
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mohammed Boudiaf à M'sila

Faculté de Technologie

Département d'Électronique



Mémoire de Master

Domaine : Télécommunications

Spécialité : Ingénierie des Télécommunications

Thème :

Une étude sur la transmission uplink-NOMA
assistée par des surfaces intelligentes
réconfigurables

Présenté par :

- BOUCHAALA Hasna
- ZID Amira

Sujet proposé et dirigé par :

- Dr. BENMAHMOUD Slimane

Devant le jury composé de :

.....
Dr. BENMAHMOUD Slimane
.....

Président
Encadreur
Examineur

Projet N : / 2021

Dédicaces

Mes remerciements vont avant tout à mon Dieu, créateur pour cette faveur qu'Il a bien voulu m'accorder. Je lui donne toute la Gloire et toute la Louange.

Je dédie ce travail à ma mère pour la sollicitude qu'elle m'a toujours apportée et mon père qui m'ont toujours accompagné dans mon éducation.

Un merci spécial à ma sœur aînée «Amina » et à son mari «Yacine », qui ont été les premiers à me soutenir dans ma vie. Que Dieu vous protège pour moi.

A mon frère « Houcine » et mes sœurs « Safia, Amel ; Naouel » pour leurs encouragements durant tout mon parcours.

Mes remerciements vont à mes Proches amis «Nadjia ; Amira ; Yousra » puisse Dieu conserver notre amitié.

HASNA

Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce Modeste travail.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à tous les professeurs qui je ont enseigné et qui par leurs compétences je ont soutenu dans la poursuite de mes études.

A mon père et ma mère pour leur amour inestimable, leurs sacrifices, leur confiance, leur soutien et toutes les valeurs qu'ils ont su m'inculquer

A mes sœurs et mes frères «Wassila; KHadidja; Mohamed; Youcef » pour leur tendresse, leur complicité et leur présence avec moi dans la prospérité et l'adversité

A tous mes amis qui m'ont toujours encouragé, et à qui je souhaite plus de succès
« Maroua; Majda; Hasna; Yousra » *A tous ceux que j'aime

AMIRA

Remerciements

Nous voudrais tout d'abord adresser toute nos gratitude à notre encadreur Dr. Benmahmoud Slimane, pour sa patience, sa disponibilité et surtout ses judicieux conseils. Nous remercions aussi messieurs les membres jurys d'avoir accepté d'évaluer notre travail.

Nous désirons aussi remercier nos enseignants, qui nous fournis les outils nécessaires à la réussite de nous études universitaires.

Un grand merci aux ingénieurs de ATM Mobilis de M'sila fakhet Fouad et serrai Hocine pour les conseils et les informations de stage , ils ont grandement facilité notre tache.

HASNA & AMIRA

Sommaire

Introduction générale	1
1 Un aperçu des environnements radio intelligents	5
1.1 Les futurs réseaux sans fil	7
1.2 Les environnements radio intelligents	8
1.2.1 De l'adaptation au contrôle et à la programmabilité de l'en- vironnement radio	9
1.2.2 Exemples illustratif d'environnement radio intelligent	10
2 La technique d'accès multiple non-orthogonal (NOMA)	12
2.1 Les techniques clés permettant l'application de NOMA	14
2.1.1 le codage par superposition	14
2.1.2 L'annulation successive des interférences	14
2.2 Principe de base du NOMA	15
2.2.1 Transmission OMA/NOMA en uplink	16
2.2.2 Transmission OMA/NOMA en downlink	19
2.3 Le NOMA Coopératif	22
3 Les communications assistées par des surfaces réfléchissantes intelli- gentes (IRSs)	25
3.1 Introduction aux communications assistées par des IRSs	27

3.1.1	Les IRS avec déphasage continu	27
3.1.2	Les IRS avec déphasages discrets	28
3.2	Qu'est-ce qu'un RIS exactement?	29
3.3	Aperçu sur l'état de la recherche sur les surfaces intelligentes re- configurables	31
3.3.1	Les métamatériaux et les métasurfaces	31
3.3.2	Les environnements radio intelligents	32
3.3.3	La modélisation analytique des RISs	33
4	Les communications assistées par des IRSs-NOMA hybrides	36
4.1	Introduction	38
4.2	Modèle du système	38
4.2.1	Modèle du canal	38
4.2.2	Modèle du signal	40
4.3	Les statistiques de canal du lien BS-IRS-F	42
4.3.1	Les paramètres de l'IRS	42
4.3.2	Les statistiques de canal	42
4.4	La probabilité d'outage en downlink	43
4.4.1	NOMA	43
4.4.2	OMA	44
4.5	La probabilité d'outage en Uplink	44
4.5.1	NOMA	44
4.5.2	OMA	45
5	Simulations et Résultats	46
5.1	Comment le SC et le SIC fonctionnent-ils?	47
5.1.1	Comment le SIC fonctionne-t-il?	47
5.1.2	Comment le SIC fonctionne-t-il?	48
5.2	Simulation du BER d'un réseau NOMA en downlink	49
5.2.1	A travers un canal AWGN	49

5.2.2	A travers un canal de Rayleigh	50
5.3	Simulation de la capacité réalisable et de la probabilité d'outage d'un réseau NOMA en downlink dans un canal à évanouissement de Rayleigh	51
5.3.1	La capacité réalisable	51
5.3.2	La probabilité d'outage	52
5.4	La probabilité d'outage d'un réseau NOMA assisté par IRS en uplink	53
	Conclusion générale	55

Table des figures

2.1	OMA contre NOMA. Les deux couleurs représentent la puissance d'émission des signaux de deux utilisateurs différents	16
2.2	Transmission OMA à deux utilisateurs en uplink	16
2.3	Transmission NOMA à deux utilisateurs en uplink	18
2.4	Transmission OMA à deux utilisateurs en downlink	20
2.5	Transmission NOMA à deux utilisateurs en uplink	21
2.6	Le modèle de système d'une forme de NOMA coopératif avec une BS et deux utilisateurs, où il n'y a pas de lien direct entre la BS et l'utilisateur distant.	23
4.1	Le modèle de système de NOMA assisté par IRS [1].	39
5.1	Le principe du SC	47
5.2	Le signal codé par superposition x_{SC}	48
5.3	Le principe du SIC	48
5.4	Le signal restant $\sqrt{a_2}x_{2m}$ après soustraction	49
5.5	La performance BER d'un réseau NOMA de liaison descendante à deux UE à travers un canal AWGN	50
5.6	La performance BER d'un réseau NOMA de liaison descendante à deux UE à travers un canal d'évanouissement de Rayleigh	51

5.7	La capacité réalisable d'un réseau NOMA de liaison descendante à deux UE dans un canal à évanouissement de Rayleigh	52
5.8	La probabilité d'outage d'un réseau NOMA de liaison descendante à deux UE dans un canal à évanouissement de Rayleigh	52
5.9	La probabilité d'outage vs la puissance d'émission pour un réseau NOMA assisté par un IRS en uplink.	54

Introduction générale

La technologie des réseaux cellulaires (cellular networks) de la cinquième génération (5G) est en train de devenir une réalité. Il est censé prendre en charge trois scénarios d'utilisation, chacun avec ses propres exigences. Premièrement, la technologie appelée "Enhanced Mobile Broadband" (eMBB) devrait améliorer l'expérience utilisateur, en particulier pour les applications de streaming de la vidéo, de réalité virtuelle (virtual reality) et de réalité augmentée (augmented reality). Il permet des débits de données de pointe allant jusqu'à 20 Gbit/s, une multiplication par 1 000 de la capacité du système, ainsi qu'une meilleure gestion de la mobilité et une meilleure efficacité énergétique et spectrale. Deuxièmement, les communications ultra fiables à faible latence (Ultra Reliable Low Latency Communications (URLLC)) prennent en charge les communications critiques avec des exigences strictes en matière de latence et de fiabilité (latency and reliability). Certains cas d'utilisation sont : la chirurgie à distance, les véhicules autonomes et l'automatisation industrielle. Enfin, les communications massives de type machine (Massive Machine Type Communications (mMTC)) traitent de la connexion d'un grand nombre d'appareils dans un environnement dense. Les mMTC permettraient des applications Internet des objets (Internet-of-Things (IoT)) telles

que les réseaux de capteurs, les maisons intelligentes, les appareils portables connectés et les voitures connectées. L'eMBB sera le premier cas d'utilisation mis en œuvre dans les normes 5G New Radio Phase 1, tandis que L'URLLC et les mMTC devraient être introduits dans la phase 2.

Selon l'Union internationale des télécommunications (International Telecommunication Union (ITU)), le trafic mobile mondial devrait croître à un rythme d'environ 50 % par an entre 2020 et 2030. Le trafic mobile mondial devrait passer de 60 exaoctets (EB) en 2020 à 600 EB en 2025 et 5000 EB en 2030. Nous pouvons voir que le trafic pour les services vidéo et les communications de machine à machine augmenteront considérablement.

Pour répondre à la demande toujours croissante d'accès sans fil et aux exigences en constante évolution en termes de capacité du système, de débits de données, de connectivité massive et de consommation d'énergie, en 5G et au-delà des réseaux mobiles, des progrès dans différentes technologies sont nécessaires. Étant donné que le spectre radioélectrique est rare, il est d'une importance fondamentale d'étudier comment il peut être utilisé de la manière la plus efficace. En raison de la nature du canal radio, les transmissions des différents utilisateurs interfèrent inévitablement les uns avec les autres. Pour coordonner leurs transmissions, plusieurs schémas d'accès étaient nécessaires et ont joué un rôle majeur dans la conception de toutes les générations de réseaux cellulaires mobiles.

L'accès multiple non orthogonal (Non-orthogonal multiple access (NOMA)) est une technologie prometteuse pour augmenter l'efficacité spectrale et permettre une connectivité massive dans les futurs réseaux sans fil. Contrairement aux schémas orthogonaux, tels que l'accès multiple par répartition orthogonale de la fréquence (orthogonal frequency-division multiple access (OFDMA)) adopté dans les normes 3GPP-LTE et 5G New Radio Phase 1, NOMA peut servir plusieurs uti-

lisateurs sur la même ressource de fréquence et de temps en superposant leurs signaux dans le domaine de puissance. . Côté récepteur, une technique appelée annulation d'interférences successives (successive interference cancellation (SIC)) est appliquée pour décoder les signaux superposés.

Les surfaces intelligentes reconfigurables (Reconfigurable intelligent surfaces (RISs)) ont le potentiel de concrétiser le concept émergent d'environnements radio intelligents en exploitant les propriétés uniques des métamatériaux et de vastes réseaux d'antennes peu coûteuses. Dans ce mémoire, nous étudions sa combinaison avec la technique NOMA.

Contenu et organisation du mémoire :

Ce mémoire est organisé en cinq chapitres. On donne dans **le premier chapitre** un aperçu sur les environnements radio intelligents.

Dans **le deuxième chapitre**, on traite la technique d'accès multiple non-orthogonal (NOMA) et les techniques permettant son application.

Dans **le troisième chapitre**, (qui est commun avec la première partie du chapitre 3 du mémoire intitulé "*Analyse de la performance d'un système de transmission SISO assisté par des surfaces intelligentes 5G*" préparé par nos collègues : AICHAOUI Redha et BOUCHERIT Moussa avec eux, nous avons le même superviseur de mémoire.) on discute les communications assistées par des surfaces réfléchissantes intelligentes (IRSs).

Le contexte de ces deux précédents chapitres est utile pour mieux comprendre les chapitres suivants.

Le quatrième chapitre traite les réseaux NOMA/OMA assistés par des IRSs dans leurs version downlink et uplink.

Dans **le dernier chapitre**, on présente les résultats de simulation de la performances des réseaux NOMA et IRSs-NOMA hybrides.

Finalement, la conclusion synthétise notre travail et présente des nouvelles perspectives de recherche dans le domaine.

Un aperçu des environnements radio intelligents

L'une des principales hypothèses de la théorie classique de la communication est que l'environnement sans fil est considéré comme quelque chose d'aléatoire et que nous devons nous adapter lors de la conception d'un système de communication sans fil. En d'autres termes, nous n'avons pas le contrôle sur la propagation des ondes radio dans l'environnement, notamment en ce qui concerne la réflexion et la réfraction par les objets. La négation de la dernière phrase est exactement la vision de l'environnement radio intelligent (smart radio environment (SRE)), où l'on peut contrôler le comportement des ondes radio lors de la réflexion par certains objets de sorte que la majeure partie de la puissance réfléchie soit maximisée vers l'utilisateur et minimisée dans les directions parasites . Une façon de concrétiser le concept d'environnement radio intelligent consiste à utiliser une technologie récemment émergente appelée surfaces intelligentes reconfigurables (reconfigurable intelligent surfaces (RISs)). Dans ce chapitre, nous présentons les concepts de base des SREs et des RISs en tant que technologies habilitantes.

Contenu du chapitre

1.1	Les futurs réseaux sans fil	7
1.2	Les environnements radio intelligents	8
1.2.1	De l'adaptation au contrôle et à la programmabilité de l'environnement radio	9
1.2.2	Exemples illustratif d'environnement radio intelligent . .	10

1.1 Les futurs réseaux sans fil

Les futurs réseaux sans fil devraient supporter des débits de données très élevés, puisqu'entre 2020 et 2030, il est prévu que le trafic de données du protocole Internet (IP) mondial augmentera de 55% chaque année, pour atteindre à terme 5 016 exaoctets. De plus, il est prévu d'offrir plusieurs autres services hétérogènes :

- L'haut débit mobile amélioré (Enhanced mobile broadband (eMBB)) : ce type de service est similaire à ceux existant en 4G, mais avec des performances améliorées (en termes de débit de données) et une expérience utilisateur beaucoup plus transparente (en termes de couverture). Ce scénario couvre une pléthore de cas d'utilisation, tels que la couverture étendue et les hotspots. Pour le cas d'une zone étendue, une couverture transparente et une grande mobilité sont souhaitées, avec des débits de données utilisateur bien améliorés par rapport à ceux offerts aujourd'hui. Pour les hotspots, la prise en charge d'une densité d'utilisateurs élevée et d'une capacité de trafic très élevée est nécessaire, mais l'exigence de mobilité concerne uniquement la vitesse des piétons.
- Les communications ultra-fiables et à faible latence (Ultra-reliable and low latency communication (URLLC)) : ce type de service promet de fournir une faible latence et une fiabilité ultra-élevée pour les applications critiques telles que l'Internet industriel, les réseaux intelligents, la chirurgie à distance et les systèmes de transport intelligents. Grâce à cela, le délai et la fiabilité apparaissent comme des mesures importantes à prendre en compte, en plus des mesures traditionnelles telles que la capacité et l'efficacité spectrale, dans la conception des systèmes de communication et leurs exigences deviennent plus strictes que jamais. Selon la norme 3GPP, le délai de bout en bout des communications 5G doit être inférieur à 1 ms, soit environ $1/200$ du délai requis pour la 4G, et la fiabilité cible doit être aussi élevée que 10^2 à 10^7 .

- Les communications massives de type machine (Massive machine type communications (mMTC)) : ce type de service implique la connectivité entre un grand nombre d'appareils avec un volume relativement faible de données non sensibles au délai. Les appareils doivent être peu coûteux et avoir une très longue durée de vie de la batterie. Un exemple d'utilisation de ce scénario inclut l'Internet des objets (Internet of Things (IoTs)).

