

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À MONTRÉAL

ÉVALUATION DE PERFORMANCES DES SYSTÈMES DE
COMMUNICATIONS ASSISTÉS PAR LES SURFACES INTELLIGENTES
RECONFIGURABLES

MÉMOIRE
PRÉSENTÉ
COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN INFORMATIQUE

PAR
EDOUARD KOMI AGBOGLA

FÉVRIER 2023

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À MONTRÉAL
Service des bibliothèques

Avertissement

La diffusion de ce mémoire se fait dans le respect des droits de son auteur, qui a signé le formulaire *Autorisation de reproduire et de diffuser un travail de recherche de cycles supérieurs* (SDU-522 – Rév.04-2020). Cette autorisation stipule que «conformément à l'article 11 du Règlement no 8 des études de cycles supérieurs, [l'auteur] concède à l'Université du Québec à Montréal une licence non exclusive d'utilisation et de publication de la totalité ou d'une partie importante de [son] travail de recherche pour des fins pédagogiques et non commerciales. Plus précisément, [l'auteur] autorise l'Université du Québec à Montréal à reproduire, diffuser, prêter, distribuer ou vendre des copies de [son] travail de recherche à des fins non commerciales sur quelque support que ce soit, y compris l'Internet. Cette licence et cette autorisation n'entraînent pas une renonciation de [la] part [de l'auteur] à [ses] droits moraux ni à [ses] droits de propriété intellectuelle. Sauf entente contraire, [l'auteur] conserve la liberté de diffuser et de commercialiser ou non ce travail dont [il] possède un exemplaire.»

REMERCIEMENTS

En aval de ce travail, je tiens avant tout à rendre gloire à Dieu ; celui de qui, par qui, et pour qui sont toutes choses à jamais.

J'exprime ma profonde gratitude à Prof. Wessam AJIB, mon directeur de recherche pour son soutien diversifié le long de ce projet. Son suivi minutieux, sa constante disponibilité, ses précieux conseils et directives ainsi que son soutien financier et logistique ont été déterminants dans la réalisation de ce projet.

Je tiens également à adresser mes vifs remerciements à Dr. Imene TRIGUI pour son suivi technique minutieux, sa patience, son soutien témoigné par sa disponibilité continue, ses pertinentes directives, et ses conseils.

Mes mots de remerciements s'adressent également à mes co-superviseurs de mémoire, Prof. Wei-Ping ZHU et Prof. Mustapha BENJILLALI, pour leur encadrement et conseils qui ont été pour moi un bouclier et un facteur de propulsion le long de ce parcours.

Je rends également hommage à mes très chers parents qui sont une puissante source de motivation pour moi. Ce travail, fruit de plusieurs mois de travail acharné leur est spécialement dédié.

Enfin, que tous ceux et celles qui ont participé à la réussite de ce projet, de près et de loin, trouvent ici, l'expression de ma sincère reconnaissance.

TABLE DES MATIÈRES

LISTE DES FIGURES	vi
LISTE DES TABLEAUX	vii
LISTE DES ABRÉVIATIONS, DES SIGLES ET DES ACRONYMES	viii
RÉSUMÉ	x
CHAPITRE I INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
1.1 Contexte général	1
1.2 Motivations	2
1.3 Problématique	3
1.4 Contributions	5
1.5 Plan du mémoire	7
CHAPITRE II TRANSMISSIONS DIRECTES ET MULTI-RIS COORDONNÉES ET ADAPTATIVES POUR LES SYSTÈMES TERAHERTZIENS ULTRA-FIABLES	8
2.1 Introduction	8
2.1.1 Travaux connexes	9
2.1.2 Contributions	9
2.2 Modèles du système et du canal	11
2.2.1 Modèle du système	11
2.2.2 Modèle du canal	14
2.3 Analyse des performances	17
2.3.1 Analyse de la probabilité de panne sous le régime CR	18
2.3.2 Analyse de la probabilité de panne sous le régime OR	20
2.4 Résultats numériques	21
2.5 Conclusion	24

CHAPITRE III TRANSMISSION CONJOINTE COHÉRENTE ASSISTÉE PAR LES RIS DANS LES C-RAN EN PRÉSENCE DE BLOCAGES	26
3.1 Introduction	26
3.1.1 Travaux connexes	28
3.1.2 Contributions	29
3.1.3 Organisation du reste du chapitre	30
3.2 Modèle du système	31
3.3 Dérivation de la probabilité de panne	35
3.4 Analyse de la capacité ergodique	38
3.4.1 Cas particulier	39
3.5 Optimisation du C-RAN assisté par les RIS	39
3.5.1 Allocation optimale de la puissance pour l'efficacité énergétique	39
3.5.2 Cas particulier : puissance d'émission égale	41
3.5.3 Minimisation de la consommation d'énergie sous contrainte de débit	43
3.6 Résultats numériques	44
3.7 Conclusion	49
CONCLUSION	51
APPENDICE A	54
A.1	54
A.2	55
A.3	55
A.4	56
A.5	57
APPENDICE B	58
B.1 Eléments additionnels – Preuve du Lemme 3	58
B.2 Preuve de la Proposition 2	60

RÉFÉRENCES 62

LISTE DES FIGURES

Figure	Page
2.1	Modèle du système adaptatif multi-RIS coordonnées 12
2.2	Diagramme du système adaptatif multi-RIS coordonnées 13
2.3	Probabilité de panne en fonction du seuil de fiabilité γ_T avec $M = 6$. 23
2.4	Probabilité de panne en fonction du coefficient d'absorption $K_m(f)$ avec $\gamma_T = 5$ dB. 24
3.1	Système C-RAN assisté par les RIS avec L BSs collaborant pour desservir un seul utilisateur, avec la possibilité d'un blocage aléatoire. 32
3.2	Probabilité de panne en fonction du SNR seuil pour différentes tailles du RIS avec $L = 2$, $K = 4$, et $p_b = 0.2$ 45
3.3	Probabilité de panne exacte et asymptotique en fonction du SNR transmis, ρ pour différentes valeurs de p_b avec $L = 2$, $N = 2$, et $K = 4$ 46
3.4	Capacité ergodique en fonction de la taille des RIS N pour diffé- rentes valeurs de la probabilité de blocage p_b avec, $\rho = 5$ dB $L = 2$, $K = 4$ 47
3.5	Efficacité énergétique en fonction de la puissance d'émission maxi- male pour différentes valeurs de la probabilité de blocage p_b avec $N = 20$, $L = 2$, $K = 4$ 48
3.6	Taille de RIS optimale N^* en fonction de ρ , pour différentes valeurs du nombre de RISs L avec $R_0 = 8$ bits par utilisation de canal (bpcu). Deux cas sont considérés : avec blocage ($p_b = 0.3$) et sans blocage ($p_b = 0$). 49

LISTE DES TABLEAUX

Tableau		Page
2.1	Paramètres du système et du canal pour les résultats numériques .	22
3.1	Paramètres du système et du canal pour les résultats numériques .	44

LISTE DES ABRÉVIATIONS, DES SIGLES ET DES ACRONYMES

3GPP	Projet de partenariat de la 3ème génération (3rd Generation Partnership Project)
AWGN	Bruit blanc additif Gaussien (Additive White Gaussian Noise)
bpcu	Bit par utilisation de canal (bit-per-channel-use)
C-RAN	Réseau d'accès radio nuagique (Cloud Radio Access Network)
CC	Communications Critiques
CDF	Fonction de distribution cumulative (Cumulative Distribution Function)
CF	Sans cellule (Cell Free)
CPU	Unité de traitement central (Central Processing Unit)
CR	RIS coopérative (Cooperative RIS)
CSI	Information de l'état de canal (Channel State Information)
EC	Capacité ergodique (Ergodic Capacity)
EE	EfficiencE Energétique
EHF	Extrêmement Haute Fréquence
i.i.d	indépendant identiquement distribué
i.n.i.d	indépendant non identiquement distribué
LoS	Ligne de visée directe (Line-of-Sight)

MIMO	Entrée multiple sortie multiple (Multiple Input Multiple Output)
mmWave	Ondes millimétriques (millimeter Wave)
NLoS	Sans ligne de visée directe (Non-Line-of-Sight)
OP	Probabilité de panne (Outage Probability)
OR	RIS opportuniste (Opportunistic RIS)
PDF	Fonction densité de probabilité (Probability Density Function)
QoS	Qualité de service (Quality of Service)
RIS	Surfaces intelligentes reconfigurables (Reconfigurable Intelligent Surfaces)
RRH	Tête radio à distance (Remote Radio Head)
SIR	Rapport signal-sur-interférence (Signal to Interference Ratio)
SNR	Rapport signal-sur-bruit (Signal to Noise Ratio)
THz	TeraHertz
UE	Équipement d'utilisateur (User Equipment)
UIT	Union Internationale des Télécommunications
URLLC	Communications ultra fiables et de faible latence (Ultra Reliable and Low Latency Communications)

RÉSUMÉ

En observant l'évolution des réseaux mobiles depuis qu'ils ont vu le jour, une remarque est évidente : la demande en débit croîtra toujours. Pour répondre à cette demande croissante en débit, plusieurs technologies ont vu le jour jusqu'à date parmi lesquelles le déploiement d'antennes multiples ou MIMO, les ondes millimétriques (mmWave), etc. Mais toutes ces technologies sont limitées quant aux performances qu'elles permettent de réaliser du fait que l'optimisation se fait seulement au niveau de l'émission et de la réception ; laissant intact les effets aléatoires et hostiles du canal de propagation.

Récemment, les surfaces intelligentes reconfigurables (RIS) ont vu le jour. Fortes de leur faible coût de réalisation à partir de matériaux à portée de main, les RIS représentent une technologie émergente et très prometteuse, donnant naissance au concept d'environnement radio intelligent. Elles permettent en effet de manipuler les propriétés de l'onde incidente de manière à induire une réponse de canal favorable et ainsi, permettre une amélioration de la couverture, de la capacité, de l'efficacité énergétique, etc. C'est donc dans ce contexte que s'inscrit notre projet, qui vise à concevoir de nouveaux modèles théoriques de communication pour des environnements radio intelligents assistés par les RIS.

Ces modèles permettront de quantifier l'amélioration de performances due à l'utilisation des RIS, comparativement aux technologies traditionnelles telles que les relais, le MIMO, etc. Pour ce faire, plusieurs métriques à l'instar de la capacité, et de la probabilité de panne sont étudiées. En outre, à des fins d'efficacité énergétique, des problèmes d'optimisation sont définis afin de déterminer le modèle optimal d'allocation de ressources dans les systèmes proposés.

Toutefois, les performances des RIS se détériorent considérablement en présence d'erreurs d'estimation de phase ou de corrélation qui persistent surtout dans un environnement aléatoire régi par la mobilité des RIS (ex. RIS sur des objets mobiles ou volants) et des usagers. Pour pallier ce problème, nous utilisons des approximations adéquates et connues des erreurs de phase, et nous considérons des systèmes réalistes et pratiques, avec et sans blocages. Les expressions de performances des systèmes proposés permettent de tirer des conclusions quant à la conception pratique des RIS ou des systèmes aidés par les RIS.

Mots clés : Évaluation de performances, RIS, communications TeraHertz, C-RAN,

probabilité de panne, capacité ergodique, efficacité énergétique.

CHAPITRE I

INTRODUCTION GÉNÉRALE

1.1 Contexte général

En plein déploiement de la cinquième génération (5G), le domaine de la recherche s'active pour investiguer les technologies de communications qui pourront soutenir la prochaine ère des réseaux sans fil; notamment la sixième génération (6G). Parmi ces technologies figurent le déploiement d'antennes massives (massive MIMO) qui consiste à équiper les stations de base (BS) de plusieurs rangées d'une panoplie d'antennes, qui sont utilisées pour desservir de nombreux terminaux simultanément, dans la même ressource temps-fréquence. On peut, entre autres, citer aussi les ondes millimétriques qui sont une technologie visant à utiliser la bande du spectre dont la longueur d'onde est comprise entre 10 millimètres (30 GHz) et 1 millimètre (300 GHz), également connue sous le nom de bande extrêmement haute fréquence (EHF) par l'union internationale des télécommunications (UIT) et permettant d'assurer entre autres un débit élevé; et les communications TeraHertziennes (THz).

Malgré les performances atteignables avec ces différentes technologies, il est à noter qu'il n'a été possible que d'exploiter le caractère aléatoire implicite de l'environnement de propagation pour simplifier l'architecture de l'émetteur-récepteur ou pour augmenter la qualité de service (QoS). En effet, les ondes électromagnétiques

subissent de multiples altérations incontrôlables au cours de leur propagation dans un environnement sans fil. Les pertes en espace libre, l'absorption du signal, ainsi que les réflexions, les réfractions, et les diffractions causées par les objets physiques dans l'environnement affectent fortement les performances des communications sans fil (Liaskos *et al.*, 2018). Ces altérations sont des effets difficiles à quantifier. Elles sont donc traitées comme des facteurs probabilistes ; c'est-à-dire des entités non déterministes auxquelles on associe des chances d'occurrence. En aucun cas, il n'a été possible d'influencer directement le canal de propagation radio considéré jusqu'alors comme une entité exogène.

Récemment, le paradigme des surfaces intelligentes reconfigurables (RIS) donnant naissance au concept innovant d'environnements radio intelligents a été introduit. Les RIS sont des surfaces réalisables à partir de méta-matériaux reconfigurables dont les éléments de diffusion ont des tailles et des inter-distances beaucoup plus petites que la longueur d'onde, dotant ainsi la surface de la capacité de constituer des faisceaux puissants dans n'importe quelle direction (Di Renzo *et al.*, 2020).

C'est une technologie prometteuse d'autant plus qu'elle permettra de changer fondamentalement les réseaux de communications sans fil et du fait que les communications sans fil en soi évoluent rapidement vers un paradigme de fonctionnalités basées sur le logiciel, où chaque partie du système peut s'adapter aux changements de l'environnement.

1.2 Motivations

Malgré les performances réalisables avec les différentes technologies émergentes qui ont permis de mieux satisfaire les exigences en terme de débit, d'efficacité spectrale et d'efficacité énergétique, etc. et dont nous avons cité quelques unes dans la section précédente, il est à noter que les performances de ces technologies

sont limitées par les effets aléatoires du canal. Il va donc sans dire qu'elles sont dans l'incapacité de satisfaire les exigences de plus en plus élevées des réseaux sans fil de futures générations. Les RIS s'avèrent donc une technologie prometteuse et pertinente pour aider ces technologies à récolter la quasi-plénitude de leurs performances en renforçant la puissance du signal, et en permettant d'avoir une main-mise sur le canal et, par conséquent, ses effets.

Étant donné que le canal radio n'est pas immuable dans le temps, il est important de prendre en compte ses variations. Les RIS, parcequ'elles sont orientées logiciel, donnent naissance au concept d'environnement radio intelligent et permettent aux entités participant à la communication de s'adapter aux conditions réelles du canal. De plus, aucun amplificateur de puissance n'est généralement nécessaire. Pour ces raisons, les RIS constituent une architecture logicielle qui permet de réaliser, à coût très réduit, le concept émergent d'environnement radio intelligent. Cela a donc suscité notre intérêt, nous amenant à nous pencher sur le sujet afin de proposer des modèles de systèmes de communication assistés par les RIS et d'évaluer les performances.

1.3 Problématique

D'après la version 15 des spécifications de la 5G par la 3rd Generation Partnership Project (3GPP) (3GPP-Rel15, 2019), l'un des différents types d'exigences de la 5G, et par contre-coup, des réseaux de futures générations, ce sont les communications critiques (CC) et les communications ultra-fiables à faible latence (en anglais, ultra reliable and low latency communications ou URLLC). En effet, plusieurs scénarios, motivés par des services tels que l'automatisation industrielle et les communications véhicule-à-véhicule exigent la prise en charge d'une latence très faible et d'une disponibilité très élevée des services de communication. Pour

ce faire, de nouvelles plages de fréquences sont à explorer à l'instar des bandes THz, et les mmWave. Nonobstant, les communications THz souffrent de pertes de pénétration et d'absorption très élevées. En effet, la perte par absorption moléculaire est due au fait que les molécules polaires dans le milieu de propagation absorbent l'énergie des ondes THz pour leurs énergies de transition rotationnelle ; ce qui atténue considérablement la propagation des ondes THz. Principalement déclenchés par la vapeur d'eau et les molécules d'oxygène aux fréquences THz, les pics d'absorption créent des fenêtres spectrales et rendent la largeur de bande 1-10 THz fortement opaque. Ceci, limite clairement les performances atteignables par les communications aux bandes THz (Boulogeorgos *et al.*, 2019).

Les RIS, peuvent donc aider à booster les performances des communications aux bandes THz grâce à leur capacité à renforcer la puissance du signal, à former et rediriger le signal dans la direction désirée et à surmonter l'effet des blocages. Proposer des modèles fiables, jumelant les RIS à d'autres technologies émergentes telles que les communications THz, et en évaluer les performances restent des défis de recherche pertinents.

Si la fiabilité de transmission et la faible latence sont des exigences clé des réseaux de futures générations, elles ne sont cependant pas les seules. En effet, la réduction de la consommation de puissance et l'amélioration de l'efficacité énergétique ont été, et demeurent, un objectif clé dans la spécification des standards de radio mobiles, et des réseaux de futures générations. Même si l'architecture des réseaux sans fil évolue rapidement vers le concept de réseaux intelligents, néanmoins, la structure macroscopique des réseaux demeure la même ; c'est-à-dire les utilisateurs sont principalement desservis par une station de base (BS), où la grande partie du traitement du signal est effectué. Dans cette configuration, l'augmentation du nombre de stations de base, pour améliorer la couverture ou la capacité, accroît inévitablement la consommation globale d'énergie du réseau, et réduit générale-

ment son efficacité énergétique (EE). Il est bien connu que l'architecture du réseau est un choix critique qui a un impact sur l'efficacité énergétique et la capacité des systèmes de communication sans fil (López-Pérez *et al.*, 2015). Étant donné que le déploiement actuel des macrocellules s'approche de ses limites théoriques (Yu *et al.*, 2016), continuer sur cette lancée ne semble pas être une option durable avec des objectifs de performance de plus en plus contraignants (Shakir *et al.*, 2014). À cet effet, les réseaux d'accès radio centralisés ou basés sur l'infonuagique (en anglais, cloud radio access network ou C-RAN) ont vu le jour et ont permis de réduire la consommation d'énergie dans les réseaux modernes en transférant les opérations des BSs vers une unité de traitement central (en anglais, central processing unit ou CPU).

Étant donné que les RIS sont faites d'éléments à portée de main et sont passives dans le sens qu'elles ne requièrent pas des sources de puissance dédiées, elles pourront aider les C-RAN et permettre d'améliorer les performances. Dans ce contexte, ce mémoire vise à proposer des modèles de transmission conjointe dans les systèmes C-RAN aidés par les RIS et d'en évaluer les performances tout en étudiant les techniques optimales d'allocation des ressources critiques à l'instar de la puissance d'émission des BSs.

