dans les régimes de faible SNR.

Globalement, la RIS apparaît comme une solution efficace pour améliorer les performances des réseaux 5G/6G, à condition "être associée à des techniques de précodage adaptées et à une optimisation appropriée des phases.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale et perspectives

Ce mémoire a étudié l'apport des surfaces intelligentes reconfigurables (RIS – *Reconfigurable Intelligent Surfaces*) dans les systèmes Massive MIMO multi-utilisateurs pour les réseaux 5G/6G. L'objectif principal était d'analyser l'impact conjoint des RIS et des techniques de précodage sur les performances de la couche physique à travers une modélisation rigoureuse et des simulations numériques.

Un cadre théorique complet a été développé pour modéliser la transmission en liaison descendante (*downlink*), en tenant compte à la fois du canal direct et du canal réfléchi par la RIS. Les modèles de propagation utilisés (Rayleigh et Rice), ainsi que les pertes de trajet dépendantes de la géométrie, ont permis de représenter des environnements semi-urbains réalistes.

Les résultats de simulation montrent clairement que l'intégration d'une RIS améliore significativement les performances globales du système. L'efficacité spectrale est notablement améliorée, en particulier en régime de faible et moyen SNR, où la RIS compense efficacement les dégradations du canal direct obstrué. L'efficacité énergétique présente quant à elle un comportement non linéaire avec un point optimal pour des valeurs intermédiaires du SNR, mettant en évidence le compromis entre débit et consommation d'énergie.

Par ailleurs, l'analyse comparative des schémas de précodage montre que les méthodes ZF (*Zero-Forcing*), MMSE (*Minimum Mean Square Error*) et RZF (*Regularized Zero-Forcing*) offrent de meilleures performances que le MRT (*Maximum Ratio Transmission*). Ces techniques permettent une meilleure gestion des interférences multi-utilisateurs et exploitent efficacement la dimension spatiale apportée par la RIS. L'augmentation du nombre d'éléments de la surface conduit également à une amélioration progressive des performances, confirmant le rôle déterminant de la taille de la RIS. Enfin, la probabilité de coupure est réduite de manière significative, traduisant une amélioration de la robustesse du système dans des conditions de propagation dégradées.

Dans l'ensemble, ce travail confirme que les surfaces intelligentes reconfigurables constituent une solution prometteuse pour les réseaux de nouvelle génération, en particulier lorsqu'elles sont combinées à des techniques de précodage adaptées et à une optimisation efficace de leur configuration.

Plusieurs perspectives peuvent être envisagées afin de prolonger ce travail. Il se-

rait pertinent de développer des méthodes d'optimisation conjointe RIS–précodage plus avancées, telles que l'optimisation alternée, les méthodes sur variétés ou les approximations convexes successives. L'utilisation de techniques d'intelligence artificielle, notamment le deep learning et le reinforcement learning, représente également une voie prometteuse pour le contrôle dynamique des phases de la RIS dans des environnements mobiles et non stationnaires. Par ailleurs, l'étude pourrait être étendue à des modèles de canaux plus réalistes intégrant la mobilité des utilisateurs, la corrélation spatiale et les imperfections matérielles. L'exploration des RIS actives ou hybrides constitue aussi une piste intéressante afin d'améliorer encore les performances globales. Enfin, l'extension aux systèmes multi-cellules ainsi qu'à l'intégration avec les technologies émergentes telles que les communications térahertz et les réseaux radio intelligents ouvre des perspectives importantes pour les futurs réseaux 6G.

Bibliographie

[1] Cisco Systems, "Cisco annual internet report (2018–2023) white paper," Cisco Systems, San Jose, CA, USA, Tech. Rep. C11-741490-01, Mar. 2020, updated Mar. 2020.

[2] M. Shafi *et al.*, "5g : A tutorial overview of standards, trials, challenges, deployment, and practice," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 6, pp. 1201–1221, Jun. 2017.

[3] T. L. Marzetta, "Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 11, pp. 3590–3600, Nov. 2010.

[4] E. Björnson, J. Hoydis, and L. Sanguinetti, "Massive MIMO networks : Spectral, energy, and hardware efficiency," *Foundations and Trends® in Signal Processing*, vol. 11, no. 3-4, pp. 154–655, 2017.

[5] M. D. Renzo *et al.*, "Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces : How it works, state of the art, and research directions," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 128 517–128 573, 2019.

[6] L. Collin, "Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale," Ph.D. dissertation, Université de Bretagne Occidentale, Brest, France, Dec. 2002.

[7] P. Gruyer and S. Paillard, "Modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM," Rapport de projet, Université de Bretagne Occidentale, Dec. 2005.

[8] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge, UK : Cambridge University Press, 2003.

[9] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, nov-dec 1999.

[10] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge, UK : Cambridge University Press, 2005.

[11] E. Björnson, J. Hoydis, and L. Sanguinetti, "Making massive MIMO property of 5g," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 35, no. 1, pp. 120–122, Jan. 2018.

[12] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge, UK : Cambridge University Press, 2005.

[13] T. K. Y. Lo, "Maximum ratio transmission," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 10, pp. 1458–1461, Oct. 1999.

[14] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 2, pp. 461–471, Feb. 2004.

[15] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. J. Smith, and A. Naguib, "From theory to practice : an overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, no. 3, pp. 281–302, Apr. 2003.

[16] C. He, B. Sheng, P. Zhu, and X. You, "Energy efficiency and spectral efficiency tradeoff in MIMO systems," *IEEE Wireless Communications*, vol. 21, no. 2, pp. 100–108, Apr. 2014.

[17] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C. G. Kang, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. Singapore : John Wiley & Sons, 2010.

[18] Q. Wu and R. Zhang, "Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, no. 11, pp. 5394–5409, Nov. 2019.

[19] E. Başar, M. D. Renzo, J. D. Rosny, M. Debbah, M.-S. Alouini, and R. Zhang, "Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 116 753–116 773, 2019.

[20] C. Pan, H. Ren, K. Wang, W. Xu, M. Elkashlan, A. Nallanathan, and L. Hanzo, "Multicell MIMO communications relying on intelligent reflecting surfaces," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 19, no. 8, pp. 5218–5233, Aug. 2020.

[21] O. Ozdogan, E. Björnson, and E. G. Larsson, "Intelligent reflecting surfaces : Physics, propagation, and pathloss modeling," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 9, no. 5, pp. 581–585, May 2020.

[22] C. Huang, A. Zappone, G. C. Alexandropoulos, M. Debbah, and C. Yuen, "Reconfigurable intelligent surfaces for energy efficiency in wireless communication," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, no. 8, pp. 4157–4170, Aug. 2019.

[23] A. Alkhateeb, O. E. Ayach, G. Leus, and R. W. Heath, "Channel estimation and hybrid precoding for millimeter wave cellular systems," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 8, no. 5, pp. 831–846, Oct. 2014.

[24] Q. Wu and R. Zhang, "Beamforming optimization for wireless network assisted by intelligent reflecting surface with discrete phase shifts," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 3, pp. 1838–1851, 2020.

[25] S. Abeywickrama, R. Zhang, Q. Wu, and C. Yuen, "Intelligent reflecting surface : Practical phase shift model and beamforming optimization," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 9, pp. 5849–5863, 2020.

[26] J. Sang, H. Li, K. Rabie, and C. Masouros, "Quantized phase alignment by discrete phase shifts for reconfigurable intelligent surface-assisted communication systems," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 12, no. 6, pp. 1034–1038, 2023.