Malheureusement, malgré les objectifs globaux que la 5G devrait atteindre, divers bancs d'essai récents montrent que la technologie 5G actuelle n'est toujours pas en mesure de tous les atteindre. De plus, la plupart des tests sont encore loin d'utiliser un système complet, ce qui signifie que les impacts des interférences d'autres cellules ou les avantages des couches multiples sont largement ignorés. De plus, la plupart d'entre eux ne considèrent que les scénarios de liaison descendante (downlink (DL)) mais pas les scénarios de liaison montante (uplink (UL)).

Afin de répondre à toutes les exigences de la 5G, qui n'ont pas encore été atteintes par les progrès actuels, une approche sensée consiste à repenser le paradigme actuel de conception du système de communication et à surmonter ses limites.

1.2 Les environnements radio intelligents

Au cours des quatre premières générations de réseaux sans fil, la conception des systèmes de communication sans fil a adhéré aux postulats selon lesquels l'environnement sans fil entre les appareils communicants (i) est contrôlé par nature, (ii) ne peut pas être modifié, (iii) ne peut être que compensé grâce à la conception de schémas de transmission et de réception sophistiqués. La cinquième génération (et la 6G aussi) des réseaux de communication est, en revanche, envisagée pour briser ces postulats en supposant que l'on peut contrôler l'environnement sans fil pour obtenir des gains de performances majeurs. Par exemple, une station de base (base station (BS)) typique transmet des ondes radio de l'ordre de grandeur de Watts tandis qu'un équipement utilisateur détecte des signaux de

l'ordre de grandeur de "Watts". Le reste de l'énergie est, en général, gaspillé de différentes manières dans l'environnement, par exemple en générant des interférences avec d'autres éléments du réseau ou en créant des menaces pour la sécurité, car la propagation des ondes radio à travers le canal sans fil ne peut pas être contrôlée et personnalisée une fois qu'elles sont émis par les émetteurs et avant qu'ils ne soient reçus par les récepteurs. Ce nouveau paradigme qui considère l'environnement comme un élément contrôlable dans la conception de systèmes sans fil est appelé un environnement radio intelligent (Smart Radio Environment (SRE)).

1.2.1 De l'adaptation au contrôle et à la programmabilité de l'environnement radio

Du point de vue de l'ingénieur en communication, l'environnement sans fil est classiquement modélisé comme une entité exogène qui ne peut pas être contrôlée, mais seulement adaptée. À cette fin, les ingénieurs en communication ne peuvent que concevoir les émetteurs, les récepteurs et les protocoles de transmission afin d'atteindre les performances souhaitées. Les approches courantes pour capitaliser sur les propriétés de l'environnement sans fil et atténuer ses dégradations comprennent l'utilisation de plusieurs antennes, l'utilisation d'algorithmes de codage et de décodage complexes aux extrémités de la liaison de communication et l'ajout d'une infrastructure de réseau supplémentaire, par exemple des relais, dans une tentative de fiabiliser la transmission des signaux. Cependant, ces solutions peuvent augmenter la complexité du réseau, la consommation d'énergie du réseau et le coût de déploiement du réseau. [2].

Les RISs offrent aux chercheurs et ingénieurs une vision différente de l'environnement sans fil. Étant donné que les RISs sont capables de façonner les ondes radio dans tout le réseau, l'environnement sans fil peut en principe être personnalisé pour répondre aux exigences du système. L'environnement sans fil ne doit pas

être traité comme une entité aléatoire incontrôlable, mais plutôt comme faisant partie des paramètres de conception du réseau qui sont soumis à une optimisation afin de prendre en charge diverses mesures de performance, telles que le débit, la latence, la fiabilité, l'efficacité énergétique, la confidentialité et la connectivité massive. La vision globale consiste à recouvrir les objets et dispositifs environnementaux avec des RISs à commande numérique et à les programmer, via la détection environnementale et des protocoles basés sur la mise en réseau définie par logiciel (Software-defined networking (SDN)), pour façonner l'environnement de propagation radio et répondre aux exigences système souhaitées. [3], [4].

1.2.2 Exemples illustratif d'environnement radio intelligent

Dans un environnement radio intelligent, quatre scénarios d'application sont identifiés.

- L'ingénierie du signal : Supposons que la petite cellule 1 souhaite communiquer avec le terminal mobile (mobile terminal (MT)) 1, mais que la liaison LOS (line of sight) est bloquée par un objet. Dans ce cas, la petite cellule 1 redirige le faisceau transmis vers le RIS 1 qui recouvre l'objet 1, et assiste la communication en façonnant l'onde incidente vers le MT 1 de sorte que l'intensité du signal reçu est maximisée.
- L'ingénierie des interférences : pendant que la petite cellule 1 communique avec MT 1, la petite cellule 2 communique avec MT 2. Ainsi, un signal d'interférence atteint MT 1 à partir de la petite cellule 2. Pour le supprimer à MT 1, le RIS 2 est programmé pour façonner le onde radio de la petite cellule 2 vers MT 1 de manière à ce que les deux signaux soient combinés de manière destructive à MT 1.

- L'ingénierie de la sécurité : En l'absence de RIS 3, le signal émis par la petite cellule 1 et destiné au MT 1 est réfléchi depuis l'objet 3 vers un utilisateur malveillant qui l'entend. Pour éviter cela, RIS 3 est programmé pour façonner la réflexion vers MT 1 afin qu'elle soit éloignée de l'utilisateur malveillant tout en étant décodée de manière plus fiable, via la combinaison de diversité, à MT 1.

De l'analyse de ces trois scénarios, il ressort qu'à l'aide des SIF, la propagation des ondes radio dans les réseaux sans fil peut être conçue et optimisée, à une faible complexité, d'une manière qui profite au réseau. Dans les réseaux sans fil contemporains, les émetteurs et les récepteurs peuvent être programmés et contrôlés pour optimiser les performances du système. Les objets environnementaux (bâtiments, murs, plafonds, etc.) qui constituent l'environnement sans fil ne peuvent en revanche pas être personnalisés en fonction des conditions du réseau. Ce statut a récemment été remis en question par la technologie émergente des surfaces intelligentes reconfigurables (RIS) - de fines feuilles de matériaux électromagnétiques capables de façonner les ondes radio de manière arbitraire [4], [5]. La vision globale consiste à recouvrir les objets environnementaux avec des RIS et à optimiser leurs propriétés, afin, par exemple, de réfléchir une onde radio incidente vers une direction souhaitée dans le but de tirer parti de la propagation par trajets multiples plutôt que d'être affecté négativement par celle-ci. [5], [6], [7], [8].

La technique d'accès multiple non-orthogonal (NOMA)

Dans ce chapitre, les connaissances techniques derrière la technique d'accès multiple non orthogonal (Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA)) sont présentées. Plus précisément, les technologies clés permettant l'application de NOMA sont d'abord présentées. Ensuite, les principes de base liés à NOMA/OMA, y compris les transmissions en liaison descendante (Downlink) et en liaison montante (Uplink), sont fournis. Enfin, nous discutons une célèbre application de NOMA coopératif où l'utilisateur fort est utilisé comme un relais pour assister l'utilisateur faible.

Contenu du chapitre

2.1	Les techniques clés permettant l'application de NOMA	14
2.1.1	le codage par superposition	14
2.1.2	L'annulation successive des interférences	14
2.2	Principe de base du NOMA	15
2.2.1	Transmission OMA/NOMA en uplink	16
2.2.2	Transmission OMA/NOMA en downlink	19
2.3	Le NOMA Coopératif	22

2.1 Les techniques clés permettant l'application de NOMA

L'idée fondamentale de NOMA est d'exploiter le domaine de puissance comme une nouvelle dimension pour réaliser le multiplexage. Pour permettre l'application de NOMA, deux techniques principales, à savoir le Codage par superposition (Superposition Coding (SC)) et l'annulation des interférences successive (Successive Interference Cancellation(SIC)), sont introduites. En particulier, SC doit communiquer simultanément deux messages en les codant en un message unique en deux couches, et SIC doit décoder le message souhaité à partir du message superposé. Avec le développement et la maturité de ces deux techniques, NOMA peut être appliqué sans tenir compte de la difficulté de mise en œuvre [9].

2.1.1 le codage par superposition

Le concept fondamental de SC est qu'il encode le signal d'un utilisateur plus faible à un faible débit, puis y superpose le signal d'un utilisateur plus fort [10]. SC a été introduit pour la première fois par Cover en 1972 [11]. Suite à cela, le schéma SC proposé par Cover a été appliqué à une chaîne de diffusion généraliste dégradée par Bergmans [12]. Du point de vue de la théorie de l'information, SC a été appliqué à différents canaux [10], par exemple, pour des canaux d'interférence [13], des canaux d'écoute électroniques [14], des canaux de relais [15], et des canaux à accès multiple [16]. Avec le développement de la théorie, SC a également été étudié pour des applications pratiques [17].

2.1.2 L'annulation successive des interférences

Le concept de base de SIC est qu'un utilisateur qui utilise un détecteur SIC détecte son propre message après avoir détecté les messages d'autres utilisateurs [18]. L'ordre de décodage est fonction des puissances de signal reçues, où l'utilisateur avec une puissance reçue plus élevée a une priorité plus élevée à décoder. Après

avoir décodé le signal d'un utilisateur, le récepteur le soustrait de son signal reçu. Ce processus est répété jusqu'à ce que le récepteur decode le signal souhaité [19]. Il a été démontré que le SIC peut atteindre la limite régionale de la capacité de Shannon. De plus, SIC présente l'avantage d'une faible complexité matérielle. En raison de ces avantages, le SIC a été largement étudié et mis en œuvre dans des systèmes pratiques, par exemple, l'accès multiple par répartition en code (Code-division multiple access (CDMA)) et le V-BLAST (Bell Laboratories Layer Space-Time) [20].

2.2 Principe de base du NOMA

Dans les systèmes à accès multiples, la largeur de bande de fréquence totale et la durée de transmission sont divisées en blocs de ressources appelés sous-porteuses. Les sous-porteuses sont attribuées aux utilisateurs, leur permettant de transmettre sur des largeurs de bande radio et des créneaux horaires donnés. L'accès multiple orthogonal (OMA) fait référence aux technologies dans lesquelles les ressources radio allouées à différents utilisateurs sont orthogonales (c'est-à-dire sans interférence) dans le temps et la fréquence. Comme illustré sur la figure 2.1, un seul utilisateur est desservi sur chaque sous-porteuse et leurs signaux n'interfèrent pas avec les autres signaux. L'accès multiple par répartition orthogonale de la fréquence (Orthogonal frequency-division multiple access (OFDMA)) adopté dans les normes 3GPP-LTE et également 5G New Radio Phase 1 [21] est un exemple de schéma OMA. En résumé, OMA vise à éviter les interférences entre les utilisateurs et à decoder le signal à faible complexité côté récepteur. Cependant, de tels schémas orthogonaux ne peuvent pas toujours atteindre la capacité des systèmes multi-utilisateurs [22] et sont sous-optimaux en termes d'efficacité spectrale [23].

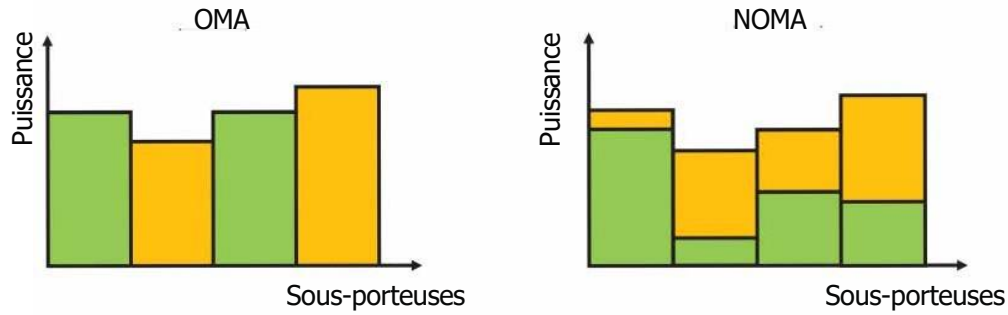


FIGURE 2.1 – OMA contre NOMA. Les deux couleurs représentent la puissance d'émission des signaux de deux utilisateurs différents

Contrairement à OMA, NOMA permet de superposer plusieurs signaux sur une même sous-porteuse. Dans ce travail, nous considérons le domaine de puissance NOMA dans lequel les signaux superposés sont multiplexés dans le domaine de puissance, comme illustré sur la figure 2.1. Les interférences reçues en raison de signaux superposés sont atténuées par l'annulation successive des interférences (SIC) [22], [24] et [25]. Pour assurer un décodage réussi de la superposition signaux et réduire les interférences, la puissance de chaque signal doit être soigneusement optimisée. Nous expliquons dans les sous-sections suivantes le principe de NOMA - superposition de signaux et SIC - dans les scénarios de liaison descendante et de liaison montante.