1.4 Contributions

Ce mémoire propose et étudie les performances des systèmes de communication assistés par les RIS. En particulier,

- dans le chapitre 2,
 - nous proposons un modèle de communication adaptative directe et multi-RIS opérant à des fréquences térahertziennes, où la liaison multi-RIS agit comme une liaison de secours pour améliorer la fiabilité de la

liaison directe. Pour une utilisation optimale et efficace des ressources, le lien multi-RIS est activé uniquement lorsque le rapport signal-sur-bruit (en anglais, signal to noise ratio ou SNR) du lien direct est inférieur à un seuil donné.

- Nous proposons deux configurations pour le système multi-RIS. En tenant compte de l'effet des erreurs de pointage, nous effectuons une analyse de performances en nous concentrant sur la métrique de la probabilité de panne que nous avons dérivée en utilisant la fonction multivariée H de Fox (A. M. Mathai et Haubold, 2009). Des expressions exactes et asymptotiques, ainsi que des discussions et conclusions sont fournies.
- Dans le chapitre 3,
 - nous proposons un système C-RAN aidé par les RIS en présence de blocages, où un utilisateur est conjointement servi par plusieurs BSs ;
 - nous étudions la performance du système proposé en considérant particulièrement la probabilité de panne et la capacité ergodique réalisables ;
 - et
 - nous formulons deux problèmes d'optimisation. Le premier a pour but de maximiser l'efficacité énergétique en déterminant l'allocation optimale des puissances d'émission. Le deuxième problème quant à lui, a pour but de minimiser la consommation de puissance dans le système.
- Toutes les expressions obtenues sont validées à l'aide de simulations de Monte Carlo.
- Des conclusions à propos de la réalisation pratique des RIS et systèmes de communications aidés par les RIS sont tirées, en se basant sur les études de performance effectuées.

1.5 Plan du mémoire

Ce mémoire est organisé comme suit :

Dans le chapitre 2, nous proposons et étudions un système THz ultra fiable pour des transmissions directes et multi-RIS coordonnées et adaptatives. Partant de l'introduction où nous présentons l'état de l'art et nos contributions, nous présentons ensuite le modèle du système et celui du canal. Ensuite, nous montrons l'analyse de performances pour les deux régimes considérés : le RIS coopératif et le RIS opportuniste puis nous présentons des résultats de simulation.

Dans le chapitre 3, nous proposons et faisons l'évaluation de performance d'un système de transmission conjointe aidé par les RIS dans un C-RAN avec présence de blocages. En première partie, nous situons le sujet dans son contexte, faisons l'état de l'art et résumons nos contributions dans l'introduction. Cela est suivi de la présentation du modèle de système dans la deuxième section. Dans les sections III et IV, nous évaluons les performances du système proposé en considérant la probabilité de panne et la capacité ergodique, respectivement. Suite à cela, nous faisons de l'optimisation dans la section V puis présentons des résultats numériques dans la section VI, ce qui est suivi d'une conclusion.

Enfin, dans le chapitre 4, nous faisons une conclusion générale du mémoire en prenant soin d'énumérer les conclusions tirées des différentes études effectuées.

CHAPITRE II

TRANSMISSIONS DIRECTES ET MULTI-RIS COORDONNÉES ET ADAPTATIVES POUR LES SYSTÈMES TERAHERTZIENS ULTRA-FIABLES

2.1 Introduction

Pour satisfaire la demande croissante de débit sans fil, l'exploitation de nouvelles ressources spectrales dans les réseaux des prochaines générations devient un besoin urgent. Récemment, les communications THz sont apparues comme une technologie clé capable d'assurer une transmission de données à une vitesse sans précédent et physiquement sécurisées, au prix d'une portée de transmission très réduite (Elayan *et al.*, 2020), (Wan *et al.*, 2021). Ceci est principalement dû au fait que le canal radio THz souffre d'une perte de propagation élevée tandis que l'utilisation d'une antenne à haute directivité provoque des erreurs de pointage et des pertes dues aux connexions (Humadi *et al.*, 2021), (Liaskos *et al.*, 2018). Conséquemment, l'utilisation brute et efficace des bandes THz dans les scénarios d'accès sans fil est très difficile.

D'autre part, les RIS sont une technologie peu coûteuse et peu complexe (Basar *et al.*, 2019) qui, en ajustant intelligemment les propriétés de diffusion de ses éléments réfléchissants, est capable de former des faisceaux de même puissance dans toutes les directions. Ainsi, pour composer des systèmes de communication très

efficaces, la combinaison des communications THz et des RIS a suscité beaucoup d'intérêt récemment (Liaskos *et al.*, 2018), (ElMossallamy *et al.*, 2020).

2.1.1 Travaux connexes

À date, plusieurs travaux ont étudié les performances des systèmes de communication assistés par les RIS en termes de taux d'erreur binaire (Trigui *et al.*, 2021), de probabilité de panne et de déphasage des éléments réfléchissants afin de quantifier les avantages des transmissions assistées par les RIS (Trigui *et al.*, 2021) et (Ye *et al.*, 2020). Cependant, peu d'entre eux ont examiné les performances d'une configuration mixte où les RIS sont utilisées avec d'autres technologies émergentes comme les communications THz (Huang *et al.*, 2021a)–(Hao *et al.*, 2021). Par exemple, (Huang *et al.*, 2021a) a proposé une technique de formation de faisceau hybride pour les réseaux de communication multi-sauts assistés par les RIS afin d'améliorer la portée de la couverture aux fréquences de la bande THz. Dans (Lu et Dai, 2020), les auteurs ont proposé une architecture de précodage hybride basée sur les RIS et ont étudié le problème de la maximisation du débit total des systèmes THz. En outre, l'utilisation des RIS fonctionnant dans la bande THz avec les communications MIMO a été étudiée dans (Wan *et al.*, 2021) –(Hao *et al.*, 2021).

2.1.2 Contributions

Afin d'améliorer la fiabilité de la liaison THz, nous considérons dans ce chapitre une communication adaptative directe et multi-RIS, où la liaison multi-RIS agira comme une liaison de secours pour améliorer la fiabilité de la liaison directe. Lorsque la liaison directe respecte l'exigence de fiabilité, les RIS peuvent être exploitées à d'autres fins (assistance à d'autres paires d'utilisateurs, par exemple),

ce qui permet une utilisation optimale et plus efficace des ressources disponibles. Lorsque la qualité de la liaison directe se détériore, le système multi-RIS peut être utilisé selon deux régimes, à savoir le RIS Coopératif (CR) et le RIS Opportuniste (OR). Plus précisément, dans le premier, tous les RIS participent à la transmission, tandis que dans le second, un seul RIS programmé est utilisé. L'avantage du régime OR est qu'il fournit un protocole de transmission à faible complexité et à faible consommation d'énergie du côté du récepteur. Par conséquent, le récepteur traite un nombre nettement inférieur de signaux réfléchis par rapport dans ce régime, comparativement au régime coopératif, où tous les RIS participent à la transmission. Il est à noter que le système adaptatif coordonné direct et multi-RIS n'a pas été considéré dans les travaux précédents.

Plus précisément, nous analysons la performance des régimes CR et OR en considérant la métrique de la probabilité de panne. En particulier, nous considérons un modèle de système pratique où les liaisons RIS souffrent d'évanouissement à petite échelle. Nous supposons que les paramètres associés à ces liaisons sont indépendants et non identiquement distribués (i.n.i.d.), puisque dans les systèmes distribués multi-RIS, les RIS sont installées à des distances supérieures à la longueur d'onde.

Aussi, l'effet des erreurs de pointage est pris en compte dans notre analyse. En effet, contrairement aux transmissions RF à basse et haute fréquence par exemple, les liaisons THz souffrent d'erreurs de pointage aléatoires dues au désalignement entre le faisceau d'antenne de l'émetteur et celui du récepteur (Chapala et Zafaruddin, 2021). Prendre ces effets en compte dans l'analyse est donc une nécessité.

Enfin, des expressions asymptotiques de la probabilité de panne sont dérivées afin d'obtenir des informations utiles et pertinentes sur les performances du système telles que le gain de diversité.

2.2 Modèles du système et du canal

2.2.1 Modèle du système

Nous considérons un réseau de communication sans fil THz assisté par plusieurs RIS, composé d'une source, S, qui communique avec une destination, D, par une liaison directe avec l'assistance possible de M RIS distribuées et équipées de N éléments réfléchissants passifs chacune. Pour compenser les pertes élevées de pénétration et d'absorption dans les bandes THz, S et D sont équipées de réseaux d'antennes à formation de faisceaux hautement directionnels. On suppose que S et D sont capables d'ajuster l'orientation de leurs antennes pour obtenir le gain de directivité maximal dans la direction souhaitée. Nous considérons une transmission adaptative coordonnée directe et multi-RIS, où la liaison directe est utilisée comme liaison principale via laquelle les données sont transmises en continu, tandis que la liaison multi-RIS est utilisée uniquement comme liaison de secours pour pallier la détérioration de la liaison directe. La liaison multi-RIS, lorsqu'elle est activée, fonctionne selon deux modes de transmission : le mode CR, dans lequel toutes les RIS sont disponibles et participent à la transmission, ou le mode OR, dans lequel une seule RIS désignée est utilisée. Dans le système direct et multi-RIS à coordination adaptative, la liaison directe est toujours active et la liaison multi-RIS est en mode veille à condition que le rapport signal sur bruit (SNR) instantané de la liaison directe soit supérieur à un seuil de fiabilité prédéfini γ_T . Dans ce cas, le SNR reçu au niveau du récepteur cible qui se positionne à une distance d de la source peut être exprimé comme suit

$$\gamma_d = \rho \mathcal{I}_d h_p |h_d|^2 \text{ et } \rho = \frac{P_t G_T}{\sigma^2}, \quad (2.1)$$

où P_t est la puissance d'émission et $G_T = G_S G_D$ est le gain total des réseaux d'antennes de la liaison S – D. G_S et G_D quant à eux désignent respectivement les gains d'antenne de l'émetteur et du récepteur. En outre, σ^2 est la variance du bruit

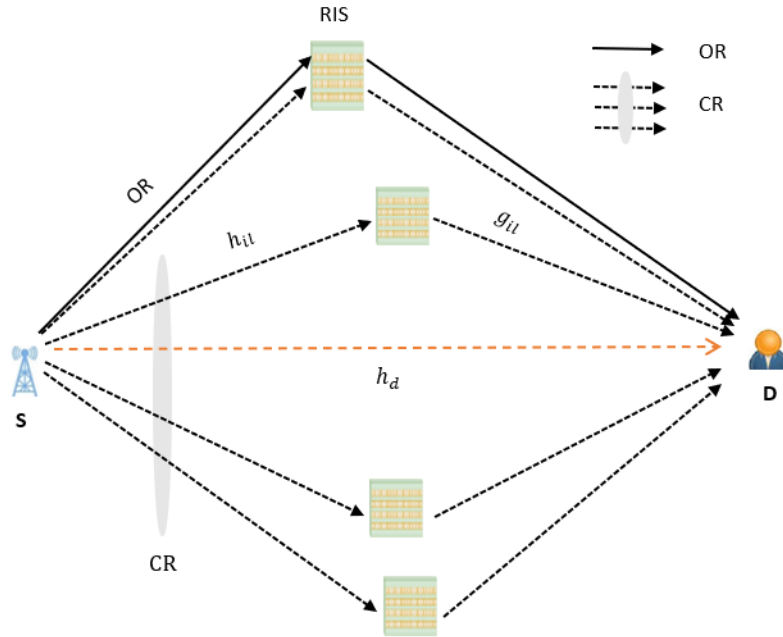


FIGURE 2.1 Modèle du système adaptatif multi-RIS coordonnées

blanc additif gaussien (AWGN) sur la liaison THz et $\mathcal{I}_d = \exp(-k_m(f)d)/(4\pi df)^2$ caractérise les pertes de parcours et de pénétration dues à la propagation THz (Boulogeorgos *et al.*, 2019), dans lequel $k_m(f)$ est le coefficient d'absorption du canal et f est la fréquence de fonctionnement du réseau en THz. De plus, dans (2.1), h_p et h_d désignent respectivement l'effet du désalignement de l'erreur de pointage (Boulogeorgos *et al.*, 2019) et le coefficient d'évanouissement à petite échelle.

Lorsque la qualité de la liaison directe devient inacceptable du fait que le SNR instantané tombe en deçà de la valeur du SNR seuil, c'est-à-dire $\gamma_d < \gamma_T$, alors le récepteur envoie un signal de retour d'un bit pour activer la liaison multi-RIS qui utilise soit le mode CR ou le mode OR. Après cela, le même signal sera transmis sur les liaisons directes et multi-RIS et la combinaison cohérente est appliquée au récepteur (Wu et Zhang, 2020b), (Yang *et al.*, 2020). Dans ce cas, le rapport

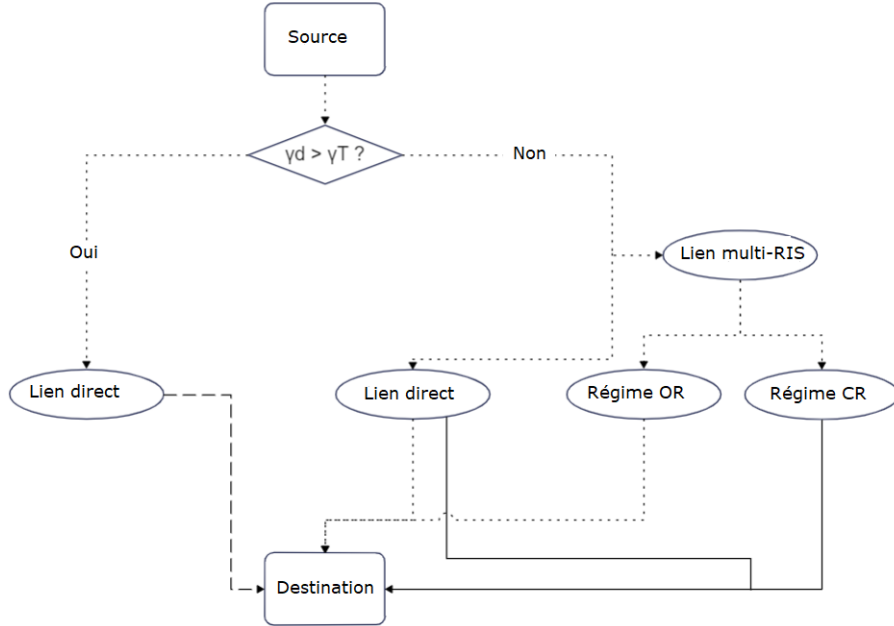


FIGURE 2.2 Diagramme du système adaptatif multi-RIS coordonnées

signal sur bruit reçu γ_e^b , pour $b \in \{CR, OR\}$, s'écrit

$$\gamma_e^b = \rho \times \begin{cases} \left| \sum_{l=1}^M h_l^p \sqrt{\mathcal{I}_l} \sum_{i=1}^N |h_{il} g_{il}| e^{j\delta_{il}} + \sqrt{\mathcal{I}_d} h_p^2 |h_d| \right|^2, & CR; \\ \max_{1 \leq l \leq M} \left\{ \left| \sqrt{\mathcal{I}_l} h_l^p \sum_{i=1}^N |h_{il} g_{il}| e^{j\delta_{il}} + \sqrt{\mathcal{I}_d} h_p^2 |h_d| \right|^2 \right\}, & OR; \end{cases} \quad (2.2)$$

où h_{il} et g_{il} , $i = 1, 2, \dots, N$, $l = 1, \dots, M$ désignent respectivement l'évanouissement à petite échelle de S vers le i -ième élément réfléchissant du l -ième RIS, et de cet élément réfléchissant vers D. En outre, h_l^p représente l'évanouissement dû au désalignement qui entraîne des erreurs de pointage. En raison des canaux RIS en cascade, l'affaiblissement sur le trajet et l'affaiblissement de pénétration sur la l -ième liaison du RIS est (Huang *et al.*, 2021a), (Wan *et al.*, 2021)

$$\mathcal{I}_l = \frac{\exp(-k_m(f)(d_{l1} + d_{l2}))}{(16\pi^2 d_{l1} d_{l2} f^2)^2} \quad (2.3)$$

où d_{l1} et d_{l2} désignent respectivement les distances de la source et de la destination au l -ième RIS. De plus, dans (2.2), $\delta_{il} = \phi_{il} - \angle h_d + \angle h_{il} + \angle g_{il}$ est l'erreur de phase

du i -ième élément réfléchissant du l -ième RIS, avec ϕ_{il} désignant le déphasage du i -ième élément réfléchissant au l -ième RIS.

Par conséquent, sur la base de la définition du système coordonné adaptatif, le SNR à la réception est défini comme suit

$$\gamma = \begin{cases} \gamma_d & \text{si } \gamma_d > \gamma_T; \\ \gamma_e^b & \text{si } \gamma_d \leq \gamma_T. \end{cases} \quad (2.4)$$

En outre, afin de surmonter l'effet destructeur de l'évanouissement par trajets multiples, la configuration idéale du déphasage est estimée au niveau de chaque élément réfléchissant de chaque RIS, c'est-à-dire $\phi_{il}^* = \angle h_d - \angle h_{il} - \angle g_{il}$. Cela donne $\delta_{il} = 0$ dans (2.2) et donc un signal reçu synthétisé à D ayant la plus grande amplitude (Trigui *et al.*, 2021).

2.2.2 Modèle du canal

Pour caractériser l'évanouissement induit à petite échelle de la bande THz, nous supposons qu'il suit la distribution de Nakagami- m (Boulogeorgos *et al.*, 2019). Par conséquent, la fonction de densité de probabilité (PDF) de $Z \in \{|h_d|, |h_{il}|, |g_{il}|\}$ $i = 1, \dots, N$, $l = 1, \dots, M$, est

$$f_Z(z) = \frac{2m_z^{m_z}}{\Gamma(m_z)} z^{2m_z-1} \exp(-m_z z^2), z \geq 0 \quad (2.5)$$

où $m_z \in \{m_d, m_{hl}, m_{gl}\}$ pour $Z \in \{|h_d|, |h_{il}|, |g_{il}|\}$, et $l = 1, \dots, M$.

D'après (Boulogeorgos *et al.*, 2019), la PDF de l'évanouissement par désalignement sur la liaison directe et les liaisons des RIS, $Y \in \{h_p, h_l^p\}$, $l = 1, \dots, M$, est donnée par

$$f_Y(x) = \frac{T^2}{X_0^{T^2}} x^{T^2-1}, \quad 0 \leq x \leq X_0; \quad (2.6)$$

où $T \in \{\delta, \zeta_l\}$ et $X \in \{B, A\}$ pour $Y \in \{h_p, h_l^p\}$. Dans le cas d'erreurs de pointage nulles, $T \rightarrow \infty$ (Boulogeorgos *et al.*, 2019).