2.2.1 Transmission OMA/NOMA en uplink

Nous décrivons d'abord comment OMA fonctionne dans un système simple avec deux utilisateurs. Ensuite, nous expliquons le principe de NOMA en uplink

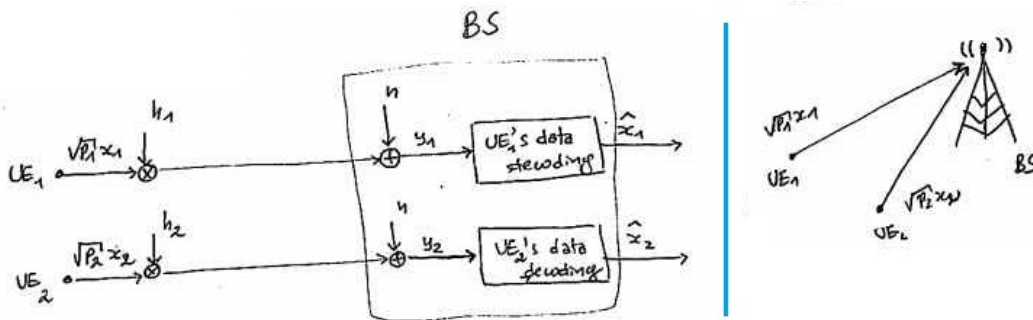


FIGURE 2.2 – Transmission OMA à deux utilisateurs en uplink

On considère deux utilisateurs transmettant respectivement les signaux x_1 et x_2 à la station de base (base station (BS)). Les puissances des signaux x_1 et x_2 sont respectivement p_1 et p_2 . Dans le système OMA illustré à la figure 2.2, l'utilisateur 1 est servi sur une fraction $\alpha \in [0, 1]$ de la bande passante totale. L'utilisateur 2 est servi sur une proportion $1 - \alpha$ de la bande passante totale. Le signal reçu de l'utilisateur 1 à la BS est :

$$y_1 = h_1 \sqrt{p_1} x_1 + n$$

et le signal reçu de l'utilisateur 2 est :

$$y_2 = h_2 \sqrt{p_2} x_2 + n$$

où n est un bruit gaussien, h_1 et h_2 sont les coefficients de canal complexes entre la BS et les utilisateurs 1 et 2, respectivement. Dans la figure 2.2, $\tilde{x}_1$ et $\tilde{x}_2$ sont des estimations des signaux d'entrée x_1 et x_2 . Ils sont obtenus en décodant indépendamment y_1 et y_2 , car ils sont transmis sur des ressources orthogonales, c'est-à-dire des sous-porteuses non interférentes. Compte tenu de la bande passante totale W et de la densité spectrale de puissance de bruit N_0 , les rapports signal sur bruit des utilisateurs 1 et 2 sont :

$$SNR_1 = \frac{g_1 p_1}{\alpha W N_0} \quad \text{and} \quad SNR_2 = \frac{g_2 p_2}{(1 - \alpha) W N_0},$$

où $g_1 = |h_1|^2$ et $g_2 = |h_2|^2$ sont les gains du canal. Les débits de données réalisables de chaque utilisateur, R_1 et R_2 , peuvent être obtenus par la formule de capacité de Shannon comme suit :

$$R_1 = \alpha W \log_2 \left(\frac{g_1 p_1}{\alpha W N_0} \right) \tag{2.1}$$

$$R_2 = (1 - \alpha) W \log_2 \left(\frac{g_2 p_2}{(1 - \alpha) W N_0} \right) \tag{2.2}$$

Dans le système NOMA présenté à la Figure 2.3, les deux utilisateurs transmettent sur la même bande passante W . Le signal reçu à la BS est donc une superposition de x_1 et x_2 :

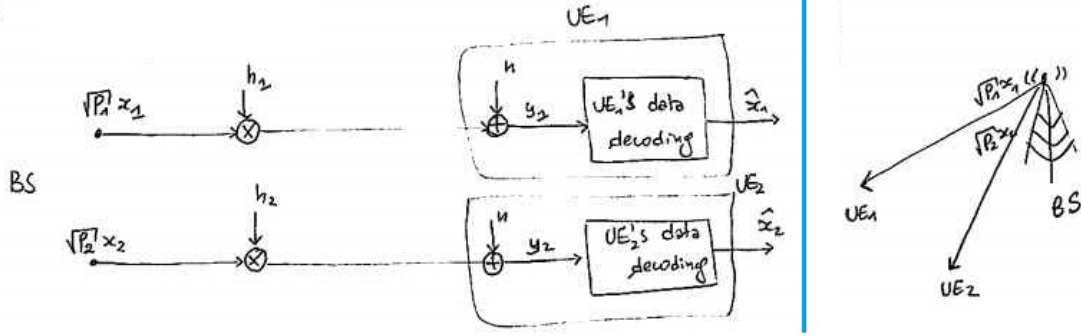


FIGURE 2.3 – Transmission NOMA à deux utilisateurs en uplink

$$y = h_1\sqrt{p_1}x_1 + h_2\sqrt{p_2}x_2 + n$$

Dans cet exemple, x_1 est d'abord décodé en considérant x_2 comme du bruit. Son rapport signal sur interférence plus bruit (signal-to-interference-plus-noise ratio (SNIR)) est :

$$SINR_1 = \frac{g_1 p_1}{WN_0 + g_2 p_2}$$

En supposant que le signal de l'utilisateur 1 a été correctement décodé, $\tilde{x}_1$ est alors soustrait du signal superposé y (voir bloc SIC sur la Fig. 2.3) pour obtenir le signal $\tilde{y}_2 \approx h_2\sqrt{p_2}x_2 + n$ dans lequel l'interférence causée par l'utilisateur 1 est annulée. C'est le principe de l'annulation d'interférences successives (SIC) : lorsque plusieurs signaux sont superposés, les premiers signaux décodés sont soustraits de y avant de décoder le signal suivant. Le rapport signal sur bruit de x_2 après SIC est :

$$SNR_2 = \frac{g_2 p_2}{WN_0}$$

L'idée du NOMA dans le domaine de la puissance est de sélectionner les signaux à multiplexer (en fonction de leurs gains de canal g_1 et g_2) et d'optimiser leur puissance respective afin que tous les signaux peut être décodé avec succès et maximiser le débit de données de chaque utilisateur. Dans ce cas, les débits de données (data rates) du NOMA sont :

$$R'_1 = W \log_2 \left(1 + \frac{g_1 p_1}{W N_0 + g_2 p_2} \right) \quad (2.3)$$

$$R'_2 = W \log_2 \left(1 + \frac{g_2 p_2}{W N_0} \right) \quad (2.4)$$

Si x_2 est décodé en premier lieu, les taux deviennent :

$$R'_1 = W \log_2 \left(1 + \frac{g_1 p_1}{W N_0} \right) \quad (2.5)$$

$$R'_2 = W \log_2 \left(1 + \frac{g_2 p_2}{W N_0 + g_1 p_1} \right) \quad (2.6)$$

2.2.2 Transmission OMA/NOMA en downlink

Dans la liaison descendante, la BS sert les utilisateurs 1 et 2 avec une puissance p_1 et p_2 , respectivement. Ces puissances satisfont $p_1 + p_2 \leq P$, où P est le budget total de puissance disponible à la BS. Dans le système OMA illustré à la figure 2.4, les deux utilisateurs sont servis sur des sous-porteuses orthogonales, où l'utilisateur 1 obtient $\alpha \in [0, 1]$ de la bande passante totale et l'utilisateur 2 obtient $(1 - \alpha)$ de la bande passante totale. Leurs signaux reçus sont :

$$y_1 = h_1 \sqrt{p_1} x_1 + n,$$

$$y_2 = h_2 \sqrt{p_2} x_2 + n$$

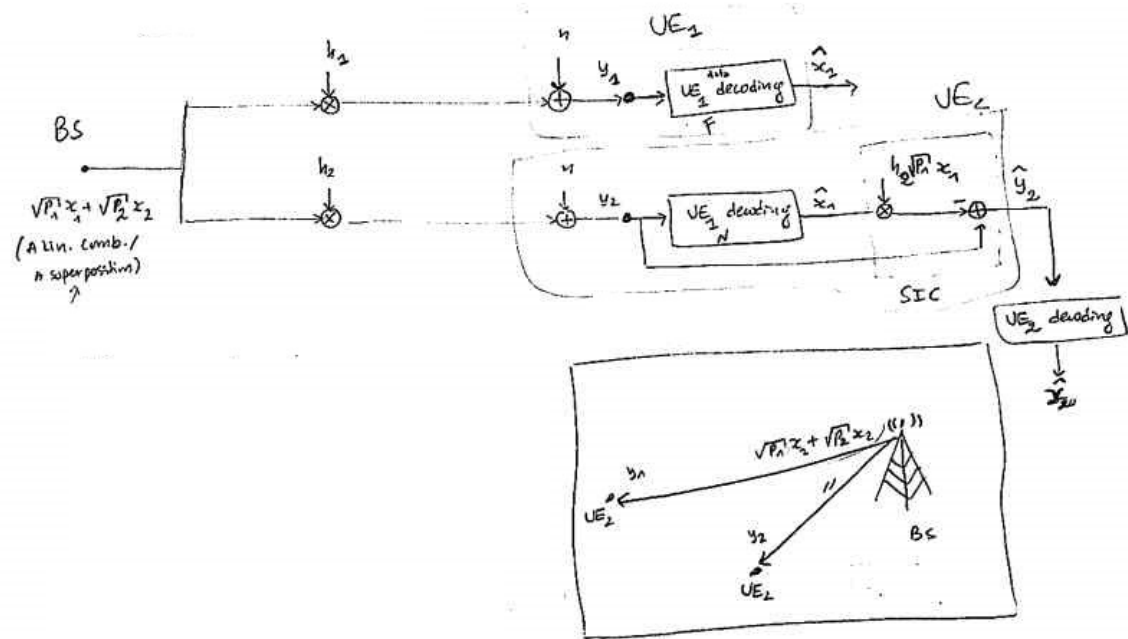


FIGURE 2.4 – Transmission OMA à deux utilisateurs en downlink

Par conséquent, leurs débits de données réalisables sont :

$$R_1 = \alpha W \log_2 \left(1 + \frac{g_1 p_1}{\alpha W N_0} \right) \quad (2.7)$$

$$R_2 = (1 - \alpha) W \log_2 \left(1 + \frac{g_2 p_2}{(1 - \alpha) W N_0} \right) \quad (2.8)$$

qui sont similaires à Eqn. (2.3) et (2.4) obtenus dans le cas de la liaison montante.

La figure 2.5 illustre le principe de NOMA dans la liaison descendante. La BS transmet sur la bande passante W le signal superposé $\sqrt{p_1}x_1 + \sqrt{p_2}x_2$. Le signal reçu y_1 et y_2 de chaque utilisateur est donc une superposition de x_1 et x_2 :

$$y_1 = h_1 (\sqrt{p_1}x_1 + \sqrt{p_2}x_2) + n,$$

$$y_2 = h_2 (\sqrt{p_1}x_1 + \sqrt{p_2}x_2) + n.$$

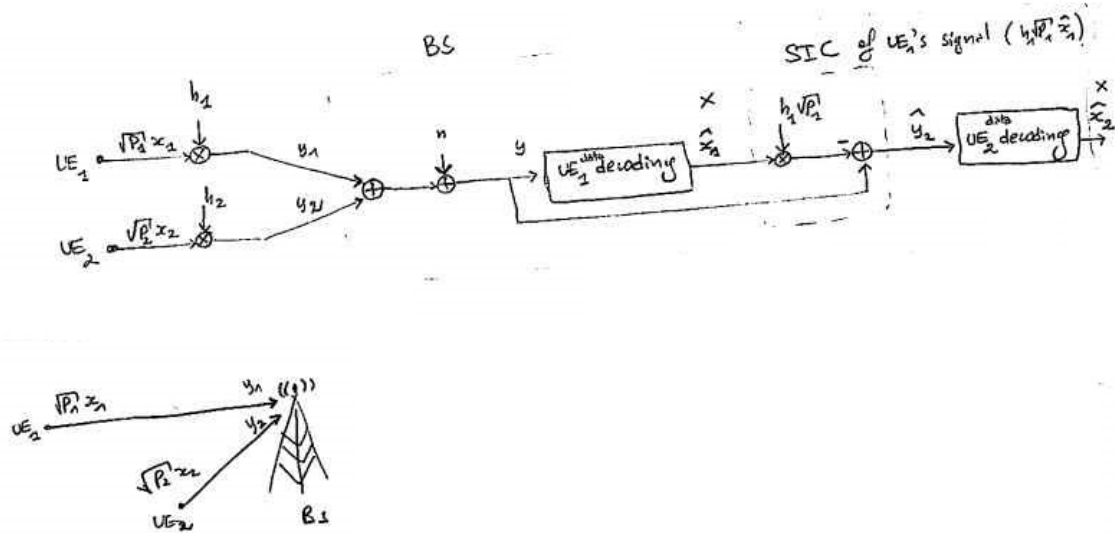


FIGURE 2.5 – Transmission NOMA à deux utilisateurs en uplink

Dans cet exemple, l'utilisateur 1 est considéré comme l'utilisateur faible et l'utilisateur 2 comme l'utilisateur fort, c'est-à-dire $g_1 < g_2$. Il a été prouvé dans la section 6.2-[22] que les débits optimaux ne peuvent être atteints qu'en décodant d'abord l'utilisateur faible 1, avant d'effectuer le SIC et de décoder l'utilisateur fort 2. Cet ordre de décodage optimal de la liaison descendante ne dépend que des conditions du canal g_1 et g_2 . En particulier, elle ne dépend pas de la puissance d'émission.

Suivant l'ordre de décodage optimal côté récepteur de l'utilisateur 1, x_1 est décodé en considérant x_2 comme du bruit. Par conséquent, son rapport signal sur interférence plus bruit est :

$$SINR_1 = \frac{g_1 p_1}{WN_0 + g_1 p_2}$$

Notez qu'ici le terme d'interférence est $g_1 p_2$, alors qu'il est $g_2 p_2$ dans la liaison montante. Côté récepteur de l'utilisateur 2, x_1 est également décodé en considérant x_2 comme du bruit. Puis l'utilisateur 2 soustrait $\hat{x}_1$ du signal superposé y_2 avant de décoder son propre signal x_2 . Le rapport signal sur interférence plus bruit de x_2 après SIC est :

$$SINR_2 = \frac{g_2 p_2}{WN_0}.$$

Les débits de données pour NOMA sont :

$$R'_1 = W \log_2 \left(1 + \frac{g_1 p_1}{WN_0 + g_1 p_2} \right) \quad (2.9)$$

$$R'_2 = W \log_2 \left(1 + \frac{g_2 p_2}{WN_0} \right) \quad (2.10)$$

2.3 Le NOMA Coopératif

L'idée clé de la coopérative NOMA est de considérer les utilisateurs les plus forts comme un relais DF pour aider l'utilisateur le plus faible. Nous considérons une forme de NOMA coopératif que l'utilisateur du bord de la cellule ne peut pas communiquer directement avec la BS, qui est utilisée dans cette thèse. Comme le montre la figure 2.6, la BS dessert simultanément deux utilisateurs, où l'utilisateur 1 et l'utilisateur 2 sont respectivement les utilisateurs éloignés et proches. La réponse du canal entre la BS et l'utilisateur 2 est notée h_2 , tandis que la réponse du canal de l'utilisateur 2 à l'utilisateur 1 est notée $h_{2 \rightarrow 1}$. Pour Cooperative NOMA, deux phases de temps sont nécessaires dans une unité de temps, où nous supposons que deux phases sont égales sans perte de généralité. Dans une première phase, la BS diffuse le signal superposé qui est donné par

$$x = \sqrt{\alpha_1 P} s_1 + \sqrt{\alpha_2 P} s_2, \quad (2.11)$$

où P est la puissance d'émission de la BS, s_i est les signaux transmis à l'utilisateur i et α_i est le coefficient d'allocation de puissance pour l'utilisateur i ($i \in \{1, 2\}$).