En effectuant la transformation de variable aléatoire avec (2.5) et (2.6), la distribution de la quantité $\mathcal{H} = \sqrt{\mathcal{I}_d} h_p |h_d|$ est obtenue comme suit (voir la preuve dans l'appendice A.1)

$$f_{\mathcal{H}}(z) = \frac{\delta^2}{B_0^{\delta^2}} \frac{m_d^{\frac{\delta^2}{2}} z^{\delta^2}}{\Gamma(m_d)} G_{1,2}^{2,0} \left[\frac{m_d z^2}{\mathcal{I}_d B_0^2} \left| \begin{matrix} 1 \\ 0, \frac{2m_d - \delta^2}{2} \end{matrix} \right. \right], \quad (2.7)$$

où $G_{p,q}^{m,n}(\cdot)$ est la fonction G de Meijer (Gradshteyn et Ryzhik, 1994, Eq.(9.301)). En utilisant (2.7) et la transformation de variable aléatoire (voir l'appendice A.2), la fonction de répartition (CDF) de $\gamma_d = \rho \mathcal{H}^2$ est obtenue comme suit

$$F_{\gamma_d}(x) = \frac{\delta^2}{2\Gamma(m_d)} G_{2,3}^{2,1} \left[\frac{m_d x}{\rho_d B_0^2} \left| \begin{matrix} 1, 1 + \frac{\delta^2}{2} \\ \frac{\delta^2}{2}, m_d, 0 \end{matrix} \right. \right], \quad (2.8)$$

où $\rho_d = \rho \mathcal{I}_d$.

L'évanouissement à petite échelle des liaisons multi-RIS est modélisé à l'aide de la distribution i.n.i.d. de Nakagami-m selon (2.5). Cependant, nous supposons que tous les RIS sont soumis à un facteur d'erreur de pointage identique (paramètre représentant les erreurs de pointage), ce qui donne $h_l^p = \tilde{h}_p$, $l = 1, \dots, M$. Cette manipulation est très utile pour les dérivations des limites supérieures et inférieures des performances du système en plaçant toutes les RIS au meilleur et au pire emplacement (c'est-à-dire un groupe de RIS de surfaces colocalisées) en termes de puissance reçue. Ainsi, à partir de (2.2), le SNR reçu dans le régime CR peut être écrit comme suit

$$\gamma_e^{CR} = \rho \left(\tilde{h}_p \mathcal{Z} + \mathcal{H} \right)^2, \quad (2.9)$$

où $\mathcal{Z} = \sum_{l=1}^M \sqrt{\mathcal{I}_l} V_l$, avec $V_l = \sum_{i=1}^N |h_{il} g_{il}|$.

Lemme 1. *La distribution de Z peut être approximée, en utilisant la méthode dite "Moments Matching Method" [Méthode de correspondance des moments, notre trad.], comme suit*

$$\mathcal{Z} \sim \Gamma(N\mu\Xi, \Xi), \quad (2.10)$$

avec

$$F_{\mathcal{Z}}(x) = \frac{\gamma(N\mu\Xi, \Xi x)}{\Gamma(N\mu\Xi)}, \quad (2.11)$$

où $\mu = \sum_{l=1}^M \sqrt{\mathcal{I}_l} v_l$ avec $v_l = \frac{\Gamma(m_{hl} + \frac{1}{2})\Gamma(m_{gl} + \frac{1}{2})}{\Gamma(m_{hl})\Gamma(m_{gl})(m_{hl}m_{gl})^{\frac{1}{2}}}$ et $\Xi = \frac{\mu}{\Delta - N\mu^2}$, avec $\Delta = \sum_{l=1}^M \mathcal{I}_l + (N-1)\mathcal{I}_l v_l^2 + 2N \sum_{l=1}^M \sum_{l'=l+1}^M \sqrt{\mathcal{I}_l \mathcal{I}_{l'}} v_l v_{l'}$, et $\gamma(\cdot)$ désigne la fonction Gamma incomplète inférieure (Gradshteyn et Ryzhik, 1994).

Preuve. La PDF exacte de $|h_{il}|$ et de $|g_{il}|$ dans (2.6) permet de dériver le k -ième moment de \mathcal{Z} , mais rend difficile la dérivation d'expressions de forme close pour la CDF et la PDF de \mathcal{Z} . Pour contourner ce problème, nous considérons par approximation que \mathcal{Z} suit une distribution Gamma. Notons que pour un l donné, les variables aléatoires $|h_{il}g_{il}|$ sont i.i.d. par rapport à $i = 1, \dots, N$. Ainsi, \mathcal{Z} peut être approximé comme une variable aléatoire suivant la loi Gamma avec des paramètres de forme et d'échelle $\kappa_{\mathcal{Z}} = \frac{\mathbb{E}(\mathcal{Z})^2}{\mathbb{E}(\mathcal{Z}^2) - \mathbb{E}(\mathcal{Z})^2} = N\mu\Xi$ et $\beta_{\mathcal{Z}} = \frac{\kappa_{\mathcal{Z}}}{\mathbb{E}(\mathcal{Z})} = \Xi$, respectivement. \square

D'après le lemme 1, et en utilisant (2.6), la PDF de $\Lambda = \tilde{h}_p \mathcal{Z}$ peut être formulée comme suit

$$f_{\Lambda}(z) = \frac{\zeta^2}{z\Gamma(N\mu\Xi)} G_{1,2}^{2,0} \left[\frac{\Xi}{A_0} z \left| \begin{array}{c} \zeta^2 + 1 \\ \zeta^2, N\mu\Xi \end{array} \right. \right]. \quad (2.12)$$

Pour les transmissions multi-RIS et directes coordonnées sous le régime OR, le SNR reçu est obtenu sous la forme (2.2) suivante

$$\gamma_e^{OR} = \rho \max_{1 \leq l \leq M} \left\{ \left(\tilde{h}_p \sqrt{\mathcal{I}_l} V_l + \mathcal{H} \right)^2 \right\}. \quad (2.13)$$

En notant que \mathcal{H} et $V_l = \sum_{i=1}^N |h_{il}g_{il}|$ dans (2.13) sont des variables aléatoires indépendantes et que $\tilde{h}_p, \mathcal{H}, V_l \geq 0$, il s'ensuit que

$$\gamma_e^{OR} = \rho \left(\mathcal{H} + \tilde{h}_p \mathcal{T} \right)^2. \quad (2.14)$$

où $\mathcal{T} = \max_{1 \leq l \leq L} \sqrt{\mathcal{L}_l} V_l$. En outre, étant donné que les $V_l = \sum_{i=1}^N |h_{il} g_{il}|$ sont des variables aléatoires i.n.i.d. et peuvent être approximées à l'aide de la distribution Gamma paramétrique, c'est-à-dire, $V_l \simeq G(Nv_l \Xi'_l, \Xi'_l)$ où v_l est donné après (2.11) et $\Xi'_l = \frac{v_l}{1-v_l^2}$; alors, la CDF de \mathcal{T} peut être exprimée comme suit

$$F_{\mathcal{T}}(x) \approx \prod_{l=1}^M \frac{\gamma\left(Nv_l \Xi'_l, \frac{\Xi'_l}{\sqrt{\mathcal{L}_l}} x\right)}{\Gamma(Nv_l \Xi'_l)}. \quad (2.15)$$

Lemme 2. Soit $\Psi = \tilde{h}_p \mathcal{T}$. Il s'ensuit donc que la CDF de Ψ peut être exprimée comme suit

$$F_{\Psi}(z) = \frac{\zeta^2}{\prod_{l=1}^M \Gamma(Nv_l \Xi'_l)} \mathbb{H}_{1,1:2,0;\dots;2,0}^{0,1:1,1;\dots;1,1} \left[\begin{array}{c} \frac{A_0 \sqrt{\mathcal{L}_1}}{\Xi'_1} \frac{z}{z} \\ \vdots \\ \frac{A_0 \sqrt{\mathcal{L}_M}}{\Xi'_M} \frac{z}{z} \end{array} \middle| \begin{array}{l} (-\zeta^2; 1, \dots, 1) : \\ (1 - \zeta^2; 1, \dots, 1) : \end{array} \right. \\ \left. \begin{array}{l} (1 - Nv_1 \Xi'_1, 1), (1, 1); \dots; (1 - v_M \Xi'_M, 1), (1, 1) \\ (0, 1); \dots; (0, 1) \end{array} \right]. \quad (2.16)$$

où $\mathbb{H}[\cdot, \dots, \cdot]$ dénote la fonction multivariée de Fox (A. M. Mathai et Haubold, 2009, Definition A-1).

Preuve. Voir appendice A.3 □

2.3 Analyse des performances

Le système considéré est déclaré en panne lorsque γ tombe en deçà d'un SNR de seuil prédéfini γ_{th} . Précisons que γ_{th} se différencie de γ_T par le fait que le dernier est fixé en fonction de l'application que le système va servir et est en rapport avec le SNR transmis; tandis que le premier est en rapport avec le SNR à la réception. Ensuite, après une combinaison adaptative, la probabilité de panne du système THz assisté par les multi-RIS sous les deux régime CR et OR peut être calculée

comme suit $P_{outPb}^{(b)} = F_{\gamma}^{(b)}(\gamma_{th})$ pour $b = \{CR, OR\}$, où

$$F_{\gamma}^{(b)}(x) = P(\gamma_d \geq \gamma_T, \gamma_d \leq x) + P(\gamma_d \leq \gamma_T, \gamma_e^b \leq x). \quad (2.17)$$

En développant (2.17), on obtient

$$F_{\gamma}^{(b)}(x) = \begin{cases} F_1^{(b)}(x) & x \leq \gamma_T, \\ F_{\gamma_d}(x) - F_{\gamma_d}(\gamma_T) + F_2^{(b)}(x) & x \geq \gamma_T; \end{cases} \quad (2.18)$$

pour $b = \{CR, OR\}$, où $F_1^{(b)}(x)$ et $F_2^{(b)}(x)$ sont analysés ci-après.

2.3.1 Analyse de la probabilité de panne sous le régime CR

L'analyse des pannes du système multi-RIS basé sur une coordination adaptative sous le régime CR est réalisée en utilisant (2.18) et en calculant

$$F_1^{(CR)}(x) = \int_0^{\sqrt{\frac{x}{\rho}}} f_{\mathcal{H}+\Lambda}(y) dy, \quad (2.19)$$

et

$$F_2^{(CR)}(x) = \int_0^{\sqrt{\frac{\gamma_T}{\rho}}} f_{\mathcal{H}}(y) F_{\Lambda} \left(\sqrt{\frac{x}{\rho}} - y \right) dy. \quad (2.20)$$

Notons que $f_{\mathcal{H}+\Lambda}(y)$ peut être calculé en utilisant le fait que les liens directs et multi-RIS sont statistiquement indépendants les uns des autres, et que \mathcal{H} et Λ sont deux variables aléatoires H de Fox. Par conséquent, l'application de (Abo Rahama *et al.*, 2018, Eq.(10)) donne $F_1^{(CR)}(x)$ après avoir effectué les substitutions nécessaires. Pour calculer $F_2^{(CR)}(x)$, nous utilisons les étapes de l'appendice A.4.

Par conséquent, en substituant (2.19) et (2.20) dans (2.18), on obtient $F_{\gamma}^{(CR)}(x)$, à partir duquel on peut déterminer la probabilité de panne du système multi-RIS coordonné adaptatif sous le régime CR comme $P_{outPb}^{(CR)} = F_{\gamma}^{(CR)}(\gamma_{th})$, ce qui est

illustré comme suit

$$P_{outPb}^{(CR)} = \begin{cases} \left[\begin{array}{l} \frac{\delta^2 \zeta^2}{\Gamma(m_d) \Gamma(N\mu \Xi)} \\ \mathbb{H}_{0,1:2,2;2,2}^{0,0:2,1;2,1} \left[\begin{array}{l} \frac{m_d \gamma_{th}}{B_0^2 \rho_d} \\ \frac{\Xi}{A_0} \sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\rho}} \end{array} \middle| \begin{array}{l} - : (-1, 2), (1, 1); (1, 1), (\zeta^2 + 1, 1) \\ (-2; 2, 1) : (m_d, 1), (\frac{\delta^2}{2}, 1); (\zeta^2, 1), (N\mu \Xi, 1) \end{array} \end{array} \right], & \gamma_{th} \leq \gamma_T; \end{cases} \quad (2.21)$$

$$\begin{cases} F_{\gamma_d}(\gamma_{th}) - F_{\gamma_d}(\gamma_T) + \frac{\delta^2 \zeta^2}{\Gamma(m_d) \Gamma(N\mu \Xi)} \mathbb{H}_{2,1:1,2;3,3;1,0}^{0,2:2,0;2,1;0,1} \left[\begin{array}{l} \frac{m_d \gamma_T}{B_0^2 \rho_d} \\ \frac{\Xi}{A_0} \sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\rho}} \\ - \sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\gamma_T}} \end{array} \middle| \begin{array}{l} (1; 0, -1, -1), (-1; 2, 0, -1) : (1, 1); (1, 1), (\zeta^2 + 1, 1), (0, 1); (0, 1) \\ (-2; 2, 0, -1) : (\frac{\delta^2}{2}, 1), (m_d, 1); (\zeta^2, 1), (N\mu \Xi, 1), (0, 1); - \end{array} \end{array} \right], & \gamma_{th} \geq \gamma_T. \end{cases}$$

Lorsque $\rho \rightarrow \infty$, $P_{outPb}^{(CR)} \rightarrow P_{outPb}^{CR,\infty}$, et les expressions asymptotiques de la probabilité de panne pour les cas où $\gamma_{th} \geq \gamma_T$ et $\gamma_{th} \leq \gamma_T$ sont obtenues en utilisant l'intégrale multiple de type Mellin-Barnes dans (2.21) puis en calculant le résidu des intégrandes en appliquant (Kilbas, 2004, les équations (1.8.4), (1.8.7)). $P_{outPb}^{CR,\infty}$ est représenté dans (2.22), où Θ_i , Δ_i , $i = 1, 2$ sont donnés dans l'appendice A.5.

$$P_{outPb}^{CR,\infty} = \begin{cases} \frac{\zeta^2 \delta^2}{\Gamma(N\mu \Xi) \Gamma(m_d)} \left(\frac{m_d \gamma_{th}}{B_0^2 \rho_d} \right)^{u_1} \left(\frac{\Xi^2 \gamma_{th}}{A_0^2 \rho} \right)^{u_2} \frac{\Theta_1(u_1) \Theta_2(u_2)}{\Gamma(1+u_1+u_2)}, & \gamma_{th} \leq \gamma_T, \\ \mathcal{C}(u_1) \left(\left(\frac{m_d \gamma_{th}}{\rho_d B_0^2} \right)^{u_1} - \left(\frac{m_d \gamma_T}{\rho_d B_0^2} \right)^{u_1} \right) + \\ \frac{\Delta_1(u_1) \Delta_2(u_2) \zeta^2 \delta^2}{\Gamma(N\mu \Xi) \Gamma(m_d)} \left(\frac{m_d \gamma_{th}}{B_0^2 \rho_d} \right)^{u_1} \left(\frac{\Xi^2 \gamma_{th}}{A_0^2 \rho} \right)^{u_2} G_{2,2}^{2,1} \left[\begin{array}{l} 1, 2 + u_1 \\ -\frac{\gamma_{th}}{\gamma_T} \\ 1 + u_1, -u_2 \end{array} \middle| \right], & \gamma_{th} \geq \gamma_T, \end{cases}$$

$$\text{où } u_1 = \min \left\{ \frac{\delta^2}{2}, m_d \right\}, \quad u_2 = \min \left\{ \frac{\zeta^2}{2}, \frac{N\mu \Xi}{2} \right\}. \quad (2.22)$$

Il est intéressant de noter que l'expression approximative dérivée de la probabilité de panne dans (2.22), a une forme beaucoup plus simple que l'expression exacte,

puisque'elle n'implique pas la fonction multivariable H de Fox, ce qui simplifie aussi considérablement le calcul numérique. En outre, d'après la structure asymptotique de la probabilité de panne dans (2.22), l'ordre de diversité du système adaptatif-coordonné direct et multi-RIS sous le régime CR est obtenu comme suit

$$d = \begin{cases} \min\{\frac{\delta^2}{2}, m_d\} + \min\{\frac{\xi^2}{2}, \frac{N\mu\Xi}{2}\}, & \gamma_{th} \leq \gamma_T, \\ \min\{\frac{\delta^2}{2}, m_d\}, & \gamma_{th} > \gamma_T. \end{cases} \quad (2.23)$$

Notons que l'ordre de diversité se définit comme la pente de la courbe du taux d'erreur binaire (BER) en fonction du SNR. Cela étant, on peut déduire que l'ordre de diversité croît lorsque le taux d'erreur binaire décroît. C'est une métrique de performance importante, du fait qu'elle donne une idée de la fiabilité du système. Elle se calcule comme suit

$$d = - \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{\ln(\mathcal{P}_e(\rho))}{\ln(\rho)}$$

où ρ dénote le SNR, et $\mathcal{P}_e(\rho)$ est la probabilité d'erreur définie comme une fonction du SNR.

2.3.2 Analyse de la probabilité de panne sous le régime OR

L'analyse de la probabilité de panne sous le régime OR s'effectue en utilisant (2.7) et (2.16) comme suit

$$F_c^{(OR)}(x) = \int_0^q f_{\mathcal{H}}(y) F_{\Psi} \left(\sqrt{\frac{x}{\rho}} - y \right) dy, \quad (2.24)$$

où pour $c \in \{1, 2\}$, nous avons $q = \left\{ \sqrt{\frac{x}{\rho}}, \sqrt{\frac{\gamma_T}{\rho}} \right\}$. En insérant (2.8) dans (2.24), on obtient une intégrale qui peut être exprimée comme une fonction multivariable H de Fox (A. M. Mathai et Haubold, 2009). Cependant, pour simplifier l'analyse de la probabilité de panne, nous utilisons l'approximation dite K -escaliers pour évaluer (2.24) comme suit

$$F_c^{(OR)}(x) \stackrel{K \rightarrow \infty}{\approx} \sum_{k=0}^K F_{\Psi} \left(\sqrt{\frac{x}{\rho}} - \frac{k-1}{K} q \right) \int_{\frac{k-1}{K}q}^{\frac{k}{K}q} f_{\mathcal{H}}(y) dy. \quad (2.25)$$

Par conséquent, une expression approximative de forme close pour $F_c^{(OR)}(x)$, $c \in \{1, 2\}$, est obtenue comme suit

$$F_c^{(OR)}(x) = \sum_{k=0}^K \left(F_{\mathcal{H}} \left(\frac{k}{K} q \right) - F_{\mathcal{H}} \left(\frac{k-1}{K} q \right) \right) F_{\Psi} \left(\sqrt{\frac{x}{\rho}} - \frac{k-1}{K} q \right) \quad (2.26)$$

où $F_{\mathcal{H}}(x) = \int_0^x f_{\mathcal{H}}(y) dy$.