Le signal reçu par l'utilisateur 2 est donné par

$$y_2 = h_2 x + n_2 \quad (2.12)$$

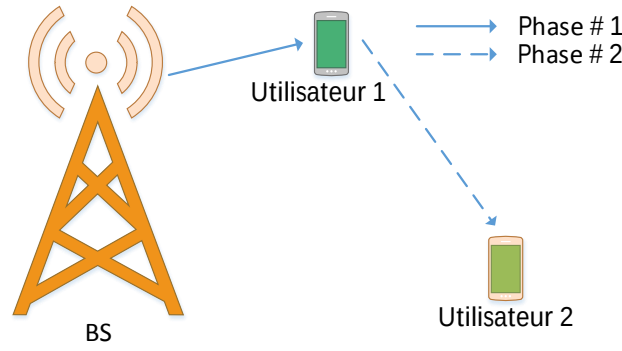


FIGURE 2.6 – Le modèle de système d'une forme de NOMA coopératif avec une BS et deux utilisateurs, où il n'y a pas de lien direct entre la BS et l'utilisateur distant.

où n_i est le bruit à l'utilisateur i ($i \in \{1, 2\}$). L'utilisateur 2 décode d'abord le signal de l'utilisateur 1 puis décode son propre signal. Le rapport signal sur interférence plus bruit (SINR) à l'utilisateur 2 décodant le signal de l'utilisateur 1 est donné par

$$\gamma_{2 \leftarrow 1} = \frac{\alpha_1 \rho |h_2|^2}{\alpha_2 \rho |h_2|^2 + 1} \quad (2.13)$$

où ρ est le SNR de transmission à la BS. Le SNR à l'utilisateur 2 décodant son propre signal est donné par

$$\gamma_2 = \alpha_2 \rho |h_2|^2 \quad (2.14)$$

Le débit de données réalisable de l'utilisateur 2 est donné par

$$R_2 = \frac{1}{2} \log_2 (1 + \gamma_2) \quad (2.15)$$

Pendant la deuxième phase, l'utilisateur 2 transmet le signal décodé à l'utilisateur 1 via le protocole de relais DF. L'observation chez l'utilisateur 1 est donnée par

$$y_1 = h_1 \sqrt{P_u s_1} + n_1 \quad (2.16)$$

où P_u est la puissance d'émission de l'utilisateur 2. Le SNR de l'utilisateur 1 décodant son propre signal est donné par

$$\gamma_1 = \rho' |h_{2 \rightarrow 1}|^2 \quad (2.17)$$

où ρ' est le SNR de transmission à l'utilisateur 2. Le débit de données réalisable de l'utilisateur 1 est donné par

$$R_1 = \frac{1}{2} \log_2 (1 + \min \{ \gamma_{2 \leftarrow 1}, \gamma_1 \}) \quad (2.18)$$

Les communications assistées par des surfaces réfléchissantes intelligentes (IRSs)

Dans ce chapitre, on discute les communications assistées par des surfaces réfléchissantes intelligentes (IRS). Tout d'abord, on parle des IRSs à Déphasages continus et des IRSs à Déphasages discrets. Ensuite, on explique c'est quoi exactement des IRSs et de leurs applications. On présente à la fin du chapitre une perspective historique sur l'état de la recherche sur les IRSs en ce qui concerne les métamatériaux et les métasurfaces, les environnements radio intelligents, et la modélisation théorique des IRSs.

Contenu du chapitre

3.1	Introduction aux communications assistées par des IRSs	27
3.1.1	Les IRS avec déphasage continu	27
3.1.2	Les IRS avec déphasages discrets	28
3.2	Qu'est-ce qu'un RIS exactement?	29
3.3	Aperçu sur l'état de la recherche sur les surfaces intelligentes reconfigurables	31
3.3.1	Les métamatériaux et les métasurfaces	31
3.3.2	Les environnements radio intelligents	32
3.3.3	La modélisation analytique des RISs	33

3.1 Introduction aux communications assistées par des IRSs

Les IRS sont envisagés pour fournir des environnements sans fil reconfigurables pour les futurs réseaux de communication, également appelés surfaces intelligentes reconfigurables (reconfigurable intelligent surfaces (RIS)) [26] et grandes surfaces intelligentes (large intelligent surfaces (LISs)) [27]. Plus précisément, un IRS est constitué d'un grand nombre d'éléments passifs reconfigurables, et chaque élément peut induire un changement d'amplitude et de phase pour le signal incident [28]. En ajustant de manière appropriée les coefficients d'amplitude-réflexion et les variables de déphasage, il peut améliorer la qualité de la liaison et améliorer considérablement la couverture [29]. Par rapport aux techniques d'aide à la communication conventionnelles, telles que les relais, les IRS consomment moins d'énergie en raison de la réflexion passive et peuvent fonctionner en mode FD (Full-duplex mode) sans auto-interférence (self-interference) [30]. Par conséquent, les IRS ont été proposés comme une solution rentable pour améliorer l'efficacité spectrale et énergétique des futurs réseaux de communication sans fil [31].

3.1.1 Les IRS avec déphasage continu

Les IRS ont suscité un intérêt de recherche intensif dans les universités et l'industrie [32]. Une estimation précise du canal est cruciale pour l'application des IRS. Pour les réseaux MISO multi-utilisateurs assistés par des IRS, un protocole d'estimation de canal a été conçu dans [33]. Étant donné que le surcoût de formation est proportionnel à la taille de l'IRS, il est nécessaire de concevoir une méthode d'estimation de canal avec un surcoût de formation abordable. Pour raccourcir les séquences de formation, un cadre d'estimation de canal a été proposé pour les réseaux MIMO assistés par IRS en liaison descendante dans [34]. Un algorithme basé sur le passage de messages a été conçu pour les réseaux MIMO assistés par IRS en liaison montante dans [35]. Dans [36], un schéma d'estimation

de canal basé sur pilote en trois phases (a three-phase pilot-based channel estimation scheme) a été proposé pour les réseaux MISO assistés par des IRS afin de réduire le temps d'estimation de canal en utilisant la redondance dans les canaux réfléchis UD(user device)-IRS-BS de différents UD. Dans [37], la supériorité d'un IRS a été indiquée par rapport à un relais DF semi-duplex (HD). Dans [38], les performances d'un système assisté par plusieurs IRS ont été évaluées et il a été révélé que le système assisté par IRS surpasse le système assisté par des relais FD-DF (FDR) lorsque le nombre d'IRS dépasse une certaine valeur. La conception de la formation de faisceaux passifs pour les IRS est essentielle aux performances du système. Dans [39], un IRS a été déployé dans un système MISO, où la transmission à rapport maximal fixe a été adoptée au niveau de la BS et les déphasages de l'IRS ont été optimisés en minimisant la probabilité de panne. Dans [40], la formation de faisceaux active et passive a été optimisée conjointement pour les systèmes MISO assistés par IRS avec des objectifs différents.

3.1.2 Les IRS avec déphasages discrets

Les travaux susmentionnés supposent que les IRS ont des déphasages continus. D'autre part, les déphasages discrets ont attiré une attention considérable en raison de leur faible complexité. Dans [41], les performances d'un système SISO assisté par IRS ont été évaluées du point de vue du débit de données. Dans [42], un système assisté par MISO IRS avec des déphasages discrets a été envisagé, et la formation de faisceau active à la BS et la formation de faisceau passive à l'IRS ont été optimisées conjointement pour maximiser le taux de somme pondérée. Dans [43], la transmission en liaison montante pour un système assisté par IRS a été étudiée. Plus précisément, les problèmes d'estimation de canal et de formation de faisceaux passifs pour l'IRS avec des déphasages discrets ont été étudiés. Dans [44], la relation entre l'amplitude de réflexion et le déphasage a été caractérisée, et la puissance d'émission a été minimisée en concevant une formation de

faisceau active et passive. Dans [45], la puissance d'émission a été minimisée en concevant la formation de faisceaux d'émission continue à la BS et la formation de faisceaux passive discrète à l'IRS. Dans [46], le taux d'erreur de symbole a été minimisé en optimisant le précodage à la BS et les déphasages à l'IRS.

3.2 Qu'est-ce qu'un RIS exactement?

Les RIS sont une technologie de transmission émergente pour une application aux communications sans fil [47] qui est considérée comme un catalyseur clé vers le SRE (environnement radio intelligent). En termes simples, un RIS peut être considéré comme l'équivalent bidimensionnel d'un métamatériau reconfigurable et est composé d'éléments élémentaires appelés particules diffusantes ou méta-atomes. En configurant le déphasage de chaque cellule unitaire, un RIS est théoriquement capable de contrôler le comportement de l'onde radio qui le frappe. Dans la littérature récente, les quatre principales utilisations suivantes ont été envisagées.

- La réflexion/transmission anormale [48] : Le RIS est configuré pour réfléchir ou réfracter les ondes radio incidentes vers des directions spécifiées qui ne respectent pas nécessairement les lois de réflexion et de réfraction. L'avantage de cette application est que le fonctionnement du RIS est indépendant des canaux d'évanouissement et des emplacements des récepteurs. La limitation est que, en général, le rapport signal/bruit n'est pas maximisé et la capacité du système n'est pas atteinte.
- Le beamforming/la focalisation [2] : le RIS est configuré de manière à concentrer les ondes radio incidentes vers des emplacements spécifiés. L'avantage de cette application est que le rapport signal sur bruit est maximisé aux emplacements d'intérêt. Le défi est que, en général, l'optimisation du RIS dépend des canaux d'évanouissement et de l'emplacement des récepteurs. En outre, la capacité du système n'est généralement pas atteinte.

- Codage émetteur/SIR conjoint [49] : Le SIR est configuré de manière à optimiser la capacité du système. L'avantage de cette application est que le statut spécifique des méta-atomes est exploité pour moduler des données supplémentaires. Le défi est que, en général, l'émetteur et le SIR doivent être optimisés conjointement. De plus, la configuration du RIS dépend des canaux d'évanouissement et de l'emplacement des récepteurs.
- Conception d'émetteur multi-flux RF unique [50] : cette opération est similaire à la précédente, à la différence que l'émetteur est un simple chargeur RF situé à proximité immédiate du RIS. Le chargeur émet une porteuse non modulée vers le RIS, qui reflète plusieurs signaux modulés en données. Cette approche est adaptée pour réaliser des émetteurs multi-flux en utilisant un nombre limité de chaînes RF (même une seule).

Outre sa capacité à manipuler l'onde RF incidente, le RIS peut être pratiquement mis en œuvre car il est relativement peu coûteux, économe en énergie et très facile à déployer, en particulier dans le mur des bâtiments en raison de sa forme 2D. Par rapport, par exemple, aux réseaux phasés, aux émetteurs multi-antennes et aux relais, les RIS nécessitent le plus grand nombre d'éléments de diffusion, mais chacun d'eux doit être soutenu par les composants les moins nombreux et les moins coûteux. De plus, étant donné que les RIS sont de nature presque passive, aucune capacité de traitement du signal n'est attendue et ils ne nécessitent donc pas d'amplificateurs de puissance ou de composants à forte consommation d'énergie tels que la chaîne RF dans MIMO. Grâce à ces propriétés, RIS reçoit une attention majeure de la part de la communauté sans fil, ce qui est indiqué par le nombre explosif d'articles de recherche dans la littérature au cours des dernières années, et est considéré comme le principal catalyseur du concept émergent d'environnements radio intelligents.

3.3 Aperçu sur l'état de la recherche sur les surfaces intelligentes reconfigurables

Malgré le récent pic d'intérêt pour les RIS parmi les chercheurs de la communauté des communications sans fil, la recherche sur la métasurface ainsi que leur application pour la communication sans fil a son histoire de plusieurs décennies, allant de l'investigation théorique aux expériences et aux mesures sur le terrain. Dans cette section, nous mentionnons brièvement quelques travaux qui deviennent les jalons qui conduisent à l'état actuel de l'art de la recherche sur les RISs. Pour faciliter la lecture, nous les classons en plusieurs aspects qui représentent certaines des facettes les plus importantes de la recherche sur les RISs.

3.3.1 Les métamatériaux et les métasurfaces

Les métamatériaux électromagnétiques sont généralement définis comme des structures électromagnétiques artificielles constituées d'un réseau sous-longueur d'onde de particules de diffusion - ou métaparticules - qui sont conçues pour fournir des propriétés électromagnétiques qui ne sont pas trouvées par d'autres matériaux dans la nature [51]. L'histoire des métamatériaux commence par un article sémi-nal [52] en 1967 dans lequel les auteurs envisagent l'existence d'un matériau qui a des valeurs négatives de permittivité ϵ et de perméabilité μ . Ces matériaux sont appelés les substances "gauchères" (LH) dans [52], du fait qu'ils permettraient la propagation d'ondes électromagnétiques avec le champ électrique, le champ magnétique et les vecteurs de constante de phase construisant un triade gaucher, par rapport aux matériaux conventionnels où ce triade est connu pour être droitier [49]. Ce type de matériau, comme l'a prédit l'auteur de [52], déclenchera des phénomènes sans précédent tels que l'effet Doppler inversé et la loi de Snell inversée.

Ce n'est que plus de 30 ans après [52] que le premier matériau LH a été proposé et démontré expérimentalement par les auteurs de [53] à l'Université de Californie, San Diego (UCSD), en 2000, qui s'inspire de un travail séminal dans la même année [54] dont le but ambitieux est de créer une lentille dite parfaite. Ces travaux ont ensuite déclenché un vaste corpus de recherches et, en l'espace de 20 ans, de nouveaux matériaux ont été proposés avec des effets supplémentaires tels que le camouflage [55], le magnétisme sans aimant [56], et méta-surfaces [57], qui, dans sa première introduction, a été présenté comme un métamatériau bidimensionnel avec de nouvelles capacités de transformation de phase, d'amplitude et de polarisation. Dernièrement, grâce aux progrès récents dans des domaines tels que la nanotechnologie et la bio/chimie-technologie, la notion de métasurface a été étendue aux métasurfaces dynamiques/reconfigurables, qui consistent en des matériaux reconfigurables qui peuvent subir un changement spatio-temporel des propriétés électromagnétiques à travers le excitation électrique par une source d'énergie externe.

3.3.2 Les environnements radio intelligents

La propriété de reconfigurabilité des métasurfaces dynamiques leur a permis de trouver leur utilisation dans les communications sans fil pour rendre un processus de communication - qui est normalement fortement altéré par le caractère aléatoire spatio-temporel des canaux de communication (par exemple, sous des formes d'évanouissement, d'ombrage et de bruit) - plus fiable en transformant l'environnement sans fil (qui était classiquement aléatoire) en quelque chose qui peut être contrôlé. De plus, les métasurfaces reconfigurables peuvent également être conçues pour moduler, transmettre et recevoir leurs propres informations (au lieu d'agir comme des réflecteurs passifs), ce qui les rend adaptées aux applications d'antenne. Ces avancées dans les technologies sans fil s'accumulent

et prennent forme dans une grande vision de l'environnement radio intelligent (SRE) qui, comme nous l'avons discuté précédemment, est un concept technologique qui envisage un environnement sans fil qui peut être contrôlé pour améliorer les gains de performance de la communication en cours. processus.

En dépit d'être un domaine de recherche récemment brûlant, le terme d'environnement intelligent a en fait été envisagé dès 2003. En particulier, en 2003 et 2005 respectivement, les auteurs de [58] et [59] ont introduit le terme "surface contrôlable intelligente" pour désigner une surface de diffuseurs électriquement petits, qui peuvent être contrôlés en contrôlant les densités de polarisation des diffuseurs ou par l'inclusion d'un champ de polarisation, par exemple, afin de commuter électroniquement entre les états de réflexion et de transmission. Entre 2010 et 2012, les auteurs de [60],[61] proposent des méthodes de contrôle des environnements de propagation radio en utilisant des murs intelligents, qui sont définis comme des murs conventionnels situés à l'intérieur d'un bâtiment, mais équipés de surfaces actives sélectives en fréquence et capteurs. Ces surfaces sont constituées de matériaux spéciaux tels que des films ferroélectriques, des cristaux liquides et même de nouveaux matériaux tels que le graphène, et leurs caractéristiques de transmission et de réflexion peuvent être ajustées en fonction de la demande de trafic ou pour éviter les interférences entre les émetteurs.