Ensuite, en insérant (2.26) dans (2.18), on obtient une expression approximative en forme close pour la probabilité de panne sous le régime OR en invoquant $P_{outPb}^{(OR)} = F_{\gamma}^{(OR)}(\gamma_{th})$, comme indiqué dans (2.27) comme suit.

$$P_{outPb}^{(OR)} = \begin{cases} \sum_{k=0}^K \left(F_{\mathcal{H}} \left(\frac{k}{K} \sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\rho}} \right) - F_{\mathcal{H}} \left(\frac{k-1}{K} \sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\rho}} \right) \right) F_{\Psi} \left(\frac{K-k+1}{K} \sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\rho}} \right) & \gamma_{th} \leq \gamma_T, \\ F_{\gamma_d}(\gamma_{th}) - F_{\gamma_d}(\gamma_T) + \sum_{k=0}^K \left(F_{\mathcal{H}} \left(\frac{k}{K} \sqrt{\frac{\gamma_T}{\rho}} \right) - F_{\mathcal{H}} \left(\frac{k-1}{K} \sqrt{\frac{\gamma_T}{\rho}} \right) \right) F_{\Psi} \left(\sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\rho}} - \frac{k-1}{K} \sqrt{\frac{\gamma_T}{\rho}} \right) & \gamma_{th} \geq \gamma_T; \end{cases} \quad (2.27)$$

2.4 Résultats numériques

En se basant sur la récente norme IEEE pour les communications sans fil sur la bande des basses fréquences (IEEE, 2017), les paramètres du système sont donnés dans le tableau 2.1. En utilisant le modèle de (Mahafza, 2008), le gain maximum G_q , où $q \in \{S, D\}$ est obtenu comme suit

$$G_q = \frac{2\pi N_q^2 \sin \left(\frac{3\pi}{2N_q} \right)}{\theta_q N_q^2 \sin \left(\frac{3\pi}{2N_q} \right) + (2\pi - \theta_q)}, \quad (2.28)$$

où $\theta_q = 2 \arcsin \left(\frac{2.782}{\pi N_q} \right)$ et N_q , $q \in \{S, D\}$ sont, respectivement, la largeur du faisceau d'antenne et le nombre d'éléments d'antenne dans les réseaux de S et D.

La figure 2.3 montre les performances en termes de probabilité de panne en fonction du seuil de fiabilité, γ_T , sous les régimes CR et OR. Nous observons que

TABLEAU 2.1 Paramètres du système et du canal pour les résultats numériques

Paramètres	Lien direct	Liens RISs
Évanouissement à petite échelle	$m_d = 2$	$m_{gl} = 2, m_{hl} = 3$
Coefficients d'erreur de pointage (si fixé)	$A_0 = 1, \delta = 1,5$	$B_0 = 1, \zeta = 1,5$
Fréquence et coefficient d'absorption	$f = 0,8 \text{ THz}$ et $k_m(f) = 0,001\text{m}^2$	
Paramètres du réseau d'antennes	$N_S = 8, \theta_S = 12,7^\circ, N_D = 5, \theta_D = 10,7^\circ$	
SNR à l'émission et SNR seuil	$\frac{P_t}{\sigma^2} = 20 \text{ dBm}$ et $\gamma_{th} = 5 \text{ dB}$	
Nombre de RISs M et d'éléments de RIS N	$M = \{1, 3, 6\}$ et $N = 20$	

lorsque γ_T augmente, la probabilité de panne du système diminue, puis devient constante pour $\gamma_T \geq \gamma_{th}$, ce qui confirme à la fois (2.21) et (2.27). La valeur de γ_T pour laquelle la probabilité de panne est minimale ne change pas avec les paramètres du système considéré et la technique de combinaison au niveau des RIS. Par conséquent, nous fixons $\gamma_T \geq \gamma_{th}$ pour la performance optimale du système. D'après la figure 2.3, on observe également que le système coordonné adaptatif réalise des gains élevés par rapport au système THz à liaison unique dans des conditions d'erreurs de pointage sévères (c'est-à-dire lorsque δ diminue). Cela est dû au fait que le système adaptatif bascule plus fréquemment à combiner le multi-RIS et les liaisons directes avec une forte probabilité, lorsque la qualité de la liaison directe n'est pas acceptable.

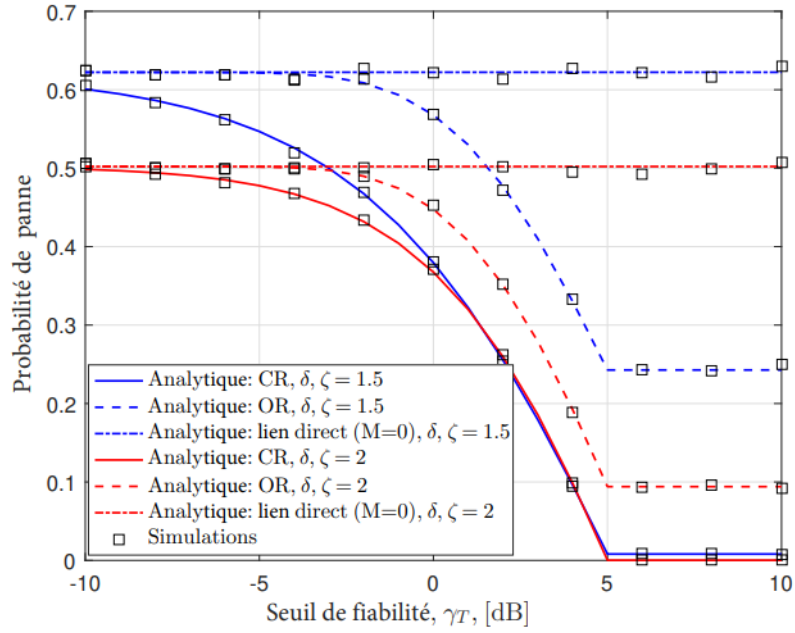


FIGURE 2.3 Probabilité de panne en fonction du seuil de fiabilité γ_T avec $M = 6$.

La figure 2.4 illustre la probabilité de panne en fonction du coefficient d'absorption pour différentes valeurs du nombre de RIS M . Pour les deux régimes CR et OR, la probabilité de panne augmente avec le paramètre d'absorption $k_m(f)$. On observe une amélioration du gain de SNR due au système adaptatif direct et multi-RIS pour des valeurs de coefficient d'absorption de $0,01m^{-1}$ par rapport à $0,1m^{-1}$. Ainsi, la liaison multi-RIS de secours permet d'améliorer les performances dans le pire des cas avec des pertes de pénétration élevées.

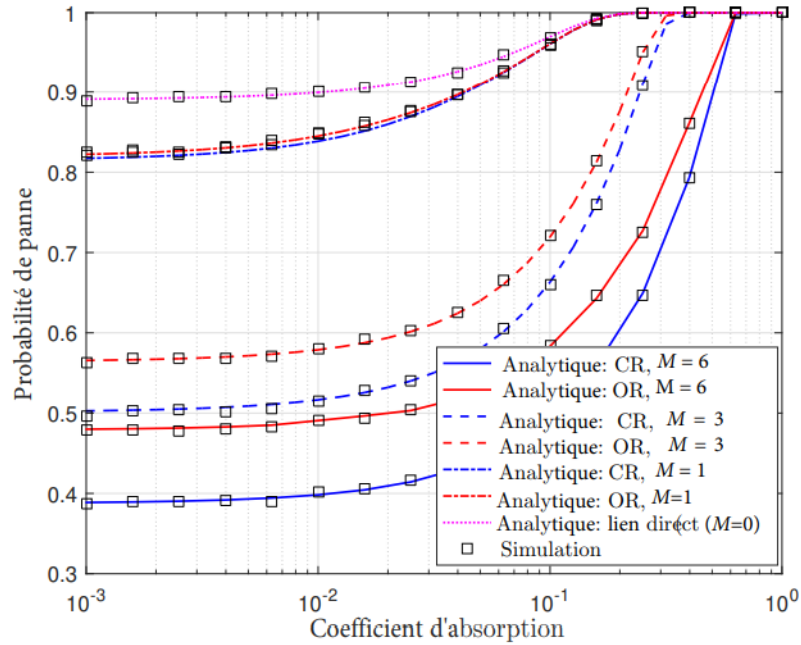


FIGURE 2.4 Probabilité de panne en fonction du coefficient d'absorption $K_m(f)$ avec $\gamma_T = 5$ dB.

Enfin, on observe que les expressions analytiques dérivées pour la probabilité de panne correspondent précisément aux simulations de Monte Carlo dans les deux figures.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé et évalué un système de communication adaptatif coordonné direct et multi-RIS, où la liaison multi-RIS agit comme une liaison de secours pour améliorer la fiabilité de la communication directe dans la bande THz. Lorsqu'elles ne sont pas sollicitées par la liaison directe, les RIS peuvent être employées à d'autres fins afin d'utiliser plus efficacement les ressources disponibles. Nous nous sommes concentrés sur l'analyse de la probabilité

de panne du système direct adaptatif et du système assisté par les multi-RIS sous les régimes CR et OR. En outre, nous avons dérivé des expressions asymptotiques, sur la base desquelles l'ordre de diversité du système est obtenu. Les résultats numériques nous ont permis de déduire que le régime CR RIS performe généralement mieux que le régime OR RIS, surtout lorsque le SNR seuil de fiabilité, γ_T , est élevé. Cela est dû au fait que faire coopérer plusieurs RIS pour servir un utilisateur rend le signal plus robuste face aux effets aléatoires néfastes du canal, améliorant ainsi les performances.

En guise d'extension du travail réalisé dans ce chapitre, nous envisageons de considérer d'autres métriques de performance telles que le taux d'erreur binaire, ou encore la capacité ergodique pour mesurer les performances du système proposé. Plus encore, nous pouvons faire un zoom sur le régime CR RIS pour étudier l'impact du nombre de RIS sur les performances du système ; ceci, afin de déterminer le nombre optimal de RIS permettant de réaliser les meilleures performances.

CHAPITRE III

TRANSMISSION CONJOINTE COHÉRENTE ASSISTÉE PAR LES RIS DANS LES C-RAN EN PRÉSENCE DE BLOCAGES

3.1 Introduction

La demande sans cesse croissante de capacité de réseau et de débit a constamment repoussé les limites des communications sans fil. Au cours des dernières années, plusieurs technologies sans fil, telles que les communications MIMO (Lu *et al.*, 2014) massives, les ondes millimétriques (mmWave) et les communications THz, ont connu un essor considérable, en réponse à la forte demande de services à haut débit, notamment la vidéo haute définition, les communications haptiques et la réalité augmentée/virtuelle. Parallèlement, l'architecture des réseaux sans fil suit également et évolue rapidement vers le concept de réseaux intelligents (Basar *et al.*, 2019). Néanmoins, d'un point de vue macroscopique, la répartition et le traitement par cellule, où les utilisateurs sont principalement desservis par une station de base (BS), où la plupart du traitement du signal est effectué, ont résisté à cette évolution pendant de nombreuses années. Dans cette configuration, l'augmentation du nombre de stations de base, pour améliorer la couverture ou la capacité, accroît inévitablement la consommation d'énergie du réseau global, et réduit généralement son efficacité énergétique (EE).

Le récent changement de paradigme avec l'introduction et l'adoption de configura-

tions dites "cell-free" (CF) (sans cellule, en français), généralement associées à des techniques MIMO massives, s'est avéré améliorer l'efficacité spectrale. Cependant, il en résulte qu'un grand nombre de stations de base (donc de chaînes de radiofréquences), d'amplificateurs de puissance et de matériel de traitement de signaux numériques dédiés et gourmands en énergie doivent être installés pour assurer une couverture uniforme (Björnson et Sanguinetti, 2020), (Interdonato *et al.*, 2019), à un coût énergétique très élevé (Quispe *et al.*, 2021).

Il est bien connu que l'architecture du réseau est un choix critique qui a un impact sur l'efficacité énergétique et la capacité des systèmes de communication sans fil (López-Pérez *et al.*, 2015), et étant donné que le déploiement actuel des macrocellules s'approche de ses limites théoriques (Yu *et al.*, 2016), le déploiement continu des macrocellules ne semble pas être une option durable avec des objectifs de performance de plus en plus contraignants (Shakir *et al.*, 2014).

Ces dernières années, une autre option, généralement appelée *cloud radio access network* (C-RAN), a été introduite. Il s'agit d'une combinaison de traitement centralisé, de radio collaborative, d'infonuagique en temps réel et d'infrastructure économe en énergie. Dans cette nouvelle architecture de réseau, toutes les ressources informatiques des stations de base sont regroupées dans un pool central, appelé *unité centrale de traitement* (CPU), et les signaux radioélectriques provenant d'antennes géographiquement distribuées sont collectés par des *remote radio head* (RRH) et transmis à la plate-forme en nuage via un réseau de transmission par fibre optique (Wu *et al.*, 2015).

Dans l'optique de résoudre le problème de la consommation d'énergie et contourner les effets aléatoires négatifs inhérents au canal de propagation dans les communications sans fil, les RIS constituent une technique potentielle rentable. Également connues sous le nom de grandes métasurfaces intelligentes (LIMs) (He et Yuan,

2020) et de surfaces réfléchissantes intelligentes (IRSs) (Wu et Zhang, 2020b), les RIS sont généralement constituées de métasurfaces artificielles planes composées de nombreux décalages d’amplitude/de phase de réflexion, qui sont ajustables via un contrôleur intelligent. Par conséquent, les environnements radio intelligents alimentés par les RIS sont capables de contrôler les phases ou les amplitudes des signaux incidents, améliorant ainsi les signaux souhaités et atténuant les signaux d’interférence. Les RIS ont été envisagées pour réduire la consommation d’énergie et améliorer l’efficacité spectrale des réseaux sans fil en reconfigurant artificiellement l’environnement de propagation des ondes électromagnétiques. Les RIS ont un grand potentiel pour révolutionner la conception des réseaux sans fil, en particulier lorsqu’ils sont combinés et intégrés à d’autres technologies sans fil prometteuses telles que le MIMO ultra-massif, les communications THz et les réseaux sans fil dotés d’intelligence artificielle (IA).

3.1.1 Travaux connexes

Jusqu’à présent, de nombreux travaux ont étudié les performances des systèmes assistés par les RIS, en termes de probabilité de panne (Trigui *et al.*, 2022), ainsi que leur combinaison avec d’autres technologies, telles que les communications mmWave (Du *et al.*, 2021) et les communications THz (Wan *et al.*, 2021; Ning *et al.*, 2021). Quelques travaux ont également examiné les transmissions assistées par les RIS dans les C-RAN, en se concentrant principalement sur les aspects de conception de la formation de faisceau (beamforming). Dans (Quispe *et al.*, 2021), les auteurs ont étudié les avantages des réflexions de signaux RIS en matière d’efficacité énergétique des C-RAN composés de plusieurs BSs et d’utilisateurs (en anglais, user equipment ou UE) soumis à des contraintes d’efficacité spectrale, de puissance et de capacité. En outre, les formateurs de faisceaux (*beamformers*) ont été optimisés pour une efficacité énergétique maximale afin de réduire la puissance

rayonnée et opérationnelle des stations de base. Dans (Huang *et al.*, 2021b), les auteurs ont étudié un C-RAN à ondes millimétriques assisté par les RIS et ont proposé un *beamforming* hybride basé sur un pool de temps réel optique.

Dans (Ye *et al.*, 2021), les auteurs ont comparé un système assisté par les RIS à un système à relais. La probabilité d'indisponibilité et l'efficacité énergétique ont fait l'objet des métriques de performance. Il a été démontré qu'en régime de faible SNR, le système assisté par RIS présente une meilleure performance pour les deux métriques que le système à relais dans un champ rapproché et inversement dans un champ non rapproché. En régime de SNR élevé, les performances tendent à être les mêmes. Néanmoins, les relais nécessitent de l'énergie pour leur fonctionnement, contrairement aux RIS qui sont faits d'éléments passifs.

Cependant, un cadre analytique d'évaluation de performances de forme close pour les transmissions conjointes assistées par les RIS dans les C-RAN a rarement été présenté dans la littérature. De plus, aucun de ces travaux n'a pris en compte l'impact des effets de blocage probabiliste sur les liens des RIS, ce qui est très important, surtout lorsque les systèmes fonctionnent à des fréquences élevées comme les bandes mmWave ou THz (Pan *et al.*, 2021).

3.1.2 Contributions

Motivés par les considérations susmentionnées, nous proposons et analysons dans ce chapitre les transmissions conjointes cohérentes assistées par les RIS dans les C-RAN. En tenant compte des effets de blocage sur les liens des RIS, nous dérivons des expressions exactes de la probabilité de panne (OP) et de la capacité ergodique (EC). Nous tenons également compte des décalages de phase et nous contournerons la complexité d'analyse qui en résulte par une approximation précise du rapport signal/bruit (SNR) de bout en bout. En outre, nous formulons et ré-

solvons deux problèmes d’optimisation, visant à maximiser l’efficacité énergétique du système sous la contrainte de la puissance d’émission par station de base, et à minimiser la consommation d’énergie sous les contraintes du nombre d’éléments de RIS et du débit de données. À la suite de cette analyse, nous proposons un modèle d’allocation de puissance optimale pour le système considéré. Toutes les expressions analytiques sont corroborées par des simulations de Monte Carlo, et les résultats numériques obtenus permettent de tirer des conclusions pratiques.

3.1.3 Organisation du reste du chapitre

Le reste de ce chapitre est organisé comme suit. Dans la section 3.2, nous présentons le modèle de système du schéma de communication C-RAN assisté par les RIS proposé, et nous discutons des modèles de canal et de réflexion des RIS. Dans la section 3.3, nous dérivons l’expression analytique de la probabilité de panne d’une communication sur le système adopté. Le cas général est d’abord considéré, puis des expressions spécifiques sont présentées pour le cas particulier où un utilisateur est desservi par deux stations de base. Cela facilite l’analyse de la capacité ergodique que nous considérons dans la section 3.4. Ensuite, dans la section 3.5, nous formulons et résolvons les problèmes d’optimisation de l’EE et de la consommation d’énergie. Dans la section 3.6, divers résultats numériques, illustrant l’effet de différents paramètres tels que le nombre d’éléments des RIS, le SNR seuil, et la puissance maximale, sur les mesures de performance considérées sont présentés, ainsi que des observations et commentaires critiques. La section 3.7 conclut le chapitre.