3.3.3 La modélisation analytique des RISs

Dans la poursuite de la compréhension du plein potentiel du RIS, l'une des plus grandes questions à se poser est : "comment modéliser analytiquement le RIS?". La modélisation théorique est importante pour prédire les performances d'un RIS, l'optimiser en fonction des objectifs spécifiques à atteindre (par exemple, une couverture plus large, un débit de données plus élevé et une latence plus faible) et évaluer les avantages et les limites des réseaux sans fil équipés de RIS. En termes de modélisation théorique notamment, un enjeu majeur de recherche

ouvert est le développement de modèles simples mais suffisamment précis de la puissance reçue à un endroit donné de l'espace lorsqu'un émetteur émet des ondes radio qui illuminent un RIS. Pour répondre à cette question, de manière générale, il existe plusieurs approches que l'on peut employer :

- La campagne de mesure : il s'agit de la manière la plus simple et la plus traditionnelle d'évaluer les performances d'une technologie donnée avant les applications dans le monde réel. L'avantage de cette approche est que l'on peut obtenir une évaluation réaliste des performances, en fonction des paramètres de mesure. Un exemple est le travail séminal dans [62].
- La simulation : L'avantage de cette approche, en particulier par rapport à la mesure, est qu'elle a un coût de fonctionnement inférieur et peut être utilisée pour prédire les performances de la technologie d'intérêt dans de nombreux scénarios différents. L'inconvénient de cette approche est, d'autre part, qu'elle ne fournit pas une formulation de forme fermée et, par conséquent, on ne peut pas prédire la tendance ou la loi d'échelle des performances en fonction des paramètres typiques du système sans fil, tels que la taille et les inter-distances entre les appareils. Un exemple récent de cette approche est [63], dans lequel les auteurs combinent la théorie de l'antenne et la technique de simulation pour calculer le champ électrique dans le champ proche et le champ lointain d'un RIS de taille finie, et prouvent qu'un Le RIS est capable d'agir comme un miroir anormal dans le champ proche du réseau.
- La modélisation basée sur la physique : dans cette approche, l'évaluation des performances d'un RIS part de la racine de la théorie électromagnétique, à savoir les équations de Maxwell, et, à l'aide des outils nécessaires tels que l'optique géométrique et les approximations numériques, se développe en une formulation mathématique précise. L'avantage de cette approche est que la formulation mathématique obtenue par cette approche peut dévoiler

l'impact de certains paramètres du système sur les performances, permettant ainsi d'optimiser le RIS et les performances globales du système. La formulation peut aussi parfois être obtenue sous une forme fermée, auquel cas les performances d'un RIS peuvent être efficacement calculées. Dans [64], la puissance mesurée à partir de réflecteurs passifs dans la bande de fréquence des ondes millimétriques est comparée à des simulations de lancer de rayons. En optimisant la surface de la surface éclairée, on montre qu'un réflecteur passif de taille finie peut agir comme un miroir anormal.

Les communications assistées par des IRSs-NOMA hybrides

Dans ce chapitre, on traite les réseaux NOMA/OMA assistés par de IRSs dans leurs versions downlink et uplink.

Contenu du chapitre

4.1	Introduction	38
4.2	Modèle du système	38
4.2.1	Modèle du canal	38
4.2.2	Modèle du signal	40
4.3	Les statistiques de canal du lien BS-IRS-F	42
4.3.1	Les paramètres de l'IRS	42
4.3.2	Les statistiques de canal	42
4.4	La probabilité d'outage en downlink	43
4.4.1	NOMA	43
4.4.2	OMA	44
4.5	La probabilité d'outage en Uplink	44
4.5.1	NOMA	44
4.5.2	OMA	45

4.1 Introduction

En raison de l'introduction des IRS, l'analyse des performances du système assisté par IRS devient beaucoup plus difficile que celle du système conventionnel. Les statistiques de canal de la liaison BS-IRS-UD sont cruciales pour l'évaluation des performances. Après avoir ajusté les paramètres de l'IRS pour qu'ils soient optimaux, il est difficile de dériver les statistiques de canal équivalentes de la liaison BS-IRS-UD. De plus, la plupart des travaux existants ont supposé que le lien BS-IRS-UD est NLoS, comme [65], [66], [67] et [68]. Certains travaux ont supposé que la liaison BS-IRS-UD est LoS mais sans en déduire des statistiques de canal exactes, par exemple, [69], [70] et [71].

4.2 Modèle du système

Nous considérons un système NOMA assisté par IRS avec une BS à antenne unique et deux UD à antenne unique, désignés par N et F, respectivement, comme le montre la figure 4.1. Plus précisément, N est l'UD du centre de la cellule qui peut communiquer directement avec la BS, tandis que F est l'UD du bord de la cellule qui a besoin de l'aide d'un IRS pour les communications car il n'y a pas de lien direct entre la BS et F en raison de la longue distance et objets bloquants. L'IRS a des éléments réfléchissants K et sa matrice de coefficient de réflexion est notée $\Theta = \text{diag}(\beta_1 e^{j\theta_1}, \beta_2 e^{j\theta_2}, \dots, \beta_K e^{j\theta_K})$, où $\beta_k \in [0, 1]$ est le coefficient de réflexion d'amplitude et $\theta_k \in [0, 2\pi)$ est la variable de déphasage du k ème élément qui peut être ajustée par l'IRS ($k = 1, 2, \dots, K$) [1].

4.2.1 Modèle du canal

Tous les canaux subissent un évanouissement plat quasi-statique, et le CSI de tous les canaux est supposé être parfaitement connu par la BS [65], [66]. En particulier, plusieurs schémas d'estimation de canal pour les systèmes assistés par IRS ont été proposés pour acquérir des CSI précis [33], [34] et [35]. Le lien entre

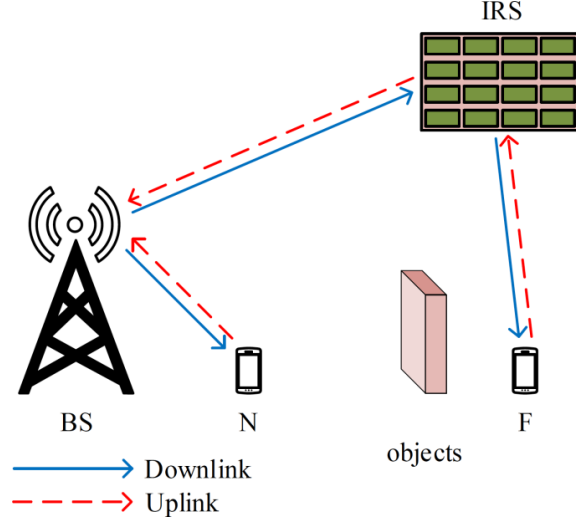


FIGURE 4.1 – Le modèle de système de NOMA assisté par IRS [1].

la BS et N est supposé être NLoS car il s'agit d'un lien entre la BS et l'UD au sol. Par conséquent, l'évanouissement à petite échelle entre BS et N suit le modèle d'évanouissement de Rayleigh et est noté $h \sim \mathcal{CN}(0, 1)$, où $\mathcal{CN}(0, 1)$ est la distribution gaussienne complexe. Les liaisons BS-IRS et IRS-F peuvent être LoS ou NLoS pour différents scénarios. En raison de la perte de trajet importante, les signaux qui sont réfléchis par l'IRS deux fois ou plus sont ignorés. Le vecteur d'évanouissement à petite échelle entre la BS et l'IRS est noté $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{1 \times K}$. Le vecteur d'évanouissement à petite échelle entre IRS et F est noté $\mathbf{g} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$. En particulier, ce sont $\mathbf{G} = [G_1, G_2, \dots, G_K]$ et $\mathbf{g} = [g_1, g_2, \dots, g_K]^T$, respectivement. Tous les éléments de $\mathbf{G}$ et $\mathbf{g}$ suivent le modèle d'évanouissement Nakagami- m avec des paramètres d'évanouissement, m_G et m_g , respectivement. En particulier, il vaut NLoS pour $m_G = 1$ et vaut LoS pour $m_G > 1$ ($\mathcal{G} \in \{G, g\}$) [1].

4.2.2 Modèle du signal

4.2.2.1 Downlink

La BS transmet le signal $x = \sqrt{\alpha_1 P_b} s_1^d + \sqrt{\alpha_2 P_b} s_2^d$, où P_b désigne la puissance d'émission du BS, s_1^d et s_2^d désignent les signaux transmis à N et F, respectivement, et α_1 et α_2 représentent les coefficients d'allocation de puissance pour N et F, respectivement ($\alpha_1 + \alpha_2 = 1$). Notez que nous partons du principe que le partage de puissance est fixe entre deux DU et que nous définissons $\alpha_1 < \alpha_2$ pour l'équité utilisateur [148, 149, 154]. Les signaux reçus à N et F sont donnés par [1]

$$y_N = h d_N^{-\frac{\alpha_h}{2}} x + n_1 \quad (4.1)$$

et

$$y_F = \left(G \Theta g d_{F1}^{-\frac{\alpha_1}{2}} d_{F2}^{-\frac{\alpha_2}{2}} \right) x + n_2, \quad (4.2)$$

respectivement, où d_N et d_{F1} désignent les distances entre le BS et N et l'IRS, respectivement, d_{F2} désigne la distance entre l'IRS et F, α_h, α_G , et α_g désigne les exposants de perte de trajet pour BS-N, BS-IRS, et Les liens IRS-F, respectivement, et n_1 et n_2 désignent les AWGN à N et F, respectivement, avec la même variance σ_n^2 .

À N, le signal de F est détecté en premier, et le SINR correspondant est donné par [1]

$$\text{SINR}_{N,F}^d = \frac{|h|^2 d_N^{-\alpha_h} \alpha_2}{|h|^2 d_N^{-\alpha_h} \alpha_1 + 1/\rho} \quad (4.3)$$

où $\rho = P_b / \sigma_n^2$ désigne le SNR de transmission de la BS. Après implémentation du SIC, le signal de N est décodé, et le SNR correspondant est donné par [1]

$$\text{SNR}_N^d = |h|^2 d_N^{-\alpha_h} \alpha_1 \rho. \quad (4.4)$$

À F, son signal est décodé directement en considérant le signal de N comme une interférence, et son SINR est donné par [1]

$$\text{SINR}_F^d = \frac{|G\Theta g|^2 d_{F1}^{-\alpha_G} d_{F2}^{-\alpha_g} \alpha_2}{|G\Theta g|^2 d_{F1}^{-\alpha_G} d_{F2}^{-\alpha_g} \alpha_1 + 1/\rho} \quad (4.5)$$

4.2.2.1 Uplink

Le signal reçu à la BS est donné par [1]

$$y = h d_N^{-\frac{\alpha_h}{2}} \sqrt{P_u} s_1^u + \mathbf{G}\Theta g d_{F1}^{-\frac{\alpha_G}{2}} d_{F2}^{-\frac{\alpha_g}{2}} \sqrt{P_u} s_2^u + n, \quad (4.6)$$

où P_u désigne la puissance d'émission de chaque UD, s_1^u et s_2^u désignent les signaux transmis depuis N et F, respectivement, et n désigne l'AWGN au BS avec la variance σ^2 .

Au BS, le signal de N est d'abord décodé en considérant le signal de F comme une interférence, et le SINR correspondant est donné par [1]

$$\text{SINR}_N^u = \frac{|h|^2 d_N^{-\alpha_h}}{|\mathbf{G}\Theta g|^2 d_{F1}^{-\alpha_G} d_{F2}^{-\alpha_g} + 1/\rho'}, \quad (4.7)$$

où $\rho' = P_u/\sigma^2$ désigne le SNR de transmission de chaque UD. Après avoir effectué le SIC, le signal de F est détecté avec le SNR donné par [1]

$$\text{SNR}_F^u = |G\Theta g|^2 d_{F1}^{-\alpha_G} d_{F2}^{-\alpha_g} \rho' \quad (4.8)$$

4.3 Les statistiques de canal du lien BS-IRS-F

4.3.1 Les paramètres de l'IRS

Le but ici est de fournir la meilleure qualité de canal à F en ajustant les paramètres de l'IRS. C'est-à-dire maximiser $|\mathbf{G}\Theta\mathbf{g}| = \left| \sum_{k=1}^K \beta_k G_k g_k e^{j\theta_k} \right|$, où G_k et g_k sont respectivement le k ième élément de $\mathbf{G}$ et $\mathbf{g}$. Ceci peut être réalisé en ajustant intelligemment la variable de déphasage θ_k pour chaque élément, c'est-à-dire que les phases de tous les $G_k g_k e^{j\theta_k}$ sont réglé pour être le même. Par conséquent, il n'y a pas qu'une seule solution pour $\{\theta_k\}$ ($k = 1, 2, \dots, K$), et la solution généralisée est donnée par $\theta_k = \tilde{\theta} - \arg(G_k g_k)$, où $\tilde{\theta}$ est une constante arbitraire allant dans $[0, 2\pi)$. Après avoir adopté le $\{\theta_k\}$ optimal, nous avons [1]

$$|\mathbf{G}\Theta\mathbf{g}|^2 = \beta^2 \left(\sum_{k=1}^K |G_k| |g_k| \right)^2 \quad (4.9)$$

où nous supposons que $\beta_k = \beta, \forall k$ sans perte de généralité.

4.3.2 Les statistiques de canal

Les statistiques de canal ont été dérivées à l'aide du théorème central limite dans [1], comme indiqué ci-dessous.

Soit

$$X = \frac{\left(\sum_{k=1}^K |G_k| |g_k| \right)^2}{K(1 - \xi)} \quad (4.10)$$

$$\text{où } \xi = \frac{1}{m_G m_g} \left(\frac{\Gamma(m_G + \frac{1}{2})}{\Gamma(m_G)} \right)^2 \left(\frac{\Gamma(m_g + \frac{1}{2})}{\Gamma(m_g)} \right)^2.$$

Lorsque le nombre d'éléments réfléchissants K est grand, X a tendance à suivre une distribution chi carré non centrale (a non-central chi-square distribution) comme $X \sim \chi_1'^2(\lambda)$, où $\lambda = \frac{K\xi}{1-\xi}$. Son PDF et son CDF sont donnés par [1]

$$f_X(x) = \frac{\lambda^{\frac{1}{4}}}{2} e^{-\frac{x+\lambda}{2}} x^{-\frac{1}{4}} I_{-\frac{1}{2}}(\sqrt{\lambda x}) = e^{-\frac{x+\lambda}{2}} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\lambda^i x^{i-\frac{1}{2}}}{i! 2^{2i+\frac{1}{2}} \Gamma(i + \frac{1}{2})} \quad (4.11)$$

et

$$F_X(x) = 1 - Q_{\frac{1}{2}}(\sqrt{\lambda}, \sqrt{x}) = e^{-\frac{\lambda}{2}} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\lambda^i \gamma\left(i + \frac{1}{2}, \frac{x}{2}\right)}{i! 2^i \Gamma\left(i + \frac{1}{2}\right)} \quad (4.12)$$

pour $x \geq 0$, respectivement, où $I_v(\cdot)$ est la fonction de Bessel modifiée de première espèce, $Q_v(\cdot, \cdot)$ est la fonction Q de Marcum, $\Gamma(\cdot)$ est la fonction gamma et $\gamma(\cdot, \cdot)$ est la fonction gamma incomplète inférieure.