3.2 Modèle du système

Nous considérons un système C-RAN assisté par les RIS, dans lequel L BSs, tous connectés à une CPU, servent coopérativement un utilisateur type sur la même ressource de temps et de fréquence, comme illustré dans la Fig. 3.1. Les stations de base et l'utilisateur sont tous équipés d'une seule antenne et sont situés de manière aléatoire dans la zone couverte. Nous faisons cette dernière considération afin de ne pas trop alourdir l'analyse et les dérivations. Etant donné que l'utilisateur est considéré éloigné des stations de base, la station de base l est assistée par une RIS qui comprend N_l éléments de diffusion artificiels capables de modifier les déphasages des canaux en cascade. Nous supposons que toutes les RIS sont installées à un endroit suffisamment élevé pour que les rayons incidents ne soient pas affectés par les obstacles au sol. Cependant, en raison de la mobilité de l'utilisateur, les canaux entre les différentes RIS et l'utilisateur ont une probabilité d'être bloqués par les obstacles. En outre, nous supposons le modèle d'évanouissement plat quasi-statique pour tous les canaux. Enfin, afin de caractériser les gains théoriques de performance apportés par les RIS, nous supposons que le CPU peut obtenir une information parfaite sur l'état du canal (CSI) pour tous les canaux, à savoir les liaisons BS–RIS et les liaisons RIS–utilisateur. En utilisant la combinaison cohérente, le signal reçu est donné par

$$y = \sum_{l=1}^L \sqrt{p_l} B_l \sum_{i=1}^{N_l} h_{il} g_{il} e^{j\psi_{il}} x + n_{wd}, \quad (3.1)$$

où x est le signal transmis, p_l est la puissance de transmission de la l -ième station de base et n_{wd} est le bruit blanc gaussien additif (AWGN) de moyenne nulle et de variance σ^2 , h_{il} et g_{il} , $i = 1, 2, \dots, N_l$, $l = 1, \dots, L$, désignent respectivement les coefficients d'évanouissement à petite échelle entre la l -ème BS et sa RIS associée, et entre la RIS et l'utilisateur, $\psi_{il} \in \left[-\frac{\pi}{K}, \frac{\pi}{K}\right]$ avec $K = 2^b$ étant l'erreur de phase du i -ième élément de la l -ième RIS (où b désigne le nombre de bits de quantification

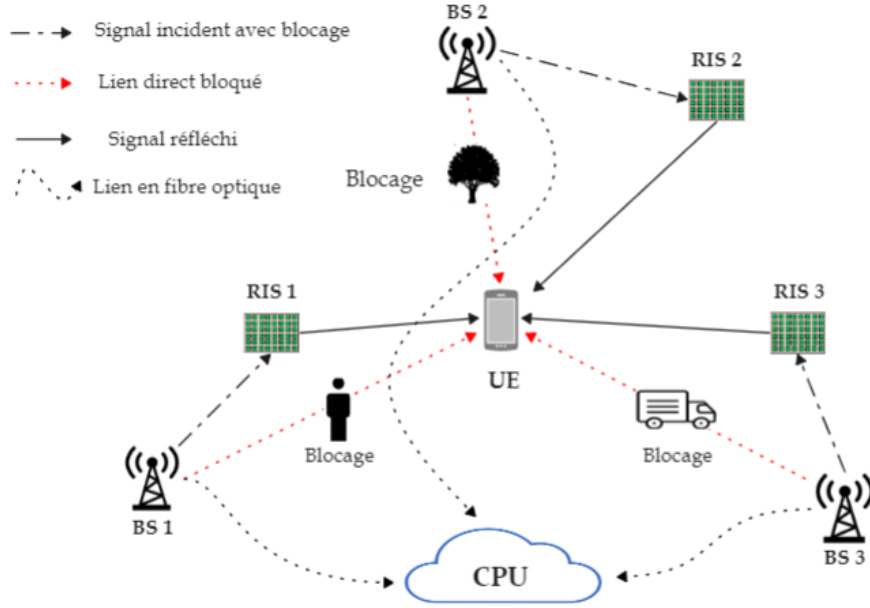


FIGURE 3.1 Système C-RAN assisté par les RIS avec L BSs collaborant pour desservir un seul utilisateur, avec la possibilité d'un blocage aléatoire.

de phase), et B_i désigne le coefficient d'évanouissement à grande échelle formulé comme suit

$$B_l = a_l \tilde{B}_l, \quad (3.2)$$

où \tilde{B} représente l'affaiblissement du trajet dû à la distance de transmission et à l'évanouissement d'ombre selon le modèle de propagation à trois palliers dans (Ngo *et al.*, 2017), et la variable binaire a_l représente la probabilité que les liaisons RIS-utilisateur ne soient pas bloquées, et est définie comme suit

$$a_l = \begin{cases} 1 & \text{avec la probabilité } p_{b_l} \\ 0 & \text{avec la probabilité } 1 - p_{b_l} \end{cases}, \quad (3.3)$$

où $p_{b_l} \in [0, 1]$, $l = 1, \dots, L$, est la probabilité que la l -ième liaison assistée par RIS ne soit pas bloquée. En conséquence, le SNR de la liaison descendante au niveau

de l'utilisateur est donné par

$$\gamma = \left| \sum_{l=1}^L \sqrt{\rho_l} B_l \sum_{i=1}^N h_{il} g_{il} e^{j\psi_{il}} \right|^2, \quad (3.4)$$

où $\rho_l = p_l/\sigma^2$ représente le SNR de transmission de la l -ième station de base.

Comme pour (Badiu et Coon, 2020), (Do *et al.*, 2021), nous supposons un modèle d'évanouissement Nakagami- m pour les liaisons d'accès. Ainsi, l'effet du C-RAN et l'absence de ligne de visée (en anglais, non-line-of-sight ou NLoS) peut être pris en compte. Par exemple, sur les liaisons BS-RIS, le rôle de la composante en ligne de visée est plus efficace, ce qui peut être modélisé en supposant $m > 1$. Sur les liaisons RIS-utilisateur, et en changeant les valeurs de m , ces liaisons peuvent être soit à dominante en ligne en visée (en anglais, line-of-sight ou LoS) (valeurs plus élevées de m), soit à dominante NLoS (valeurs plus faibles de m).

Ainsi, la fonction de densité de probabilité (PDF) de $Z \in \{h_{il}, g_{il}\}$ $i = 1, \dots, N$, $l = 1, \dots, L$, est

$$f_Z(z) = \frac{2m_z^{m_z}}{\Gamma(m_z)} z^{2m_z-1} \exp(-m_z z^2), \quad z \geq 0 \quad (3.5)$$

où $m_z \in \{m_{hl}, m_{gl}\}$.

Lemme 3. *Si les RIS utilisent des déphasages égaux, c'est-à-dire, $\psi_{il} = \psi_{kl}$, $i, k \in \{1, \dots, N\}$, le SNR de la liaison descendante est donné par*

$$\gamma = \left| \sum_{l=1}^L \sqrt{\rho_l} B_l e^{j\psi_l} \sum_{i=1}^N h_{il} g_{il} \right|^2, \quad (3.6)$$

qui peut être approximée comme suit

$$\gamma \approx \frac{\delta \sqrt{\eta}}{\sigma^2} \left(\sum_{l=1}^L \sqrt{p_l} B_l \tilde{H}_l \right)^2, \quad (3.7)$$

où $\tilde{H}_l = \sum_{i=1}^N h_{il} g_{il}$ peut être approximé, à l'aide de la méthode de correspondance des moments, par une distribution gamma sous la forme suivante

$$\tilde{H}_l \sim \Gamma(m_l, \Xi_l), \quad l = 1, \dots, L \quad (3.8)$$

avec

$$f_{\tilde{H}_l}(x) = \frac{\Xi_l^{m_k} x^{m_k-1}}{\Gamma(m_k)} \exp(-\Xi_l x), \quad (3.9)$$

où $\Xi_l = \frac{\mu_l}{1-\mu_l^2}$ et $\mu_l = \mathbb{E}[h_{il}g_{il}] = \frac{\Gamma(m_{hl}+\frac{1}{2})\Gamma(m_{gl}+\frac{1}{2})}{\Gamma(m_{hl})\Gamma(m_{gl})\sqrt{m_{hl}m_{gl}}}$, où $\mathbb{E}[\cdot]$ est l'espérance mathématique. De plus, δ et η dans (3.7) satisfont ce qui suit :

$$\mathbb{E}[G] = \delta \mathbb{E}[\tilde{G}], \quad (3.10)$$

et

$$\mathbb{E}[|G|^2] = \eta \mathbb{E}[\tilde{G}^2], \quad (3.11)$$

où $G = \sum_{l=1}^L \sqrt{p_l} B_l e^{j\psi_l} \tilde{H}_l$ et $\tilde{G} = \sum_{l=1}^L \sqrt{p_l} B_l \tilde{H}_l$, et δ et η sont donnés par

$$\delta = \frac{K \sin(\pi/K)}{\pi}, \quad (3.12)$$

$$\eta = \frac{\Psi + N^2 \delta^2 \Omega^2}{\Psi + N^2 \Omega^2}, \quad (3.13)$$

où $\Psi = \mathbb{E} \left[\sum_{l=1}^L p_l B_l^2 \zeta_l (m_l + 1) \right]$, dans laquelle $m_l = N \mu_l \Xi_l$, $\zeta_l = V[\tilde{H}_l] = \frac{N \mu_l}{\Xi_l}$, et $\Omega = \mathbb{E} \left[\sum_{l=1}^L \sum_{m=1, m \neq l}^L \sqrt{p_l} \sqrt{p_m} B_l B_m \mu_l \mu_m \right]$.

Preuve. En raison des décalages de phase non identiques ψ_{il} , (3.6) a une forme compliquée. Pour contourner cette difficulté, nous approximons $G = \sum_{l=1}^L \sqrt{p_l} B_l e^{j\psi_l} \tilde{H}_l$ en exploitant deux facteurs d'échelle η et μ qui capturent l'effet des décalages de phase sur $|G|^2$, comme le montre l'appendice B.1. Enfin, en approximant $G = \delta \tilde{G}$ et $|G|^2 = \eta \tilde{G}^2$, le rapport signal/bruit reçu peut être approximé comme suit

$$\gamma = \frac{\sqrt{|G^2| |G|^2}}{\sigma^2} \approx \frac{\sqrt{(\delta \tilde{G})^2 \eta \tilde{G}^2}}{\sigma^2} = \frac{\delta \sqrt{\eta}}{\sigma^2} \tilde{G}^2, \quad (3.14)$$

ce qui complète la preuve. \square

3.3 Dérivation de la probabilité de panne

Afin de traiter la somme aléatoire dans (3.7), nous conditionnons l'événement d'avoir k liens de RIS actifs. Puisque les termes B_j sont des variables aléatoires de Bernoulli, indépendantes et identiquement distribuées (i.i.d.), la probabilité que k liens soient actifs parmi les L liens assistés par RIS est équivalente à la probabilité d'avoir k succès dans L essais de Bernoulli. Ainsi, le nombre de liens actifs assistés par les RIS suit une distribution binomiale de Poisson avec la distribution de masse de probabilité $P\{\sum_{l=1}^L a_l = n\} = \tau_n$. En conséquence, il s'ensuit que

$$\Pr(\gamma < \gamma_{\text{th}}) = \tau_0 + \sum_{k=1}^L \tau_k P(\gamma, k), \quad (3.15)$$

où γ_{th} est le seuil de panne, $P(\gamma, k)$ est la probabilité conditionnelle de transmission réussie lorsque k liaisons sont actives, $\tau_0 = \prod_{i=1}^L (1 - p_{b_i})$, et

$$\tau_k = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k (-1)^{i-1} \tau_{k-i} \sum_{j=1}^L \left(\frac{p_{b_j}}{1 - p_{b_j}} \right)^i. \quad (3.16)$$

En outre, si nous supposons une probabilité de blocage égale pour les liaisons d'accès, c'est-à-dire, $p_{b_l} = p_b$, pour tous les $l = 1, \dots, L$, et un évanouissement i.i.d. parmi les L liens de RIS, τ_k devient binomial et peut être écrit comme $\tau_k = \binom{L}{k} p_b^k (1 - p_b)^{L-k}$.

De plus, pour un $k = \sum_{l=1}^L a_l$ fixe, on peut écrire

$$P(\gamma, k) = \Pr\left(\sum_{l=1}^k \sqrt{\rho_l} \tilde{H}_l < \tilde{\gamma}_{\text{th}}\right), \quad (3.17)$$

où $\tilde{\gamma}_{\text{th}} = \sqrt{\frac{\gamma_{\text{th}}}{\delta\sqrt{\eta}}}$ et \tilde{H}_l suit une distribution gamma d'après (3.8).

Proposition 1. *La probabilité de panne $P_{\text{out}}(\gamma_{\text{th}}) = \Pr(\gamma < \gamma_{\text{th}})$ du réseau C-RAN*

assisté par les RIS est obtenue comme suit

$$P_{out}(\gamma_{th}) = \tau_0 + \sum_{k=1}^L \tau_k \frac{\left(\prod_{l=1}^k \left(\frac{\Xi_l \tilde{\gamma}_{th}}{\sqrt{\rho_l}} \right)^{m_k} \right)}{\Gamma(1 + \sum_{i=1}^k m_i)} \times \phi_2^k \left(m_1, \dots, m_k; 1 + \sum_{i=1}^k m_i; \frac{-\Xi_1 \tilde{\gamma}_{th}}{\sqrt{\rho_1}}, \dots, \frac{-\Xi_k \tilde{\gamma}_{th}}{\sqrt{\rho_k}} \right), \quad (3.18)$$

où $\phi_2^k(\cdot; \cdot; \cdot)$ désigne la fonction hypergéométrique confluyente de Lauricella définie comme suit

$$\phi_2^n(a_1, \dots, a_n; c; x_1, \dots, x_n) = \sum_{i_1=0}^{\infty} \dots \sum_{i_n=0}^{\infty} \frac{(a_1)_{i_1} \dots (a_n)_{i_n} x_1^{i_1} \dots x_n^{i_n}}{(c)_{i_1+\dots+i_n} i_1! \dots i_n!}. \quad (3.19)$$

Preuve. Rappelons que, pour une valeur fixe de $k = \sum_{l=1}^L a_l$, $P(\gamma, k)$ est la CDF de la somme de variables aléatoires indépendantes suivant la distribution de Nakagami-m avec différents paramètres μ_i et Ξ_i/ρ_i , ce qui est donné par (Aalo *et al.*, 2005)

$$P(\gamma, k) = \frac{\left(\prod_{l=1}^k \left(\frac{\Xi_l}{\sqrt{\rho_l}} \right)^{m_k} \right)}{\Gamma(\sum_{i=1}^k m_i)} \int_0^{\tilde{\gamma}_{th}} y^{\sum_{i=1}^k m_i - 1} \times \phi_2^k \left(m_1, \dots, m_k; \sum_{i=1}^k m_i; \frac{-\Xi_1 y}{\sqrt{\rho_1}}, \dots, \frac{-\Xi_k y}{\sqrt{\rho_k}} \right) dy. \quad (3.20)$$

En appliquant (Aalo *et al.*, 2005) et en utilisant (3.14), on obtient le résultat après quelques manipulations mathématiques. \square

La probabilité de panne dans (3.18) peut être facilement évaluée numériquement en utilisant les séries multiples ou l'implémentation du code MATLAB dans (Martos-Naya *et al.*, 2016).

Corollaire 1. *Dans le régime à rapport signal-à-interférence (SIR) élevé, pour faciliter l'analyse, nous supposons un évanouissement i.i.d. parmi les RIS (c'est-à-dire, $\mu_l = \mu$ and $\Xi_l = \Xi$, $l = 1, \dots, L$) et une puissance d'émission égale aux*

stations de base avec $p_1/\sigma^2 = \dots = p_L/\sigma^2 = \rho_T$, la probabilité de panne du système est donnée par

$$P_{out}^\infty(\gamma_{th}) \approx \tau_0 + \sum_{k=1}^L \tau_k \frac{\left(\frac{\Xi \tilde{\gamma}_{th}}{\sqrt{\rho_T}}\right)^{kN\mu\Xi}}{\Gamma(1 + kN\mu\Xi)}, \quad (3.21)$$

Preuve. Il résulte de (3.18) après avoir reconnu que

$$\begin{aligned} & \phi_2^k \left(N\mu\Xi, \dots, N\mu\Xi; 1 + kN\mu\Xi; \frac{-\Xi \tilde{\gamma}_{th}}{\sqrt{\rho_T}}, \dots, \frac{-\Xi \tilde{\gamma}_{th}}{\sqrt{\rho_T}} \right) = \\ & {}_1F_1 \left(kN\mu\Xi, 1 + kN\mu\Xi, \frac{-\Xi \tilde{\gamma}_{th}}{\sqrt{\rho_T}} \right) \underset{\rho_T \rightarrow \infty}{\simeq} 1 \end{aligned} \quad (3.22)$$

où ${}_1F_1(\cdot)$ désigne la fonction hypergéométrique confluente (Gradshteyn et Ryzhik, 1994). \square

Pour mieux comprendre le comportement du réseau C-RAN assisté par les RIS que nous proposons, l'ordre de diversité, qui est une autre mesure de performance importante, est également analysé dans ce qui suit.

Corollaire 2. *L'ordre de diversité du système en l'absence de blocages est calculé comme suit*

$$d = - \lim_{\rho_T \rightarrow \infty} \frac{\ln(P_{out}(\gamma_{th}))}{\ln(\rho_T)} = \frac{LN\mu\Xi}{2} \quad (3.23)$$

Preuve. Elle découle de la substitution de (3.21) dans la première égalité de (3.23) lorsque $p_{b_l} = 1$, $l = 1, \dots, L$. \square

Par conséquent, dans des canaux à évanouissement non bloqué, l'ordre de diversité d est proportionnel au nombre d'éléments réfléchissants dans le réseau, c'est-à-dire $L \times N$.

3.4 Analyse de la capacité ergodique

La capacité moyenne de notre système peut être calculée comme suit

$$\mathcal{C} = B\mathbb{E}[\log_2(1 + \gamma)], \quad (3.24)$$

où B représente la largeur de bande totale de transmission et, en appliquant l'inégalité de Jensen, une approximation juste et facile à évaluer est obtenue comme suit

$$\mathcal{C} \approx B \log_2(1 + \mathbb{E}(\gamma)). \quad (3.25)$$

Par la suite, nous dérivons des expressions malléables de la capacité ergodique comme indiqué ci-dessous.

Proposition 2. *La capacité ergodique du réseau C-RAN assisté par les RIS est donné par*

$$\begin{aligned} \mathcal{C} \leq B \log_2 & \left[1 + \sum_{k=1}^L \tau_k \prod_{l=1}^k \left(\frac{\Xi_l}{\sqrt{\delta \sqrt{\eta} \rho_l}} \right)^{m_k} \frac{\Gamma(\sum_{i=1}^k m_i + 2)}{\Gamma(\sum_{i=1}^k m_i)} \left(\frac{\sqrt{\delta \sqrt{\eta} \rho_1}}{\Xi_1} \right)^{\sum_{i=1}^k m_i + 2} \right. \\ & \left. \times F_D^{(k-1)} \left(\sum_{i=1}^k m_i + 1, m_1, \dots, m_k; \sum_{i=1}^k m_i; 1 - \sqrt{\frac{\Xi_2 \rho_1}{\Xi_1 \rho_2}}, \dots, 1 - \sqrt{\frac{\Xi_k \rho_1}{\Xi_1 \rho_k}} \right) \right], \end{aligned} \quad (3.26)$$

où $F_D^{(n)}[a, b_1, \dots, b_n; c; x_1, \dots, x_n]$ est la fonction de Lauricella du 4ème type (A. M. Mathai et Haubold, 2009).

Preuve. Voir appendice B.2. □

La fonction de Lauricella $F_D^{(n)}[\cdot; \dots; \cdot]$ pour $n = 2$ est fournie comme fonction de bibliothèque dans les logiciels mathématiques courants tels que *Mathematica*. Pour le cas général, elle peut être évaluée en utilisant l'expression de l'intégrale simple finie dans (Exton, 1976).

3.4.1 Cas particulier

Nous simplifions maintenant l'expression (3.26) pour le cas d'un évanouissement i.i.d. (c'est-à-dire, $\mu_l = \mu$ et $\Xi_l = \Xi$, $l = 1, \dots, L$) et d'une puissance d'émission égale pour toutes les stations de base. En substituant $\rho_i = \rho$ dans (3.26), la capacité ergodique se simplifie en

$$\mathcal{C} \leq B \log_2 \left(1 + N\delta\sqrt{\eta}\rho \sum_{k=1}^L \tau_k k (Nk\mu\Xi + 1) \frac{\mu}{\Xi} \right), \quad (3.27)$$

qui découle directement de (3.26) en utilisant (Exton, 1976).

Remarque : À notre connaissance, (3.27) est un nouveau résultat qui illustre l'effet de la quantification de la phase au niveau des RIS sur les performances du C-RAN. En fait, nous constatons que la quantification à plus faible résolution au niveau des RIS conduit asymptotiquement à une perte constante de débit utilisateur de $\log_2(\text{sinc}(\pi/K))$.

3.5 Optimisation du C-RAN assisté par les RIS

Dans cette section, nous considérons deux problèmes d'optimisation pour maximiser l'efficacité énergétique sous contrainte de puissance d'émission, et minimiser la consommation d'énergie du réseau sous contrainte de débit.

3.5.1 Allocation optimale de la puissance pour l'efficacité énergétique

En définissant l'efficacité énergétique EE comme le rapport entre la capacité ergodique et la puissance consommée, le problème d'allocation de puissance du C-RAN assisté par RIS utilisant L stations de base distribuées avec des puissances d'émission

sion p_l , $l = 1, \dots, L$, peut être formulé mathématiquement comme suit

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_1 : \max_{\mathbf{P}} \text{EE} &= \frac{\mathcal{C}}{\sum_{l=1}^L \frac{p_l}{\beta_l} + LNp_r + p_c}; \\ \text{s.t. } \mathbf{C}_1 : & 0 < p_l \leq P, \quad \forall l \end{aligned} \quad (3.28)$$

où \mathcal{C} est la capacité ergodique donnée dans (3.25) et (3.26), et $\mathbf{P} = \{p_1, \dots, p_L\}$. Dans (3.28), $\beta_l \in (0, 1]$, $l = 1, \dots, L$, est l'efficacité de l'amplificateur de puissance de la l -ième station de base, p_r est la puissance requise pour un élément réfléchissant passif (Wu et Zhang, 2020b; Wu et Zhang, 2020a), et p_c est la consommation électrique totale du circuit du système C-RAN assisté par les RIS et peut être calculée comme dans (Wu et Zhang, 2020a).

Le principal obstacle dans (3.28) est que la capacité ergodique n'est pas écrite sous une forme analytique. Dans ce travail, nous surmontons cet obstacle en utilisant une nouvelle borne supérieure. À cette fin, nous posons $v_l = \sqrt{p_l} \tilde{H}_l$ et nous bornons sa PDF $f_{v_l}(x)$ comme suit

$$f_{v_l}(x) \leq \frac{(\bar{\Xi}_l)^{m_k} x^{m_k-1}}{\Gamma(m_k)} \exp\left(-\frac{\bar{\Xi}_l}{P} x\right) \triangleq \hat{f}_{v_l}(x). \quad (3.29)$$

Par conséquent, nous construisons une borne supérieure Q_k sur $P(\gamma, k)$ comme suit

$$Q_k = \left(\prod_{l=1}^k p_l^{\frac{m_k}{2}} \right)^{-1} A_k \quad (3.30)$$

où le terme A_k est indépendant de p_l et est donné par

$$A_k = \frac{\left(\prod_{l=1}^k \bar{\Xi}^{m_k} \right)}{\Gamma(\sum_{l=1}^k m_l)} \int_0^{\sqrt{\frac{\sigma^2 \gamma_{\text{th}}}{\delta \sqrt{\hat{\eta}}}}} y^{\sum_{l=1}^k m_l - 1} \phi_2^k \left(m_1, \dots, m_k; \sum_{l=1}^k m_l; -\frac{\bar{\Xi} y}{\sqrt{P}}, \dots, -\frac{\bar{\Xi} y}{\sqrt{P}} \right) dy, \quad (3.31)$$

où, en suivant les mêmes étapes que dans (3.13), nous avons

$$\hat{\eta} = \frac{\Psi' + N^2 \delta^2 \Omega'^2}{\Psi' + N^2 \Omega'^2}, \quad (3.32)$$

avec $\Psi' = \mathbb{E} \left[\sum_{l=1}^L B_l^2 \zeta_l(m_l + 1) \right]$ et $\Omega' = \mathbb{E} \left[\sum_{l=1}^L \sum_{m=1, m \neq l}^L B_l B_m \mu_l \mu_m \right]$. Par conséquent, lorsque la contrainte de puissance P est fixée, nous avons la borne supérieure suivante sur la probabilité de panne

$$P(\gamma < \gamma_{\text{th}}) < \tau_0 + \sum_{k=1}^L \tau_k A_k \left(\prod_{l=1}^k p_l^{\frac{m_k}{2}} \right)^{-1}. \quad (3.33)$$

L'utilisation de cette nouvelle borne supérieure pour approximer la capacité ergodique dans (3.33) conduit au problème d'optimisation suivant :

$$\begin{aligned} \mathbf{P}'_1 : \max_{\mathbf{P}} & \frac{B \ln \left(1 + \sum_{k=1}^L \tau_k \left(\prod_{l=1}^k p_l^{\frac{m_k}{2}} \right)^{-1} \Gamma_k \right)}{\sum_{l=1}^L \frac{p_l}{\beta_l} + LN p_r + p_c} \\ \text{s.t. } \mathbf{C}'_1 : & 0 < p_l \leq P, \quad \forall l \end{aligned} \quad (3.34)$$

où

$$\begin{aligned} \Gamma_k = & \prod_{l=1}^k \left(\frac{\sigma^2 \Xi_l}{\sqrt{\delta} \sqrt{\eta}} \right)^{m_k} \frac{\Gamma(\sum_{i=1}^k m_i + 2)}{\Gamma(\sum_{i=1}^k m_i)} \left(\frac{\sqrt{\delta} \sqrt{\eta} P}{\sigma^2 \Xi_1} \right)^{\sum_{i=1}^k m_i + 2} \\ & \times F_D^{(k-1)} \left(\sum_{i=1}^k m_i + 1, m_1, \dots, m_k; \sum_{i=1}^k m_i; 1 - \sqrt{\frac{\Xi_1}{\Xi_2}}, \dots, 1 - \sqrt{\frac{\Xi_1}{\Xi_k}} \right). \end{aligned} \quad (3.35)$$

De plus, lorsque $\Xi_1 = \dots, \Xi_l = \Xi$, (3.35) se réduit à

$$\Gamma_k = P^{\frac{N\Xi \sum_{i=1}^k \mu_i}{2}} \left(\frac{\sqrt{\delta} \sqrt{\eta} P}{\sigma^2 \Xi} \right)^2 \frac{\Gamma(N\Xi \sum_{i=1}^k \mu_i + 2)}{\Gamma(N\Xi \sum_{i=1}^k \mu_i)}. \quad (3.36)$$

3.5.2 Cas particulier : puissance d'émission égale

Dans le cas où toutes les L BS émettent avec une puissance égale, cette puissance peut s'écrire sous la forme close suivante

$$P^* = \frac{-1 + \frac{(LN p_r + p_c) \sum_{k=1}^L \tau_k c_k - \sum_{l=1}^L \beta_l^{-1}}{\sum_{l=1}^L \beta_l^{-1} \mathcal{W} \left(\frac{(LN p_r + p_c) \sum_{k=1}^L \tau_k c_k - \sum_{l=1}^L \beta_l^{-1}}{e \sum_{l=1}^L \beta_l^{-1}} \right)}}{\sum_{k=1}^L \tau_k C_k}, \quad (3.37)$$

où $c_k = \left(\frac{\sqrt{\delta\sqrt{\eta}}}{\sigma^2\Xi} \right)^2 \frac{\Gamma(N\Xi \sum_{i=1}^k \mu_i + 2)}{\Gamma(N\Xi \sum_{i=1}^k \mu_i)}$, et $\mathcal{W}(\cdot)$ représente la fonction de Lambert (GradshTEyn et Ryzhik, 1994).

Le problème \mathbf{P}'_1 est non-convexe en général. Cependant, il se présente sous la forme d'un rapport entre une fonction concave et une fonction convexe par rapport aux variables p_l . Heureusement, en raison de la structure du problème, la solution optimale globale peut être obtenue en appliquant la transformation quadratique proposée dans (Shen et Yu, 2018). La transformée quadratique convertit le rapport des fonctions concave et convexe en une forme convexe en introduisant une variable auxiliaire w . Par conséquent, le problème \mathbf{P}'_1 peut être transformé en une fonction convexe paramétrée avec les mêmes contraintes, comme donné par

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_2 : \max_{\mathbf{p}, w} \quad & Q(\mathbf{p}, w) \triangleq 2w \sqrt{B \ln \left(1 + \sum_{k=1}^L \tau_k \left(\prod_{l=1}^k p_l^{\frac{N\mu\Xi}{2}} \right)^{-1} \Gamma_k \right)} - w^2 \left(\sum_{l=1}^L \frac{p_l}{\beta_l} + LNp_r + p_c \right) \\ \text{s.t. } \mathbf{C}_1 : \quad & 0 < p_l \leq P, \quad \forall l. \end{aligned} \quad (3.38)$$

Ainsi, nous optimisons la variable primaire $\mathbf{p} = \{p_1, \dots, p_L\}$ et la variable auxiliaire w de manière itérative. Pour une \mathbf{p} donnée, dans chaque itération j , w_j peut être trouvé en forme close comme

$$w_j^* = \frac{\sqrt{B \ln \left(1 + \sum_{k=1}^L \tau_k \left(\prod_{l=1}^k p_l^{\frac{N\mu\Xi}{2}} \right)^{-1} \Gamma_k \right)}}{\sum_{l=1}^L \frac{p_l}{\beta_l} + LNp_r + p_c}. \quad (3.39)$$

Maintenant nous résolvons \mathbf{P}_2 en utilisant l'Algorithme 1 suivant, pour lequel la convergence vers la solution optimale globale est prouvée dans (Zappone *et al.*, 2017).

Algorithme 1 : Optimisation de Puissance

Données : Initialiser \mathbf{P} , $j = 1$, Maximum d'itérations J_{\max} ,

Tolérance d'erreur ϵ , $Q(\mathbf{P}, w_j)$

Trouver w_j^* en résolvant $Q(\mathbf{P}, w_j)$ et définir $j = 2$

Tant que $|w_{j-1} - w_j| \geq \epsilon$ et $j \leq J_{\max}$ **faire**

- Mettre à jour \mathbf{P} en résolvant $Q(\mathbf{P}, w_{j-1})$ pour w_{j-1} fixé (en utilisant n'importe quel outil d'optimisation convexe, CVX par exemple)

- Mettre à jour w_j^*

- $j = j + 1$

Fin

Résultat : Allocation de Puissance Optimale \mathbf{P}^*

3.5.3 Minimisation de la consommation d'énergie sous contrainte de débit

Dans ce deuxième scénario, on considère que les puissances de transmission sont égales. Le problème peut alors être formulé comme suit :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{P}_3 : \quad & \min_N \sum_{l=1}^L \frac{p_l}{\beta_l} + LNp_r + p_c, \\
 \text{s.t. } \mathbf{C}_2 : \quad & \log_2 \left(1 + N^2 \mu^2 \delta \sqrt{\eta} \rho \sum_{k=1}^L \tau_k k \right) > R_0, \\
 \text{s.t. } \mathbf{C}_3 : \quad & N_{\min} \leq N \leq N_{\max},
 \end{aligned} \tag{3.40}$$

où R_0 désigne une exigence de débit de données (c'est-à-dire une contrainte de débit minimal). Notons que \mathbf{C}_2 découle de (3.27) lorsque N est élevé en négligeant le terme qui s'échelonne avec N , et en ne gardant que le terme s'échelonnant avec N^2 .

La fonction objectif dans \mathbf{P}_3 est convexe et monotone décroissante par rapport

à N , et la capacité ergodique des RIS est une fonction monotone croissante par rapport à N . Par conséquent, la solution du problème d'optimisation se trouve à la limite de la contrainte \mathbf{C}_2 , qui est donnée en l'absence de bruit de phase (c'est-à-dire $\delta = \eta = 1$) comme suit

$$N^* = \begin{cases} N_{\min} & N^* \leq N_{\min} \\ N_{\max} & N^* \geq N_{\max} \\ \sqrt{\frac{2^{R_0} - 1}{\sqrt{\rho} \sum_{k=1}^L \tau_k k \mu^2}} & \text{autrement.} \end{cases} \quad (3.41)$$

3.6 Résultats numériques

Dans cette section, nous examinons plusieurs résultats numériques afin d'illustrer les performances du système C-RAN assisté par les RIS proposé. Les valeurs numériques adoptées pour les paramètres du système sont données dans le Tableau 3.1.

TABLEAU 3.1 Paramètres du système et du canal pour les résultats numériques

Paramètres	Valeurs
Évanouissement à petite échelle	$m_{hl} = 0, 5, m_{gl} = 0, 5$
Largeur de bande totale	$B = 5$ MHz
Niveau de quantification des déphasages	$K = \{2, 3, 4\}$
Nombre de stations de base	$L = \{2, 4, 6, 8\}$
Probabilité de blocages	$p_{b_l} = \{0; 0, 2; 0, 3; 0, 5\}$

La figure 3.2 capture l'effet du SNR seuil, γ_{th} , sur la probabilité de panne avec et sans blocages. La probabilité de panne est évaluée pour différentes valeurs du nombre d'éléments de RIS : $N = 20, 30$, et 40 . Comme on pouvait s'y attendre, le blocage peut dégrader les performances du système en matière de panne. Nous

observons également sur la figure 3.2 qu'un nombre plus élevé d'éléments de RIS améliore les performances en terme de probabilité de panne. Cela est dû au fait qu'un plus grand nombre d'éléments de RIS améliore la qualité de la liaison par la mise à l'échelle de la puissance comme le montre (3.27). Nous observons en outre la bonne correspondance entre les résultats analytiques et les résultats de simulation, ce qui confirme la qualité de l'approximation proposée dans le lemme 1.

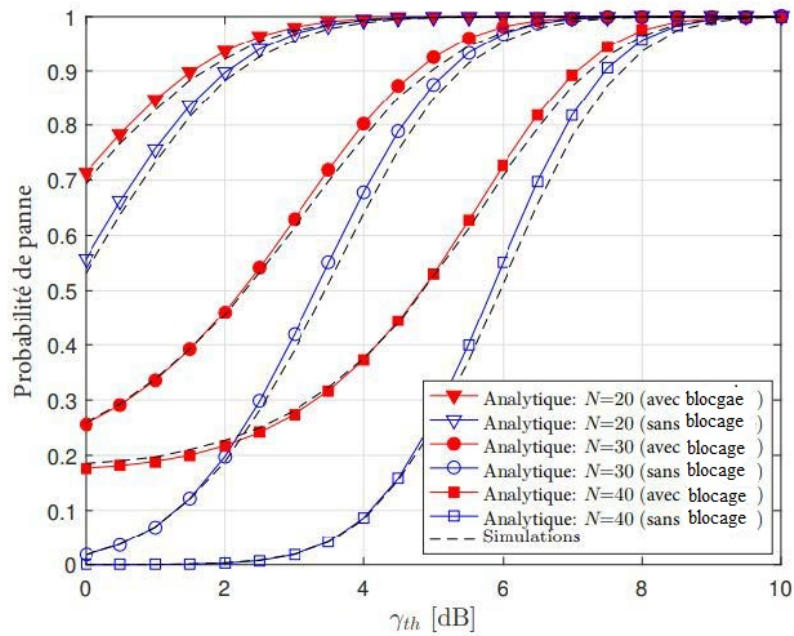


FIGURE 3.2 Probabilité de panne en fonction du SNR seuil pour différentes tailles du RIS avec $L = 2$, $K = 4$, et $p_b = 0.2$.

La figure 3.3 illustre la probabilité de panne exacte et asymptotique en fonction du SNR transmis, ρ , pour différentes valeurs de la probabilité de blocage p_b avec $L = 2$, $N = 2$, et $K = 4$. Cette figure montre que la formule malléable dérivée du Corollaire 1 correspond bien à la probabilité de panne exacte à un SNR élevé, ce qui corrobore notre analyse asymptotique et confirme le gain de diversité du

Corollaire 2.