4.4 La probabilité d'outage en downlink

4.4.1 NOMA

Pour le système de transmission à débit fixe, la probabilité d'outage est une mesure largement utilisée pour mesurer les performances du système. Les probabilités d'outage de N et F sont données par [1]

$$\mathbb{P}_N^d = 1 - \text{Pr}\left(\text{SINR}_{N,F}^d \geq \tilde{\gamma}_F, \text{SNR}_N^d \geq \tilde{\gamma}_N\right) \quad (4.13)$$

et

$$\mathbb{P}_F^d = \text{Pr}\left(\text{SINR}_F^d < \tilde{\gamma}_F\right), \quad (4.14)$$

respectivement, où $\tilde{\gamma}_N = 2^{\tilde{R}_N} - 1$ et $\tilde{\gamma}_F = 2^{\tilde{R}_F} - 1$ avec $\tilde{R}_N$ et $\tilde{R}_F$ étant les taux cibles de N et F, respectivement.

Dans le système NOMA assisté par IRS considéré ici, les probabilités d'outage de N et F pour la liaison descendante sont données par [1]

$$\mathbb{P}_N^d = 1 - e^{-\tilde{\rho}_m} \quad (4.15)$$

et

$$\mathbb{P}_F^d \approx e^{-\frac{\lambda}{2}} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\lambda^i \gamma\left(i + \frac{1}{2}, \frac{\tilde{\rho}}{2}\right)}{i! 2^i \Gamma\left(i + \frac{1}{2}\right)} \quad (4.16)$$

respectivement, où $\tilde{\rho}_m = \max \left\{ \frac{\tilde{\gamma}_F}{(\alpha_2 - \alpha_1 \tilde{\gamma}_F) a \rho}, \frac{\tilde{\gamma}_N}{a \alpha_1 \rho} \right\}$ et $\tilde{\rho} = \frac{\tilde{\gamma}_F}{(\alpha_2 - \alpha_1 \tilde{\gamma}_F) b \rho}$ avec $a = d_N^{-\alpha_h}$ et $b = K\beta^2(1 - \zeta)d_{F1}^{-\alpha_G}d_{F2}^{-\alpha_g}$. Notez que lorsque nous définissons des coefficients d'allocation de puissance, nous devons nous assurer que $\alpha_2 - \alpha_1 \tilde{\gamma}_F > 0$.

4.4.2 OMA

L'OMA peut être considérée comme un cas particulier de NOMA. Lorsque N et F fonctionnent sous le schéma OMA, leurs débits de données sont donnés par $\frac{1}{2} \log_2 \left(1 + |h|^2 d_N^{-\alpha_h} \rho \right)$ et $\frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \beta^2 \left(\sum_{k=1}^K |G_k| |g_k| \right)^2 d_{F1}^{-\alpha_G} d_{F2}^{-\alpha_g} \rho \right)$, respectivement. Ici, nous supposons que chaque UD partage la moitié du bloc de ressources pour une comparaison équitable.

Lorsque N et F sont sous le schéma OMA de liaison descendante, leurs probabilités d'outage sont données par [1]

$$\mathbb{P}_N^{do} = 1 - e^{-\frac{\tilde{\gamma}_N^o}{a\rho}} \quad (4.17)$$

et

$$\mathbb{P}_F^{do} \approx e^{-\frac{\lambda}{2}} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\lambda^i \gamma \left(i + \frac{1}{2}, \frac{\tilde{\gamma}_F^o}{2b\rho} \right)}{i! 2^i \Gamma \left(i + \frac{1}{2} \right)} \quad (4.18)$$

respectivement, où $\tilde{\gamma}_N^o = 2^{2\tilde{R}_N} - 1$ et $\tilde{\gamma}_F^o = 2^{2\tilde{R}_F} - 1$.

4.5 La probabilité d'outage en Uplink

4.5.1 NOMA

Les probabilités d'outage de N et F sont données par [1]

$$\mathbb{P}_N^u = \Pr(\text{SINR}_N^u < \tilde{\gamma}_N), \quad (4.19)$$

et

$$\mathbb{P}_F^u = 1 - \text{Pr}(\text{SINR}_N^u \geq \tilde{\gamma}_N, \text{SNR}_F^u \geq \tilde{\gamma}_F), \quad (4.20)$$

respectivement.

Dans le système NOMA assisté par IRS considéré ici, les probabilités d'outage de N et F pour la liaison montante sont données par [1]

$$\mathbb{P}_N^u \approx 1 - e^{-\frac{\tilde{N}_N}{a\rho'} - \frac{\lambda}{2}} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\lambda^i}{i! 2^{2i+\frac{1}{2}} \left(\frac{b\tilde{\gamma}_N}{a} + \frac{1}{2} \right)^{i+\frac{1}{2}}} \quad (4.21)$$

et

$$\mathbb{P}_F^u \approx 1 - e^{-\frac{\tilde{\gamma}_N}{a\rho'} - \frac{\lambda}{2}} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\lambda^i \Gamma\left(i + \frac{1}{2}, \frac{\tilde{\gamma}_N \tilde{\gamma}_F}{a\rho'} + \frac{\tilde{\gamma}_F}{2b\rho'}\right)}{i! 2^{2i+\frac{1}{2}} \left(\frac{b\tilde{\gamma}_N}{a} + \frac{1}{2} \right)^{i+\frac{1}{2}} \Gamma\left(i + \frac{1}{2}\right)} \quad (4.22)$$

respectivement, où $\Gamma(\cdot, \cdot)$ est la fonction gamma incomplète supérieure.

4.5.2 OMA

Pour OMA, les analyses de performances pour la liaison montante et la liaison descendante sont similaires, et nous pouvons obtenir tous les résultats pour la liaison montante en nous référant à la sous-section 4.4.2 dans une méthode simple, c'est-à-dire en remplaçant le SNR de transmission de la BS (ρ) avec le SNR de transmission de l'UD (ρ') [1].

Simulations et Résultats

Dans ce dernier chapitre, nous présentons les résultats de simulation de la performances d'un réseau downlink NOMA à deux utilisateurs à travers deux types de canaux à savoir le canal AWGN et la canal à évanouissement de Rayleigh, puis la probabilité d'outage d'un réseau uplink NOMA assisté par des IRSs. Nous expliquon d'abord les principes des SC et SIC. Ensuite, nous présentons les résultats de simulation en termes de probabilité d'erreur (BER) , de la capacité, et de probabilité d'outage.

5.1 Comment le SC et le SIC fonctionnent-ils ?

Dans la section 2.1, nous avons mentionné que les deux principales technologies permettant l'application du NOMA sont SC et SIC. Dans cette section, nous expliquerons numériquement ces deux techniques.

5.1.1 Comment le SIC fonctionne-t-il ?

Ici, on considère deux équipements utilisateurs (UE1 et UE2) qui communiquent simultanément en utilisant la même fréquence avec la BS. Soit x_1 les données de UE1 et x_2 les données de UE2. Le principe du SC est illustré à la Fig.5.1.

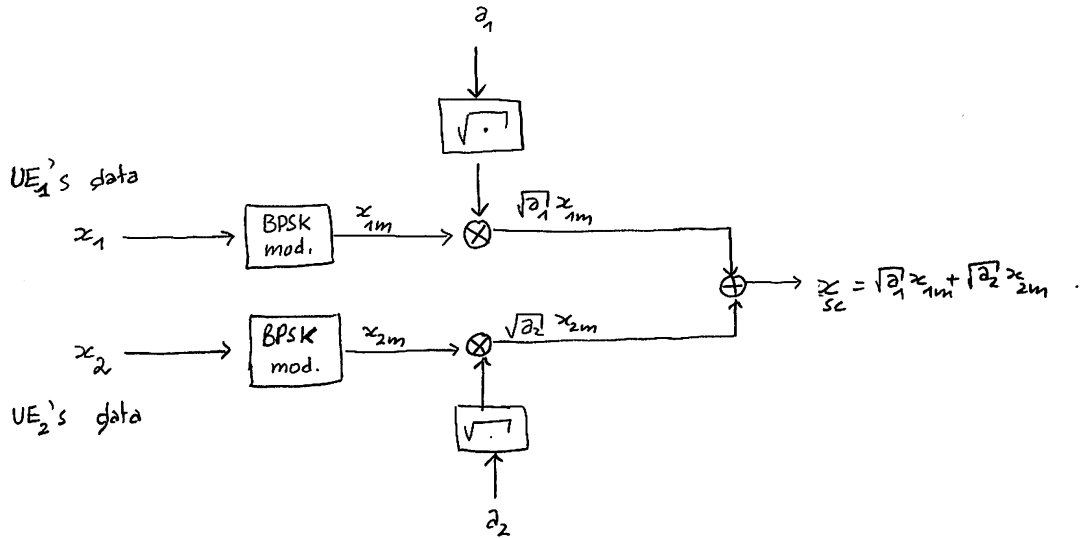


FIGURE 5.1 – Le principe du SC

Les données de l'UE (x_1 et x_2) sont d'abord modulées en BPSK (x_{1m} et x_{2m}) avant de recevoir différentes allocations de puissance (a_1 et a_2). Le signal codé par superposition x_{SC} est alors donné par

$$x_{SC} = \sqrt{a_1}x_{1m} + \sqrt{a_2}x_{2m}, a_1 + a_2 = 1.$$

A titre d'exemple illustratif, supposons que chaque UE n'a que 4 bits de données à envoyer. Cette hypothèse est loin de la réalité, mais elle est suffisante pour comprendre le fonctionnement de base de NOMA. Soit $x_1 = 1010$ et $x_2 = 0110$. $a_1 = 0,75$ et $a_2 = 0,25$.

Le signal codé par superposition x_{SC} est tracé sur la Fig. 5.2 .

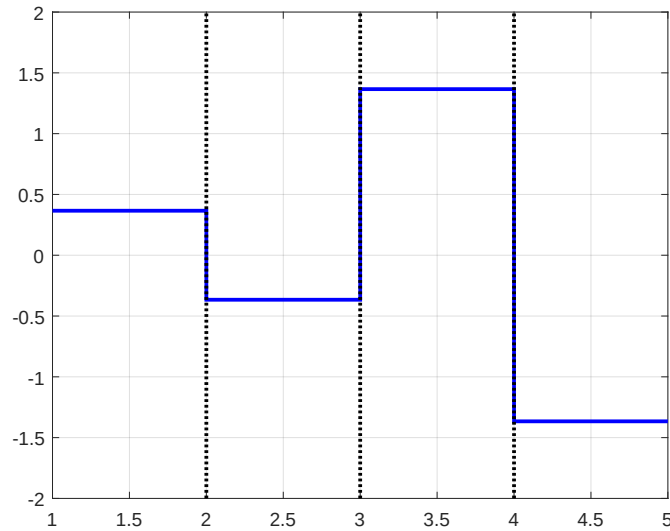


FIGURE 5.2 – Le signal codé par superposition x_{SC}

5.1.2 Comment le SIC fonctionne-t-il ?

Dans cette sous section, nous verrons comment le SIC est exécuté pour décoder le signal codé par superposition x_{SC} au côté du récepteur.

Comme le montre la Fig.5.3, pour le simple cas d'un réseau NOMA à deux UE, les étapes impliquées dans le SIC sont décrites ci-dessous :

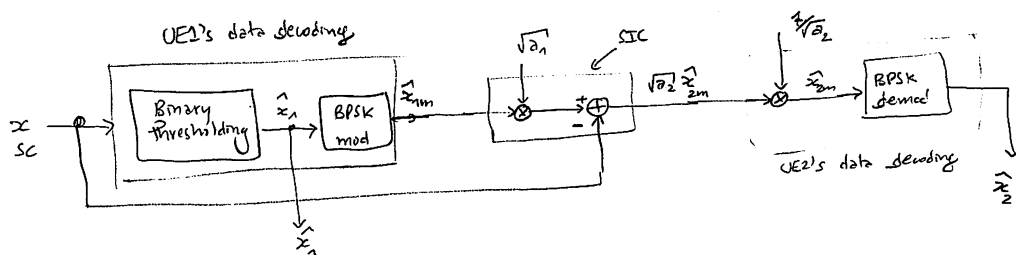


FIGURE 5.3 – Le principe du SIC

1. Décodez directement x_{SC} pour obtenir le signal qui est pondéré avec une puissance élevée (c'est-à-dire x_1).

2. Multipliez le signal décodé à l'étape 1 par son poids correspondant $\sqrt{a_1}$ et soustrayez-le de x_{SC} pour obtenir $\sqrt{a_2}x_{2m}$.
3. Décodez le signal obtenu à l'étape 2 pour obtenir l'autre signal qui a été multiplexé avec une faible puissance (c'est-à-dire x_2).

Le signal restant $\sqrt{a_2}x_{2m}$ après soustraction est tracé sur la Fig.5.4.

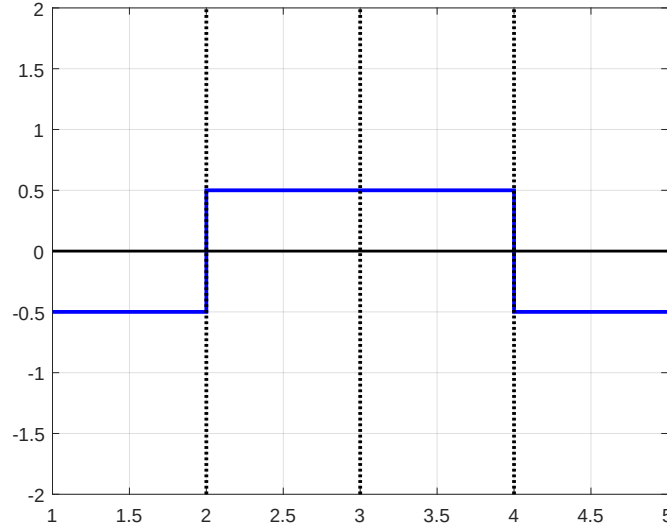


FIGURE 5.4 – Le signal restant $\sqrt{a_2}x_{2m}$ après soustraction

5.2 Simulation du BER d'un réseau NOMA en down-link

5.2.1 A travers un canal AWGN

Dans la Fig.5.5, nous considérons le scénario NOMA de liaison descendante, où la BS transmet un signal codé par superposition simultanément à deux UE (qui sont situés à égale distance de la BS), en utilisant la même porteuse de fréquence. Le canal est un AWGN. Dans cette figure, nous avons tracé le BER en fonction du SNR. Nous voyons clairement que UE2 a un BER légèrement plus élevé que UE1, en particulier dans le régime à faible SNR. C'est parce que UE2 doit faire le

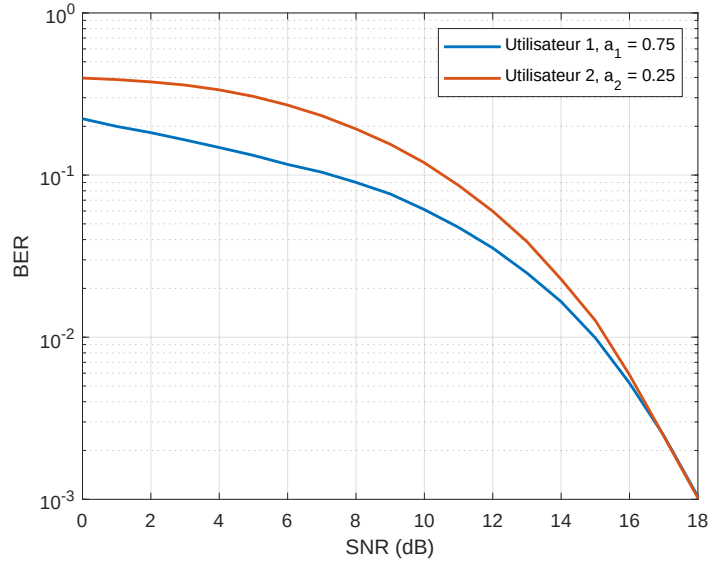


FIGURE 5.5 – La performance BER d’un réseau NOMA de liaison descendante à deux UE à travers un canal AWGN

SIC. Lors de l’exécution de SIC, UE2 doit d’abord estimer les données de UE1 à partir de x_{SC} . Si cette estimation est erronée, alors cette erreur se reflétera dans le décodage de ses propres données car les données erronées seraient soustraites de x_{SC} . En d’autres termes, UE2 doit décoder correctement à la fois les données de UE1 et ses propres données. Toute erreur de décodage des données d’UE1 ou de ses propres données aura un impact sur son BER. C’est pourquoi UE2 connaît un BER plus élevé que UE1.