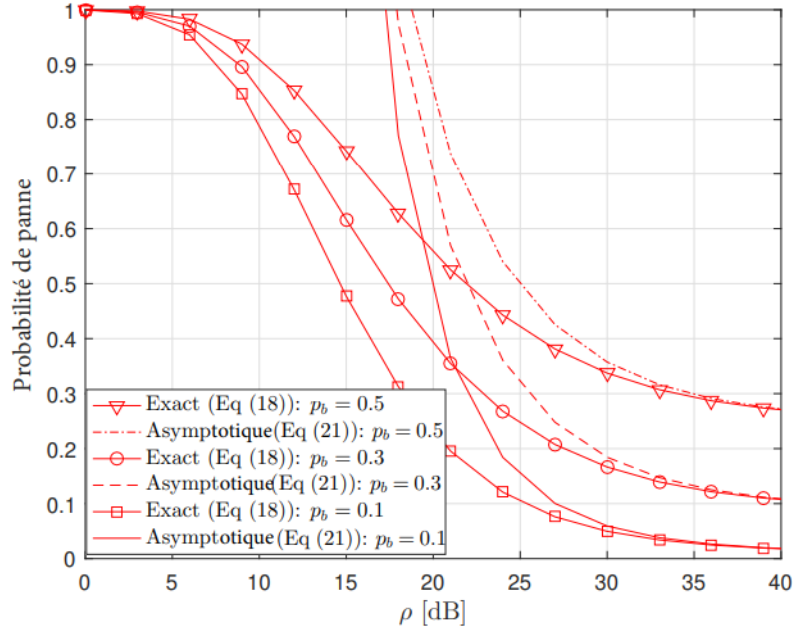


FIGURE 3.3 Probabilité de panne exacte et asymptotique en fonction du SNR transmis, ρ pour différentes valeurs de p_b avec $L = 2$, $N = 2$, et $K = 4$.

La figure 3.4 représente la capacité ergodique du C-RAN assisté par des RIS dans les canaux à blocage de Nakagami en fonction du nombre d'éléments par RIS, avec différentes valeurs de probabilité de blocage. Comme on peut le voir ici également, le blocage peut dégrader la capacité du système. Par exemple, il est montré qu'à une capacité ergodique de 3 bps/Hz, environ 10 éléments de RIS supplémentaires sont nécessaires lorsqu'il y a un blocage avec une probabilité de 0,3, par rapport à un système sans blocage. En outre, la figure 3.4 corrobore la rigueur de la formule à forme close obtenue dans (3.26) en la comparant à la capacité ergodique simulée.

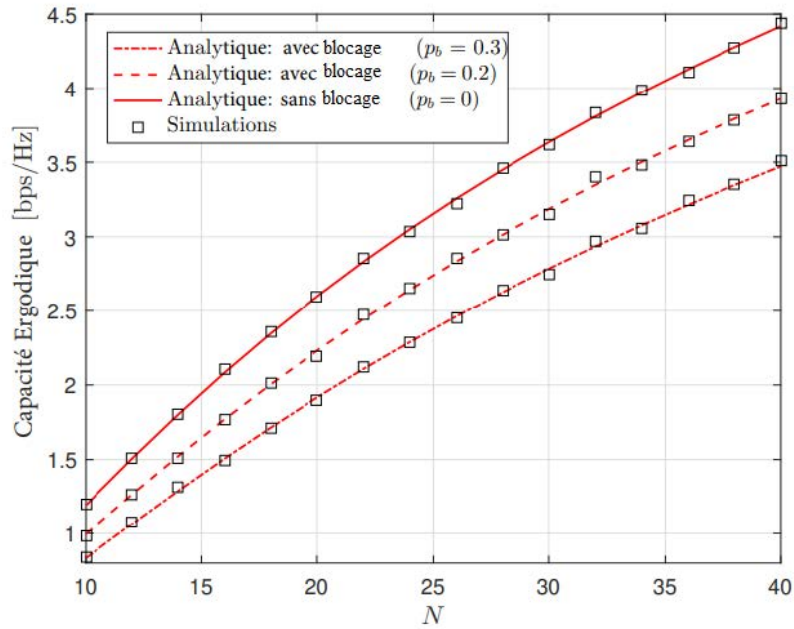


FIGURE 3.4 Capacité ergodique en fonction de la taille des RIS N pour différentes valeurs de la probabilité de blocage p_b avec, $\rho = 5$ dB $L = 2$, $K = 4$.

Dans la figure 3.5, nous considérons l'efficacité énergétique avec l'algorithme d'allocation de puissance proposé en fonction de la puissance d'émission maximale P et avec différentes valeurs de probabilité de blocage. Nous observons que l'efficacité énergétique augmente d'abord jusqu'à une certaine valeur de P , car la capacité est plus importante que la consommation d'énergie dans ce régime. Ensuite, pour de plus grandes valeurs de P , la consommation d'énergie devient dominante et donc la réduction de l'efficacité énergétique est évidente. Enfin, il est intuitif de voir que, lorsque les valeurs des probabilités de blocages diminuent, des valeurs plus élevées d'efficacité énergétique optimale peuvent être atteintes avec moins de puissance d'émission.

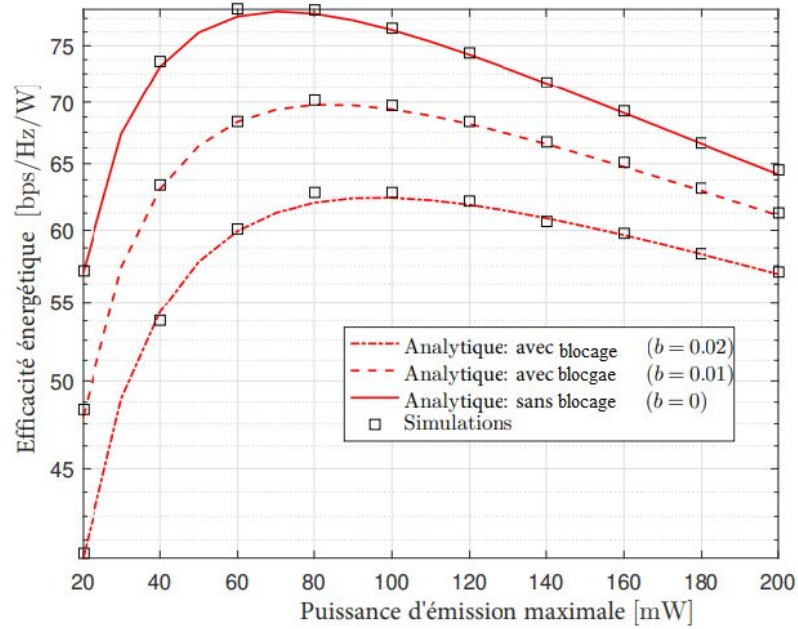


FIGURE 3.5 Efficacité énergétique en fonction de la puissance d'émission maximale pour différentes valeurs de la probabilité de blocage p_b avec $N = 20$, $L = 2$, $K = 4$.

La figure 3.6 représente le nombre optimal d'éléments de RIS N^* en fonction du SNR transmis ρ pour différentes valeurs de L . Le débit de données requis R_0 est fixé à 8 bits par canal utilisé ($bpcu$) et les blocages se produisent avec une probabilité de $p_b = 0,3$. Cette figure montre que le nombre d'éléments par RIS calculé à partir de (3.41) correspond bien au nombre optimal exact obtenu par recherche linéaire. La figure 3.6 montre que N^* continue de diminuer en fonction du SNR de transmission, comme le prédit la formule (3.41). De plus, nous notons qu'une probabilité de blocage élevée nécessite plus d'éléments par RIS pour une fonction optimale.

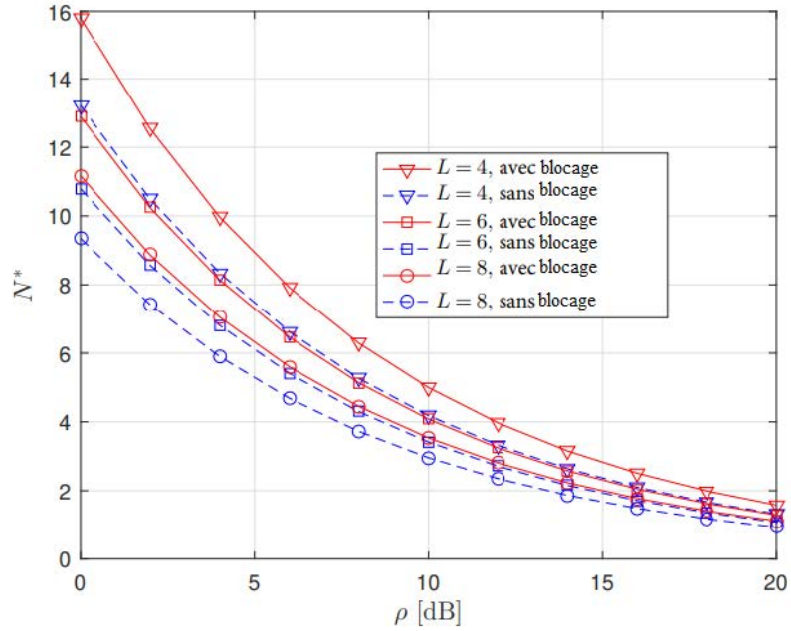


FIGURE 3.6 Taille de RIS optimale N^* en fonction de ρ , pour différentes valeurs de ρ du nombre de RISs L avec $R_0 = 8$ bits par utilisation de canal (bpcu). Deux cas sont considérés : avec blocage ($p_b = 0.3$) et sans blocage ($p_b = 0$).

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié une transmission conjointe cohérente assistée par les RIS dans un C-RAN avec des blocages, où de nombreuses stations de base servent coopérativement un utilisateur donné. Nous avons effectué une évaluation des performances, en commençant par une approximation étroite du SNR pour contourner l'impossibilité de l'analyse, due à la présence des déphasages. Ensuite, nous avons dérivé la probabilité de panne réalisable, puis la capacité ergodique du système proposé. Enfin, nous avons formulé deux problèmes d'optimisation pour maximiser l'efficacité énergétique et minimiser la consommation d'énergie sous des contraintes de puissance d'émission et de débit, respectivement. Pour

mesurer la performance atteignable dans le système et valider les expressions analytiques obtenues, nous avons effectué des simulations de Monte Carlo. L'analyse et les résultats numériques permettent de tirer les conclusions suivantes pour la conception pratique de systèmes CF assistés par les RIS :

- Plus d'éléments de RIS permettent d'atteindre une probabilité de panne plus faible et une capacité ergodique plus élevée.
- L'efficacité énergétique n'est pas une fonction toujours croissante de la puissance d'émission maximale. Par conséquent, une valeur optimale doit être fixée pour ce paramètre afin d'atteindre l'efficacité énergétique optimale ; en utilisant l'algorithme que nous avons proposé par exemple.
- Pour une puissance d'émission donnée, la transmission conjointe de moins de BS nécessite plus d'éléments par RIS et inversement.

En guise de travail futur, l'impact du nombre de stations de base servant simultanément l'utilisateur sur la performance du système dans un réseau CF assisté par RIS peut être considéré. De plus, l'ordonnancement des stations de base déclenchant de meilleures performances, et basé sur l'apprentissage automatique, peut être étudié.

CONCLUSION

Les réseaux sans fil évoluent et convergent vers le concept émergent d'environnement radio intelligent. Plusieurs technologies y ont vu le jour, dans la perspective de satisfaire aux exigences des standards de réseaux mobiles naissants et à venir ; lesquelles sont entre autres : un débit très élevé, une fiabilité presque égale à 100%, une latence ultra faible, une efficacité spectrale et énergétique très accrue. Parmi ces technologies figurent la massive MIMO, les ondes millimétriques, les communications THz, etc. Force est de remarquer que malgré les performances que ces technologies ont permis de réaliser, elles restent limitées du fait que l'optimisation résultante de leur impact est principalement une fonction de l'émission et de la réception. Le canal de propagation demeure une entité aux effets aléatoires et souvent néfastes.

Depuis quelque temps, le concept des RIS a vu le jour et entend changer fondamentalement les communications sans fil. En effet, réalisables à partir d'éléments à coûts réduits, les RIS permettent d'avoir la main mise sur les signaux de manière à les tailler, les rediriger afin de contourner les effets du canal et les renforcer ainsi qu'à des fins de sécurité.

Fort du constat de ce grand potentiel qu'ont les RIS pour la révolution des réseaux mobiles, nous avons proposé, dans notre projet, deux modèles de communications assistées par les RIS et en avons étudié les performances. Le premier est un système adaptatif multi-RIS opérant aux bandes THz permettant d'assurer et d'améliorer la fiabilité des liens. La probabilité de panne a été considérée afin de mesurer la performance du modèle présenté. Le deuxième modèle proposé est un système de

transmission conjointe dans un réseau C-RAN. Nous avons étudié la probabilité de panne ainsi que la capacité ergodique réalisables. Par la suite, nous avons formulé et résolu deux problèmes d’optimisation visant à améliorer l’efficacité énergétique et minimiser la consommation de puissance.

Somme toute, les conclusions suivantes, utiles pour la conception pratique des RIS, émanent de notre travail :

- Un nombre croissant d’éléments des RIS a un impact inversement proportionnel sur la probabilité de panne, et proportionnel sur la capacité ergodique.
- L’efficacité énergétique n’est pas une fonction toujours croissante de la puissance d’émission maximale. Par conséquent, une valeur optimale doit être fixée pour ce paramètre afin d’obtenir une efficacité énergétique optimale. L’algorithme que nous avons proposé permet de déterminer un schéma d’allocation de puissance optimale.
- Plus la probabilité d’avoir des blocages est élevée dans une zone, plus il faudra y déployer des RIS disposant de plusieurs éléments pour assurer de bonnes performances.

Dans le cadre des travaux futurs, nous envisageons de proposer un système cell-free aidé par les RIS où l’impact du nombre de stations de base desservant simultanément un utilisateur sur les performances du système sera considéré. En outre, l’ordonnancement des stations de base déclenchant de meilleures performances, et basé sur l’apprentissage automatique, pourrait être étudié.

Ce projet a déjà conduit à l’élaboration de deux articles. Le deuxième chapitre a fait l’objet d’une lettre sous la direction de Prof. Wessam AJIB, et la co-supervision de Dr. Imene TRIGUI et Prof. Wei-Ping ZHU avec la collaboration de Dr. Khaled HUMADI. Il a été soumis à *IEEE Transactions on Vehicular Technologies* et il est présentement en révisions majeures. Le troisième chapitre, quant à lui, a fait l’ob-

jet d'un papier journal sous la direction de Prof. Wessam AJIB, et la co-supervision de Dr. Imene TRIGUI, Prof. Mustapha BENJILLALI et Prof. Wei-Ping ZHU avec la collaboration de Dr. Khaled HUMADI. Il a été soumis à *IEEE Transactions on Communications*. Les deux papiers sont sous évaluation actuellement.

APPENDICE A

A.1

En utilisant la définition de la fonction densité de probabilité du produit de deux variables aléatoires, la PDF de $\mathcal{H} = \sqrt{\mathcal{I}_d} h_p |h_d|$ est obtenue comme suit

$$\begin{aligned} f_{\mathcal{H}}(z) &= \int_0^{\sqrt{\mathcal{I}B_0}} \frac{1}{y} f_{|h_d|} \left(\frac{z}{y} \right) f_{h_p}(y) dy \\ &= \frac{\delta^2}{B_0^{\delta^2}} \frac{2m_d^{m_d} z^{2m_d-1}}{\Gamma(m_d)} \int_0^{\sqrt{\mathcal{I}B_0}} y^{\delta^2-2m_d-1} \exp \left(-m_d \left(\frac{z}{y} \right)^2 \right) dy. \end{aligned}$$

En se servant de l'outil computationnel en ligne *Wolfram Alpha*, nous obtenons le calcul de l'intégrale comme suit

$$\int_0^{\sqrt{\mathcal{I}B_0}} y^{\delta^2-2m_d-1} \exp \left(-m_d \left(\frac{z}{y} \right)^2 \right) dy = \frac{1}{2} (m_d z^2)^{\frac{\delta^2-2m_d}{2}} \Gamma \left(\frac{2m_d - \delta^2}{2}, \frac{m_d z^2}{\mathcal{I}B_0^2} \right).$$

Finalement, en observant que

$$\Gamma \left(\frac{2m_d - \delta^2}{2}, \frac{m_d z^2}{\mathcal{I}B_0^2} \right) = G_{1,2}^{2,0} \left[\frac{m_d z^2}{\mathcal{I}_d B_0^2} \left| \begin{array}{c} 1 \\ 0, \frac{2m_d - \delta^2}{2} \end{array} \right. \right],$$

S'en suit l'expression finale de $f_{\mathcal{H}}(z)$

$$f_{\mathcal{H}}(z) = \frac{\delta^2}{B_0^{\delta^2}} \frac{m_d^{\frac{\delta^2}{2}} z^{\delta^2}}{\Gamma(m_d)} G_{1,2}^{2,0} \left[\frac{m_d z^2}{\mathcal{I}_d B_0^2} \left| \begin{array}{c} 1 \\ 0, \frac{2m_d - \delta^2}{2} \end{array} \right. \right]. \quad (\text{A.1})$$

A.2

Nous avons

$$\gamma_d = \rho \mathcal{H}^2$$

puis

$$F_{\gamma_d}(z) = P(\gamma_d \leq z).$$

Par suite, en remplaçant γ_d par son expression et en faisant quelques manipulations, nous obtenons

$$F_{\gamma_d}(z) = P\left(\mathcal{H} \leq \sqrt{\frac{z}{\rho}}\right)$$

Nous déduisons donc $F_{\gamma_d}(z)$ comme suit

$$F_{\gamma_d}(z) = F_{\mathcal{H}}\left(\sqrt{\frac{z}{\rho}}\right) = \int_0^\alpha f_{\mathcal{H}}(x) dx \quad (\text{A.2})$$

où $\alpha = \sqrt{\frac{z}{\rho}}$.