5.2.2 A travers un canal de Rayleigh

Sur la Fig.5.6 (où le BER en fonction du SNR est tracé), nous considérons le scénario NOMA de liaison descendante, où la BS transmet un signal codé par superposition simultanément à deux UE, en utilisant la même porteuse de fréquence. Le canal est un canal d’évanouissement de Rayleigh. UE1 est le lointain/faible car il est loin de la BS émettrice. UE2 est l’utilisateur proche/fort. Soient $d_1=1000$ mètres et $d_2=500$ mètres, dénotons leurs distances par rapport à la BS. Soient h_1 et h_2 respectivement le canal de la BS à l’utilisateur proche et à l’utilisateur distant.

Définissons les facteurs d'allocation de puissance comme $a_1 = 0.75$ et $a_2 = 0.25$. Nous pouvons voir que pour les deux UE, le BER diminue à mesure que nous augmentons le SNR. En outre, UE2 surpasse UE1 en termes de performances BER.

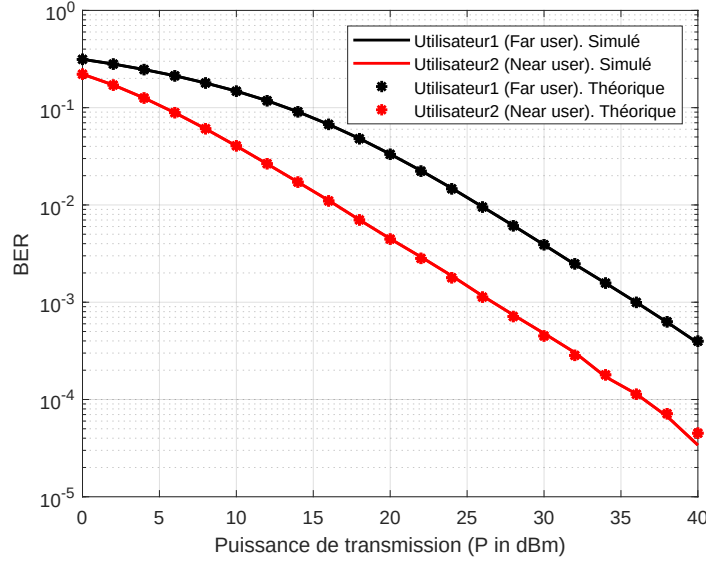


FIGURE 5.6 – La performance BER d'un réseau NOMA de liaison descendante à deux UE à travers un canal d'évanouissement de Rayleigh

5.3 Simulation de la capacité réalisable et de la probabilité d'outage d'un réseau NOMA en down-link dans un canal à évanouissement de Rayleigh

5.3.1 La capacité réalisable

Considérons le modèle et les paramètres du système comme dans la sous-section 5.2.2. Dans la Fig.5.7, nous avons tracé la capacité réalisable d'un réseau NOMA de liaison descendante dans un canal à évanouissement de Rayleigh. Nous pouvons voir que la capacité réalisable de UE1 augmente lentement, puis se stabilise à partir de 30 dBm. La capacité réalisable d'UE2 augmente sans limite avec l'augmentation du SNR, et elle est bien supérieure à celle d'UE1.

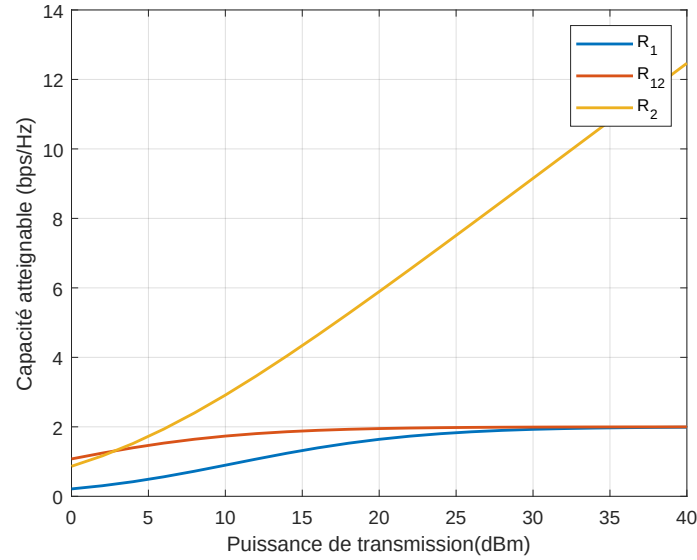


FIGURE 5.7 – La capacité réalisable d’un réseau NOMA de liaison descendante à deux UE dans un canal à évanouissement de Rayleigh

5.3.2 La probabilité d’outage

Considérons le modèle et les paramètres du système comme dans la sous-section 5.2.2. Sur la Fig.5.8, nous avons tracé la probabilité d’interruption d’un réseau NOMA de liaison descendante dans un canal à évanouissement de Rayleigh. Nous pouvons clairement voir que pour les deux UE, l’OP diminue à mesure

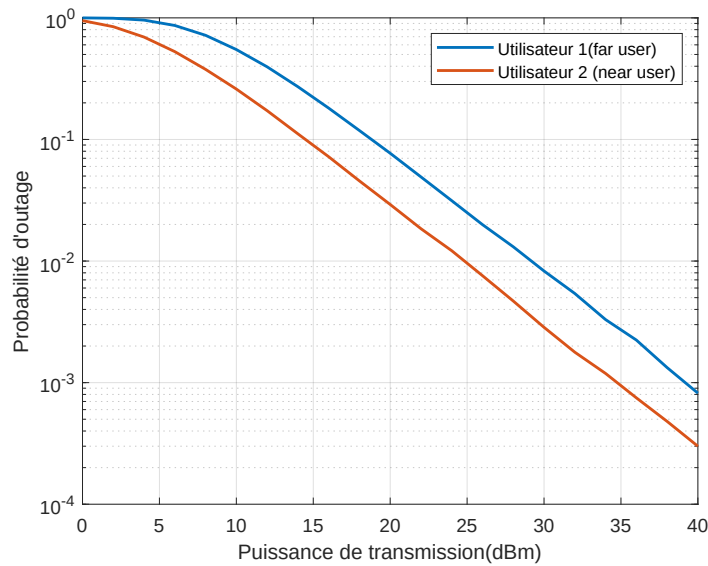


FIGURE 5.8 – La probabilité d’outage d’un réseau NOMA de liaison descendante à deux UE dans un canal à évanouissement de Rayleigh

que nous augmentons le SNR. La probabilité d'outage de UE2 est inférieure à celle de UE1.

5.4 La probabilité d'outage d'un réseau NOMA assisté par IRS en uplink

Dans cette section, nous considérons une liaison montante NOMA avec deux UE à antenne unique, assistés par un IRS à N éléments. Au niveau de la BS (également à antenne unique), le signal global reçu des liaisons directes et de réflexion est donné par

$$y = \sum_{i=1}^2 \left(\sqrt{\ell_{h_i}} h_i + \sqrt{\ell_{h_{BS}} \ell_{g_i}} \sum_{n=1}^N e^{j\phi_n} \mathbf{h}_{BS,n} \mathbf{g}_{i,n} \right) \sqrt{P_i} x_i + w. \quad (5.1)$$

où $h_i \in \mathbb{C}$, $\mathbf{h}_{BS} \in \mathbb{C}^N$, et $\mathbf{g}_i \in \mathbb{C}^N$ sont les coefficients d'évanouissement à petite échelle des liaisons UE-BS, BS-IRS et UE-IRS, respectivement. $\mathbf{h}_{BS,n}$ et $\mathbf{g}_{i,n}$ sont les n^{th} -éléments de $\mathbf{h}_{BS}$ et $\mathbf{g}_i$, respectivement. Les paramètres ℓ_{h_i} , $\ell_{h_{BS}}$ et ℓ_{g_i} sont les pertes de chemin sur les liaisons précédentes. P_i et x_i sont la puissance d'émission et le signal du i^{th} -UE. w est l'AWGN au BS avec une moyenne nulle et une variance P_w . Pour tous les éléments réfléchissants de l'IRS, le coefficient de réflexion d'amplitude est fixé à 1. ϕ_n est le déphasage appliqué à l'élément n^{th} de l'unité IRS. Les liaisons sont supposées subir un évanouissement de Rayleigh.

Dans la Fig. 5.9, les probabilités d'outage vs la puissance d'émission P pour UE₁ et UE₂ sont tracés pour un taux cible R de 0.5 bits par canal utilisé (bits per channel use BPCU). Précisons tout d'abord que UE₂ ne bénéficie pas de l'augmentation du nombre d'éléments IRS N . Contrairement à UE₂, dans le cas de UE₁, nous pouvons clairement voir que le budget de puissance nécessaire pour atteindre une probabilité d'outage donnée diminue à mesure que N augmente. En effet, pour un $P_{\text{out}} = 10^{-4}$, lorsque N passe de 0 (c'est-à-dire sans IRS) à 128, P chute de 8 dBm.

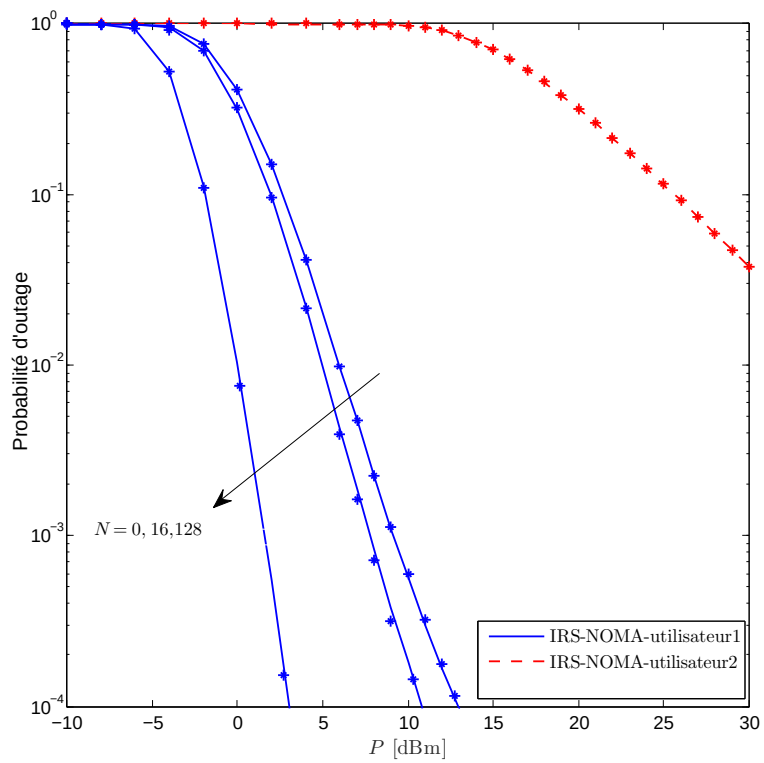


FIGURE 5.9 – La probabilité d’outage vs la puissance d’émission pour un réseau NOMA assisté par un IRS en uplink.

Conclusion et perspectives

Dans ce travail de recherche, une étude sur la transmission uplink-NOMA assistée par des surfaces intelligentes réconfigurables a été effectuée. Tout d'abord, on a étudié les principes des réseaux NOMA et des systèmes de transmission assistés par des IRS. Les performances des systèmes NOMA et IRSs-NOMA hybrides ont été analysées en termes de probabilité d'erreur (BER) , de la capacité, et de probabilité d'outage.

Ce travail met en évidence la puissance des systèmes NOMA assistés par des IRSs qui demeure un sujet de recherche.

Malgré la contribution faite dans ce mémoire et dans d'autres travaux sur les systèmes IRSs-NOMA hybrides, plusieurs problèmes restent à résoudre. En effet, quelqu'un peut considérer le problème d'estimation du canal pour ce type de systèmes.

Bibliographie

- [1] Yanyu Cheng, Kwok Hung Li, Yuanwei Liu, Kah Chan Teh, and H. Vincent Poor. Downlink and uplink intelligent reflecting surface aided networks : Noma and oma. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 20 :3988–4000, 2021.
- [2] Venkat Arun and H. Balakrishnan. Rfocus : Practical beamforming for small devices. *ArXiv*, abs/1905.05130, 2019.
- [3] Christos K. Liaskos, Shuai Nie, Ageliki Tsioliaridou, Andreas Pitsillides, Sotiris Ioannidis, and Ian F. Akyildiz. A new wireless communication paradigm through software-controlled metasurfaces. *IEEE Communications Magazine*, 56 :162–169, 2018.
- [4] Marco di Renzo, Merouane Debbah, Dinh Thuy Phan Huy, Alessio Zappone, Mohamed-Slim Alouini, Chau Yuen, Vincenzo Sciancalepore, George C. Alexandropoulos, Jakob Hoydis, Haris Gaanin, Julien de Rosny, Ahcene Bounceur, Geoffroy Lerosey, and Mathias Fink. Smart radio environments empowered by reconfigurable ai meta-surfaces : an idea whose time has come. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2019 :1–20, 2019.

- [5] Alessio Zappone, Marco Di Renzo, and Mérouane Debbah. Wireless networks design in the era of deep learning : Model-based, ai-based, or both? *IEEE Transactions on Communications*, 67 :7331–7376, 2019.
- [6] Christos K. Liaskos, Ageliki Tsioliaridou, Andreas Pitsillides, Sotiris Ioannidis, and Ian F. Akyildiz. Using any surface to realize a new paradigm for wireless communications. *Communications of the ACM*, 61 :30 – 33, 2018.
- [7] Ertuğrul Başar, Marco Di Renzo, Julien de Rosny, Mérouane Debbah, Mohamed-Slim Alouini, and Rui Zhang. Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces. *IEEE Access*, 7 :116753–116773, 2019.
- [8] Marco Di Renzo, Konstantinos Ntontin, Jian Song, Fadil Habibi Danufane, Xuewen Qian, Fotis I. Lazarakis, Julien de Rosny, Dinh-Thuy Phan-Huy, Osvaldo Simeone, Rui Zhang, Meroaune Debbah, Geoffroy Lerosey, Mathias Fink, Sergei A. Tretyakov, and Shlomo Shamai. Reconfigurable intelligent surfaces vs. relaying : Differences, similarities, and performance comparison. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 1 :798–807, 2020.
- [9] Nakamura Osamu, Goto Jungo, Hamaguchi Yasuhiro, Ibi Shinsuke, and Sampei Seiichi. Performace comparison of superposition coding schemes for downlink non-orthogonal multiple access. 2015.
- [10] S. M. Riazul Islam, Nurilla Avazov, Octavia A. Dobre, and Kyung Sup Kwak. Power-domain non-orthogonal multiple access (noma) in 5g systems : Potentials and challenges. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 19 :721–742, 2017.
- [11] Thomas M. Cover. Broadcast channels. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 18 :2–14, 1972.
- [12] Patrick P. Bergmans. Random coding theorem for broadcast channels with degraded components. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 19 :197–207, 1973.
- [13] Aydano B. Carleial. Interference channels. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 24 :60–70, 1978.

- [14] Imre Csiszár and János Körner. Broadcast channels with confidential messages. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 24 :339–348, 1978.
- [15] Thomas M. Cover and Abbas El Gamal. Capacity theorems for the relay channel. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 25 :572–584, 1979.
- [16] Alex J. Grant, Bixio Rimoldi, Rüdiger L. Urbanke, and Philip A. Whiting. Rate-splitting multiple access for discrete memoryless channels. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 47 :873–890, 2001.
- [17] Rong Zhang and Lajos Hanzo. A unified treatment of power-efficient superposition coding aided communications : Theory and practice. 2011.
- [18] Pulin R. Patel and Jack M. Holtzman. Analysis of a simple successive interference cancellation scheme in a ds/cdma system. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 12 :796–807, 1994.
- [19] Mari Kobayashi, Joseph Jean Boutros, and G. Caire. Successive interference cancellation with siso decoding and em channel estimation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 19 :1450–1460, 2001.
- [20] Peter W. Wolniansky, Gerard J. Foschini, Glenn D. Golden, and Reinaldo A. Valenzuela. V-blast : an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. *1998 URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics. Conference Proceedings (Cat. No.98EX167)*, pages 295–300, 1998.
- [21] Xingqin Lin, Jingya Li, Robert Baldemair, Thomas Cheng, Stefan Parkvall, Daniel Larsson, Havish Koorapaty, Mattias Frenne, Sorour Falahati, Asbjörn Grövlén, and Karl Werner. 5g new radio : Unveiling the essentials of the next generation wireless access technology. *IEEE Communications Standards Magazine*, 3 :30–37, 2019.
- [22] David Tse and Pramod Viswanath. Fundamentals of wireless communication. 2004.

- [23] Thomas M. Cover and Joy A. Thomas. Elements of information theory (wiley series in telecommunications and signal processing). 1991.
- [24] Yuya Saito, Yoshihisa Kishiyama, Anass Benjebbour, Takehiro Nakamura, Anxin Li, and Kenichi Higuchi. Non-orthogonal multiple access (noma) for cellular future radio access. *2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, pages 1–5, 2013.
- [25] Linglong Dai, Bichai Wang, Yifei Yuan, Shuangfeng Han, I Chih-Lin, and Zhaocheng Wang. Non-orthogonal multiple access for 5g : solutions, challenges, opportunities, and future research trends. *IEEE Communications Magazine*, 53 :74–81, 2015.
- [26] Ertuğrul Başar. Reconfigurable intelligent surface-based index modulation : A new beyond mimo paradigm for 6g. *IEEE Transactions on Communications*, 68 :3187–3196, 2020.
- [27] Sha Hu, Fredrik Rusek, and Ove Edfors. Beyond massive mimo : The potential of positioning with large intelligent surfaces. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 66 :1761–1774, 2018.
- [28] Chongwen Huang, Alessio Zappone, George C. Alexandropoulos, Mérouane Debbah, and Chau Yuen. Reconfigurable intelligent surfaces for energy efficiency in wireless communication. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 18 :4157–4170, 2019.
- [29] Gui Zhou, Cunhua Pan, Hong Ren, Kezhi Wang, and Arumugam Nallanathan. A framework of robust transmission design for irs-aided miso communications with imperfect cascaded channels. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 68 :5092–5106, 2020.
- [30] Qingqing Wu and Rui Zhang. Towards smart and reconfigurable environment : Intelligent reflecting surface aided wireless network. *IEEE Communications Magazine*, 58 :106–112, 2020.

- [31] Miao Cui, Guangchi Zhang, and Rui Zhang. Secure wireless communication via intelligent reflecting surface. *IEEE Wireless Communications Letters*, 8 :1410–1414, 2019.
- [32] Weiping Shi, Xiaobo Zhou, Linqiong Jia, Yongpeng Wu, Feng Shu, and Jiangzhou Wang. Enhanced secure wireless information and power transfer via intelligent reflecting surface. *IEEE Communications Letters*, 25 :1084–1088, 2021.
- [33] Deepak Mishra and Håkan Johansson. Channel estimation and low-complexity beamforming design for passive intelligent surface assisted miso wireless energy transfer. *ICASSP 2019 - 2019 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pages 4659–4663, 2019.
- [34] Zhen-Qing He and Xiaojun Yuan. Cascaded channel estimation for large intelligent metasurface assisted massive mimo. *IEEE Wireless Communications Letters*, 9 :210–214, 2020.
- [35] Hang Liu, Xiaojun Yuan, and Ying-Jun Angela Zhang. Matrix-calibration-based cascaded channel estimation for reconfigurable intelligent surface assisted multiuser mimo. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 38 :2621–2636, 2020.
- [36] Zhaorui Wang, Liang Liu, and Shuguang Cui. Channel estimation for intelligent reflecting surface assisted multiuser communications : Framework, algorithms, and analysis. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 19 :6607–6620, 2020.
- [37] Emil Björnson, Özgecan Özdogan, and Erik G. Larsson. Intelligent reflecting surface versus decode-and-forward : How large surfaces are needed to beat relaying? *IEEE Wireless Communications Letters*, 9 :244–248, 2020.

- [38] Jiangbin Lyu and Rui Zhang. Spatial throughput characterization for intelligent reflecting surface aided multiuser system. *IEEE Wireless Communications Letters*, 9 :834–838, 2020.
- [39] C. L. Guo, Ying Cui, Feng Yang, and Lianghai Ding. Outage probability analysis and minimization in intelligent reflecting surface-assisted miso systems. *IEEE Communications Letters*, 24 :1563–1567, 2020.
- [40] Xianghao Yu, Dongfang Xu, and Robert Schober. Miso wireless communication systems via intelligent reflecting surfaces : (invited paper). *2019 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC)*, pages 735–740, 2019.
- [41] Jindan Xu, Wei Xu, and A. L. Swindlehurst. Discrete phase shift design for practical large intelligent surface communication. *2019 IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing (PACRIM)*, pages 1–5, 2019.
- [42] Huayan Guo, Ying-Chang Liang, Jie Chen, and Erik G. Larsson. Weighted sum-rate maximization for reconfigurable intelligent surface aided wireless networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 19 :3064–3076, 2020.
- [43] Changsheng You, Beixiong Zheng, and Rui Zhang. Channel estimation and passive beamforming for intelligent reflecting surface : Discrete phase shift and progressive refinement. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 38 :2604–2620, 2020.
- [44] Samith Abeywickrama, Rui Zhang, Qingqing Wu, and Chau Yuen. Intelligent reflecting surface : Practical phase shift model and beamforming optimization. *IEEE Transactions on Communications*, 68 :5849–5863, 2020.
- [45] Qingqing Wu and Rui Zhang. Beamforming optimization for wireless network aided by intelligent reflecting surface with discrete phase shifts. *IEEE Transactions on Communications*, 68 :1838–1851, 2020.

- [46] Jia Ye, Shuaishuai Guo, and Mohamed-Slim Alouini. Joint reflecting and precoding designs for ser minimization in reconfigurable intelligent surfaces assisted mimo systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 19 :5561–5574, 2020.
- [47] Marco di Renzo, Alessio Zappone, Mérouane Debbah, Mohamed-Slim Alouini, Chau Yuen, Julien de Rosny, and Sergei A. Tretyakov. Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces : How it works, state of research, and the road ahead. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 38 :2450–2525, 2020.
- [48] Nanfang Yu, Patrice Genevet, Mikhail A. Kats, Francesco Aieta, Jean-Philippe Tetienne, Federico Capasso, and Zeno Gaburro. Light propagation with phase discontinuities : Generalized laws of reflection and refraction. *Science*, 334 :333 – 337, 2011.
- [49] Christophe Caloz and Tatsuo Itoh. Electromagnetic metamaterials : transmission line theory and microwave applications : the engineering approach. 2005.
- [50] Wankai Tang, Ming Zheng Chen, Jun Yan Dai, Yong Zeng, Xinsheng Zhao, Shi Jin, Qiang Cheng, and Tie Jun Cui. Wireless communications with programmable metasurface : New paradigms, opportunities, and challenges on transceiver design. *IEEE Wireless Communications*, 27 :180–187, 2020.
- [51] Christophe Caloz and Zoé-Lise Deck-Léger. Spacetime metamaterials—part i : General concepts. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 68 :1569–1582, 2020.
- [52] Viktor G. Veselago. The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of epsilon and mu. *Physics-Uspekhi*, 10 :509–514, 1968.

- [53] Smith, Padilla, Vier, Nemat-Nasser, and Schultz. Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity. *Physical review letters*, 84 18 :4184–7, 2000.
- [54] Pendry. Negative refraction makes a perfect lens. *Physical review letters*, 85 18 :3966–9, 2000.
- [55] David Schurig, Jack J. Mock, B. J. Justice, Steven A. Cummer, John Brian Pendry, Anthony Starr, and D. Robert Smith. Metamaterial electromagnetic cloak at microwave frequencies. *Science*, 314 :977 – 980, 2006.
- [56] Christophe Caloz and Andrea Alú. Guest editorial special cluster on magnetless nonreciprocity in electromagnetics. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2018.
- [57] Toshiro Kodaera, Dimitrios L. Sounas, and Christophe Caloz. Artificial faraday rotation using a ring metamaterial structure without static magnetic field. *Applied Physics Letters*, 99 :031114, 2011.
- [58] Edward F. Kuester, M. A. Mohamed, Melinda Piket-May, and Christopher L. Holloway. Averaged transition conditions for electromagnetic fields at a metafilm. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51 :2641–2651, 2003.
- [59] Christopher L. Holloway, M. A. Mohamed, Edward F. Kuester, and Andrew Dienstfrey. Reflection and transmission properties of a metafilm : with an application to a controllable surface composed of resonant particles. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 47 :853–865, 2005.
- [60] Ludek Subrt and Pavel Pechac. Controlling propagation environments using intelligent walls. *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pages 1–5, 2012.
- [61] Ludek Subrt and Pavel Pechac. Intelligent walls as autonomous parts of smart indoor environments. *IET Commun.*, 6 :1004–1010, 2012.

- [62] Nadège Kaina, Matthieu Dupre, Geoffroy Lerosey, and Mathias Fink. Shaping complex microwave fields in reverberating media with binary tunable metasurfaces. *Scientific Reports*, 4, 2014.
- [63] Juan Carlos Bucheli Garcia, Alain Sibille, and Mohamed Amine Kamoun. Reconfigurable intelligent surfaces : Bridging the gap between scattering and reflection. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 38 :2538–2547, 2020.
- [64] Wahab Ali Gulzar Khawaja, Ozgur Ozdemir, Yavuz Yapıcı, Fatih Erden, and Ismail Guvenc. Coverage enhancement for nlos mmwave links using passive reflectors. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 1 :263–281, 2020.
- [65] Zhiguo Ding and H. Vincent Poor. A simple design of irs-noma transmission. *IEEE Communications Letters*, 24 :1119–1123, 2020.
- [66] Zhiguo Ding, Robert Schober, and H. Vincent Poor. On the impact of phase shifting designs on irs-noma. *IEEE Wireless Communications Letters*, 9 :1596–1600, 2020.
- [67] Jianyue Zhu, Yongming Huang, Jiaheng Wang, Keivan Navaie, and Zhiguo Ding. Power efficient irs-assisted noma. *IEEE Transactions on Communications*, 69 :900–913, 2021.
- [68] Min Fu, Yong Zhou, and Yuanming Shi. Intelligent reflecting surface for downlink non-orthogonal multiple access networks. *2019 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, pages 1–6, 2019.
- [69] Sanjeev Kumar Sharma, Kuntal Deka, Dharmendra Dixit, and Alentattil Rajesh. Intelligent reflecting surface-assisted downlink nonorthogonal multiple access systems. *International Journal of Communication Systems*, 35, 2022.

- [70] Xidong Mu, Yuanwei Liu, Li Guo, Jiaru Lin, and Naofal Al-Dhahir. Exploiting intelligent reflecting surfaces in noma networks : Joint beamforming optimization. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 19 :6884–6898, 2020.
- [71] Tianwei Hou, Yuanwei Liu, Zhengyu Song, Xin Sun, Yue Chen, and Lajos Hanzo. Reconfigurable intelligent surface aided noma networks. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 38 :2575–2588, 2020.

Abstract

With the aim of improving the reception reliability and the user's data rate, intelligent reflecting surfaces (IRSs) are used as a cost-effective and energy/spectral efficient solution to intelligently adapt the mobile user's propagation environment. On the other hand, Non-orthogonal multiple-access (NOMA) is a multiple-access technique which allows a dynamic sharing of the available spectrum among the mobile users. It helps to reduce the access latency, increase the SE, support more connectivity and improve the user's fairness. This work deals with their combination called in the literature IRS-aided NOMA and study its performance in terms of the outage probability.

Keywords : spectral/energy efficiency, 5G, OMA/NOMA, IRS-NOMA.

مُلخَص:

يهدف تحسين موثوقية الاستقبال ومعدل بيانات المستخدم ، تُستخدم الأسطح العاكسة الذكية (IRS) كحل فعال من حيث التكلفة وفعال في استخدام الطاقة / الطيف للتكيف بذكاء مع بيئة انتشار مستخدم الهاتف المحمول.

من ناحية أخرى ، يعد الوصول المتعدد غير المتعامد (NOMA) أسلوب وصول متعدد يسمح بمشاركة ديناميكية للطيف المتاح بين مستخدمي الهاتف المحمول فهو يساعد على تقليل زمن الوصول ، وزيادة الكفاءة الطيفية ، ودعم المزيد من الاتصال وتحسين الإنصاف لدى المستخدم.

يتعامل هذا العمل مع تركيبة التقنيتين السابقتين و المسماة في المراجع العلمية IRS - NOMA ودراسة أدائها من حيث احتمالية الانقطاع.

Résumé

Dans le but d'améliorer la fiabilité de la réception et le débit de données de l'utilisateur, les surfaces réfléchissantes intelligentes (IRS) sont utilisées comme une solution rentable et économe en énergie/spectrale pour adapter intelligemment l'environnement de propagation de l'utilisateur mobile. D'autre part, l'accès multiple non orthogonal (NOMA) est une technique d'accès multiple qui permet un partage dynamique du spectre disponible entre les utilisateurs mobiles. Cela permet de réduire la latence d'accès, d'augmenter le SE, de prendre en charge plus de connectivité et d'améliorer l'équité de l'utilisateur. Ce travail traite de leur combinaison appelée dans la littérature "IRS-aided NOMA" et étudie ses performances en termes de probabilité d'outage.