A.3

En utilisant (2.6) et (2.15), la CDF de Ψ s'écrit

$$\begin{aligned} F_{\Psi}(z) &= \int F_{\mathcal{T}}\left(\frac{z}{u}\right) f_{\tilde{h},p}(u) du \\ &= \frac{\zeta^2}{A_0^{\zeta^2} \prod_{l=1}^M \Gamma(Nv_l \Xi'_l)} \int_0^{A_0} \prod_{l=1}^M \gamma\left(Nv_l \Xi'_l, \frac{\Xi'_l}{\sqrt{\mathcal{I}_l}} \frac{z}{u}\right) u^{\zeta^2-1} du \end{aligned}$$

Par suite, en exprimant la fonction gamma incomplète selon sa représentation de Mellin Barnes, on obtient

$$\begin{aligned}
F_{\Psi}(z) &= \int_0^{A_0} F_{\mathcal{T}}\left(\frac{z}{u}\right) f_{\tilde{h}p}(u) du \\
&= \frac{\zeta^2}{A_0^{\zeta^2} \prod_{l=1}^M \Gamma(Nv_l \Xi'_l)} \int_{\mathcal{L}_1} \frac{\Gamma(Nv_1 \Xi'_1 + t_1) \Gamma(t_1)}{\Gamma(1 + t_1)} \left(\frac{\sqrt{\mathcal{L}_1} 1}{\Xi'_1 z}\right)^{t_1} dt_1 \times \dots \times \\
&\quad \int_{\mathcal{L}_M} \frac{\Gamma(Nv_M \Xi'_M + t_M) \Gamma(t_M)}{\Gamma(1 + t_M)} \left(\frac{\sqrt{\mathcal{L}_M} 1}{\Xi'_M z}\right)^{t_M} dt_M \int_0^{A_0} u^{t_1 + \dots + t_M + \zeta^2 - 1} du \\
&= \frac{\zeta^2}{\prod_{l=1}^M \Gamma(Nv_l \Xi'_l)} \int_{\mathcal{L}_1} \dots \int_{\mathcal{L}_M} \frac{\Gamma(Nv_1 \Xi'_1 + t_1) \Gamma(t_1)}{\Gamma(1 + t_1)} \left(\frac{\sqrt{\mathcal{L}_1} A_0}{\Xi'_1 z}\right)^{t_1} \times \dots \times \\
&\quad \frac{\Gamma(Nv_M \Xi'_M + t_M) \Gamma(t_M)}{\Gamma(1 + t_M)} \left(\frac{\sqrt{\mathcal{L}_M} A_0}{\Xi'_M z}\right)^{t_M} \frac{\Gamma(\zeta^2 + t_1 + \dots + t_M)}{\Gamma(1 + \zeta^2 + t_1 + \dots + t_M)} dt_1 \dots dt_M
\end{aligned}$$

Finalement, en appliquant (A. M. Mathai et Haubold, 2009, Definition A1), on obtient le résultat final. D'où

$$\begin{aligned}
F_{\Psi}(z) &= \frac{\zeta^2}{\prod_{l=1}^M \Gamma(Nv_l \Xi'_l)} H_{1,1:2,0;\dots;2,0}^{0,1:1,1;\dots;1,1} \left[\begin{array}{c} \frac{A_0 \sqrt{\mathcal{L}_1}}{\Xi'_1 z} \\ \vdots \\ \frac{A_0 \sqrt{\mathcal{L}_M}}{\Xi'_M z} \end{array} \middle| \begin{array}{l} (-\zeta^2; 1, \dots, 1) : \\ (1 - \zeta^2; 1, \dots, 1) : \end{array} \right. \\
&\quad \left. \begin{array}{l} (1 - Nv_1 \Xi'_1, 1), (1, 1); \dots; (1 - v_M \Xi'_M, 1), (1, 1) \\ (0, 1); \dots; (0, 1) \end{array} \right]. \quad (\text{A.3})
\end{aligned}$$

A.4

Pour calculer $F_2^{(CR)}(x)$, nous introduisons (2.7) et (2.12) dans (2.20) et utilisons les définitions des fonctions G de Meijer et H de Fox dans (A. M. Mathai et Haubold, 2009, Eq. (1.2)) pour obtenir

$$\begin{aligned}
F_2^{(CR)}(x) &= \frac{1}{(2\pi i)^2 \Gamma(m) \Gamma(N\mu \Xi)} \int_{\mathcal{L}_1} \mathcal{A}(s) \left(\frac{m}{\mathcal{L}_D(f) B_0^2}\right)^s ds \\
&\quad \int_{\mathcal{L}_2} \mathcal{B}(t) \left(\frac{\Xi}{A_0}\right)^t dt \int_0^{\sqrt{\frac{\gamma T}{\rho}}} y^{2s} \left(\sqrt{\frac{x}{\rho}} - y\right)^t dy,
\end{aligned}$$

où $\mathcal{A}(s) = \frac{\Gamma(\frac{\delta^2}{2}-s)\Gamma(m-s)}{\Gamma(1+\frac{\delta^2}{2}-s)}$ et $\mathcal{B}(t) = \frac{\Gamma(\zeta^2-t)\Gamma(N\mu\Xi-t)\Gamma(t)}{\Gamma(\zeta^2+1-t)\Gamma(1+t)}$. Ensuite, en appliquant (Gradshteyn et Ryzhik, 1994, Eq. 3.194.1), $F_2^{(CR)}(x)$ s'exprime comme suit

$$F_2^{(CR)}(x) = \frac{1}{(2\pi i)^3} \frac{\delta^2 \zeta^2}{\Gamma(m)\Gamma(N\mu\Xi)} \iiint_{\mathcal{L}_1 \mathcal{L}_2 \mathcal{L}_3} \mathcal{A}(s) \mathcal{B}(t) \mathcal{D}(s, t, u) \left(\frac{m\gamma_T}{\rho \mathcal{L}_D(f) B_0^2} \right)^s \left(\frac{\Xi \sqrt{x}}{\sqrt{\rho} A_0} \right)^t \frac{\Gamma(u)}{\Gamma(-t)} \left(-\sqrt{\frac{x}{\gamma_T}} \right)^u ds dt du,$$

où $\mathcal{D}(s, t, u) = \frac{\Gamma(-t-u)\Gamma(2s-u+2)}{\Gamma(2s-u+3)}$. Enfin, à l'aide de la (A. M. Mathai et Haubold, 2009, A.1), l'expression finale de $F_2^{(CR)}(x)$ suit après quelques manipulations ; soit

$$F_2^{(CR)}(x) = \frac{\delta^2 \zeta^2}{\Gamma(m_d)\Gamma(N\mu\Xi)} H_{2,1:1,2;3,3;1,0}^{0,2:2,0;2,1;0,1} \left[\begin{array}{c} \frac{m_d \gamma_T}{B_0^2 \rho_d} \\ \frac{\Xi}{A_0} \sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\rho}} \\ -\sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\gamma_T}} \end{array} \middle| \begin{array}{l} (1; 0, -1, -1), (-1; 2, 0, -1) : (1, 1); (1, 1), (\zeta^2 + 1, 1), (0, 1); (0, 1) \\ (-2; 2, 0, -1) : (\frac{\delta^2}{2}, 1), (m_d, 1); (\zeta^2, 1), (N\mu\Xi, 1), (0, 1); - \end{array} \right] \quad (\text{A.4})$$

A.5

Nous fournissons ici divers termes impliqués dans les expressions asymptotiques de la probabilité de panne dans (2.21) :

$$\mathcal{C}(u_1) = \frac{\delta^2}{2\Gamma(m_d)} \frac{\Theta_1(u_1)}{\Gamma(1-u_1)},$$

où

$$\Theta_1(u_1) = \frac{\Gamma(m_d - u_1)_{u_1 \neq m_d} \Gamma(\frac{\delta^2}{2} - u_1)_{u_1 \neq \frac{\delta^2}{2}} \Gamma(u_1)}{\Gamma(1 + \frac{\delta^2}{2} - u_1)},$$

$$\Theta_2(u_2) = \frac{\Gamma(N\mu\Xi - 2u_2)_{u_2 \neq \frac{N\mu\Xi}{2}} \Gamma(\zeta^2 - 2u_2)_{u_2 \neq \frac{\zeta^2}{2}} \Gamma(u_2)}{\Gamma(1 + \zeta^2 - 2u_2)},$$

$$\Delta(u_1) = \frac{\Theta_1(u_1)}{4\Gamma(u_1)},$$

et

$$\Delta_2(u_2) = \frac{\Gamma(u_2)\Theta_2(u_2)}{4\Gamma(-u_2)^2\Gamma(1-u_2)}.$$

APPENDICE B

B.1 Éléments additionnels – Preuve du Lemme 3

Comme ψ_l , \tilde{H}_l et B_l sont mutuellement indépendants, et h_{il} , g_{il} sont des v.a indépendantes et non identiquement distribuées (i.n.i.d.), nous avons

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[G] &= \mathbb{E} \left[\sum_{l=1}^L \sqrt{p_l} B_l e^{j\psi_l} \tilde{H}_l \right] \\ &= \sum_{l=1}^L \mathbb{E}[\sqrt{p_l} B_l] \mathbb{E}[e^{j\psi_l}] \mathbb{E}[\tilde{H}_l]. \end{aligned} \quad (\text{B.1})$$

Ensuite, sachant que les ψ_l sont des v.a uniformément distribuées entre $-\pi/K$ et π/K , l'espérance mathématique de ψ_l est calculée comme suit

$$\mathbb{E}[e^{j\psi_l}] = \frac{K}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{K}}^{\frac{\pi}{K}} e^{jx} dx = \text{sinc}(\pi/K) \triangleq \delta. \quad (\text{B.2})$$

Il s'ensuit que

$$\mathbb{E}[G] = \text{sinc}\left(\frac{\pi}{K}\right) \sum_{l=1}^L \mathbb{E}[\sqrt{p_l} B_l] \mathbb{E}[\tilde{H}_l] = \delta \cdot \mathbb{E}[\tilde{G}]. \quad (\text{B.3})$$

Ensuite, nous calculons l'espérance mathématique de $|G|^2$ en tant que

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[|G|^2] &= \mathbb{E} \left[\left(\sum_{l=1}^L \sqrt{p_l} B_l e^{j\psi_l} \tilde{H}_l \right) \times \left(\sum_{m=1}^L \sqrt{p_m} B_m e^{-j\psi_m} \tilde{H}_m \right) \right] \\ &= \mathbb{E} \left[\sum_{l=1}^L p_l B_l^2 \tilde{H}_l^2 \right] + \mathbb{E} \left[\sum_{l=1}^L \sum_{m=1, m \neq l}^L \sqrt{p_l} \sqrt{p_m} B_l B_m \tilde{H}_l \tilde{H}_m e^{j\psi_l} e^{-j\psi_m} \right]. \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

Le premier terme dans (B.4) s'écrit

$$\begin{aligned}
\mathbb{E} \left[\sum_{l=1}^L p_l B_l^2 \tilde{H}_l^2 \right] &= \sum_{l=1}^L \mathbb{E} [p_l B_l^2] \mathbb{E} [\tilde{H}_l^2] \\
&= \sum_{l=1}^L \mathbb{E} [p_l B_l^2] \left(\left(\mathbb{E} [\tilde{H}_l] \right)^2 + V [\tilde{H}_l] \right) \\
&= \mathbb{E} \left[\sum_{l=1}^L p_l B_l^2 \zeta_l (m_l + 1) \right] \triangleq \Psi,
\end{aligned} \tag{B.5}$$

où $\zeta_l = V [\tilde{H}_l] = \frac{N\mu_l}{\Xi_l}$, et $m_l = N\mu_l\Xi_l$.

Le deuxième terme dans (B.4) est donné par

$$\begin{aligned}
\mathbb{E} \left[\sum_{l=1}^L \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^L \sqrt{p_l} \sqrt{p_m} B_l B_m \tilde{H}_l \tilde{H}_m e^{j\psi_l} e^{-j\psi_m} \right] &= \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^L \mathbb{E} [\sqrt{p_l} \sqrt{p_m} B_l B_m] \\
&\quad \times \mathbb{E} [\tilde{H}_l] \mathbb{E} [\tilde{H}_m] \mathbb{E} [e^{j\psi_l}] \mathbb{E} [e^{-j\psi_m}] \\
&= N^2 \delta^2 \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^L \mathbb{E} [\sqrt{p_l} \sqrt{p_m} B_l B_m] \mu_l \mu_m \\
&= N^2 \delta^2 \Omega^2,
\end{aligned} \tag{B.6}$$

où $\Omega = \mathbb{E} \left[\sum_{l=1}^L \sqrt{p_l} B_l \mu_l \right]$. Donc, à partir de (B.5) et (B.6), on obtient

$$\mathbb{E} [|G|^2] = \Psi + N^2 \delta^2 \Omega^2, \tag{B.7}$$

et, quand $\delta = 1$, (B.7) se réduit à $\mathbb{E} [\tilde{G}^2]$ comme suit

$$\mathbb{E} [\tilde{G}^2] = \Psi + N^2 \Omega^2. \tag{B.8}$$

Enfin, nous obtenons η comme

$$\eta = \frac{\mathbb{E} [|G|^2]}{\mathbb{E} [\tilde{G}^2]} = \frac{\Psi + N^2 \delta^2 \Omega^2}{\Psi + N^2 \Omega^2}; \tag{B.9}$$

ce qui conclut la preuve.

B.2 Preuve de la Proposition 2

En dérivant la CDF de γ dans (3.20), et en évaluant l'espérance de γ à l'aide de

$$\mathbb{E}(\gamma) = \int_0^\infty y f_\gamma(y) dy, \quad (\text{B.10})$$

une limite supérieure malléable de la capacité ergodique est obtenue comme suit

$$\begin{aligned} \mathcal{C} \leq \log_2 \left[1 + \sum_{k=1}^L \tau_k \frac{\left(\prod_{l=1}^k \left(\frac{\Xi_l}{\sqrt{\delta \sqrt{\eta} \rho_l}} \right)^{m_k} \right)}{\Gamma(\sum_{i=1}^k m_i)} \int_0^\infty y^{\sum_{i=1}^k m_i + 1} \right. \\ \left. \times \phi_2^{(k)} \left(m_1, \dots, m_k; \sum_{i=1}^k m_i; \frac{-\Xi_1 y}{\sqrt{\delta \sqrt{\eta} \rho_1}}, \dots, \frac{-\Xi_k y}{\sqrt{\delta \sqrt{\eta} \rho_k}} \right) dy \right]. \quad (\text{B.11}) \end{aligned}$$

Ensuite, en posant $\theta_k = \frac{\sqrt{\delta \sqrt{\eta} \rho_k}}{\Xi_k}$ et en utilisant la transformation (Exton, 1976, p. 177)

$$\begin{aligned} e^{-x_i} \phi_2^{(n)}(b_1, \dots, b_n; c; x_1, \dots, x_n) = \phi_2^{(n)}(b_1, \dots, b_{i-1}, c - b_1 - \dots - b_n, b_{i+1}, \dots, b_n; c; \\ x_1 - x_i, \dots, x_{i-1} - x_i, -x_i, x_{i+1} - x_i, \dots, x_n - x_i), \quad (\text{B.12}) \end{aligned}$$

l'intégrale interne dans (B.11), désignée par \mathcal{I} , peut être réécrite sous la forme suivante

$$\begin{aligned} \mathcal{I} = \int_0^\infty y^{\sum_{i=1}^k m_i + 1} e^{-\frac{y}{\theta_1}} \phi_2^{(k)} \left(0, m_2, \dots, m_k; \right. \\ \left. \sum_{i=1}^k m_i; \frac{y}{\theta_1}, \left(\frac{1}{\theta_1} - \frac{1}{\theta_2} \right) y, \dots, \left(\frac{1}{\theta_1} - \frac{1}{\theta_k} \right) y \right) dy. \quad (\text{B.13}) \end{aligned}$$

En effectuant le changement de variable $t = \frac{y}{\theta_1}$, nous obtenons

$$\begin{aligned} \mathcal{I} = \theta_1^{\sum_{i=1}^k m_i + 2} \int_0^\infty t^{\sum_{i=1}^k m_i + 1} e^{-t} \\ \times \phi_2^{(k-1)} \left(m_2, \dots, m_k; \sum_{i=1}^k m_i; \left(1 - \frac{\theta_1}{\theta_2} \right) t, \dots, \left(1 - \frac{\theta_1}{\theta_k} \right) t \right) dt, \quad (\text{B.14}) \end{aligned}$$

et en utilisant l'identité suivante (Exton, 1976, p. 51)

$$F_D^{(n)}[a, b_1, \dots, b_n; c; x_1, \dots, x_n] = \frac{1}{\Gamma(a)} \int_0^\infty e^{-t} t^{a-1} \phi_2^{(n)}[b_1, \dots, b_n; c; x_1 t, \dots, x_n t] dt, \quad (\text{B.15})$$

Nous déduisons que

$$\begin{aligned} \mathcal{I} &= \theta_1^{\sum_{i=1}^k m_i + 2} \Gamma\left(\sum_{i=1}^k m_i + 2\right) \times F_D^{(k)}\left[\sum_{i=1}^k m_i + 1, m_2, \dots, m_k; \sum_{i=1}^k m_i; 1 - \frac{\theta_1}{\theta_2}, 1 - \frac{\theta_1}{\theta_k}\right] \\ &= \left(\frac{\sqrt{\delta \sqrt{\eta} \rho_1}}{\Xi}\right)^{\sum_{i=1}^k m_i + 2} \Gamma\left(\sum_{i=1}^k m_i + 2\right) \times F_D^{(k-1)}\left(\sum_{i=1}^k m_i + 1, m_2, \dots, m_k; \right. \\ &\quad \left. \sum_{i=1}^k m_i; 1 - \sqrt{\frac{\rho_1 \Xi_2}{\rho_2 \Xi_1}}, \dots, 1 - \sqrt{\frac{\rho_1 \Xi_k}{\rho_k \Xi_1}}\right). \end{aligned} \quad (\text{B.16})$$

RÉFÉRENCES

- 3GPP-Rel15. (2019). *Technical Specification Group Services and System Aspects ; Release 15 Description ; Summary of Rel-15 Work Items*. Récupéré le 2022-07-14 de <https://www.3gpp.org/release-15>
- A. M. Mathai, R. K. S. et Haubold, H. J. (2009). *The H-Function : Theory and Applications*.
- Aalo, V., Piboongunon, T. et Efthymoglou, G. (2005). Another look at the performance of mrc schemes in nakagami-m fading channels with arbitrary parameters. *IEEE Transactions on Communications*, 53(12), 2002–2005. <http://dx.doi.org/10.1109/TCOMM.2005.860089>
- Abo Rahama, Y., Ismail, M. H. et Hassan, M. S. (2018). On the sum of independent fox's h -function variates with applications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 67(8), 6752–6760. <http://dx.doi.org/10.1109/TVT.2018.2827180>
- Al-Ogaili, F. et Shubair, R. M. (2016). Millimeter-wave mobile communications for 5g : Challenges and opportunities. Dans *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, 1003–1004. <http://dx.doi.org/10.1109/APS.2016.7696210>
- Badiu, M.-A. et Coon, J. P. (2020). Communication through a large reflecting surface with phase errors. *IEEE Wireless Communications Letters*, 9(2), 184–188. <http://dx.doi.org/10.1109/LWC.2019.2947445>
- Basar, E., Di Renzo, M., De Rosny, J., Debbah, M., Alouini, M.-S. et Zhang, R. (2019). Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces. *IEEE Access*, 7, 116753–116773. <http://dx.doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2935192>
- Bashar, M., Cumanan, K., Burr, A. G., Xiao, P. et Di Renzo, M. (2020). On the performance of reconfigurable intelligent surface-aided cell-free massive mimo uplink. Dans *GLOBECOM 2020 - 2020 IEEE Global Communications Conference*, 1–6. <http://dx.doi.org/10.1109/GLOBECOM42002.2020.9322151>

- Björnson, E. et Sanguinetti, L. (2020). Making cell-free massive mimo competitive with mmse processing and centralized implementation. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 19(1), 77–90.
<http://dx.doi.org/10.1109/TWC.2019.2941478>
- Boulogeorgos, A.-A. A., Papatirou, E. N. et Alexiou, A. (2019). Analytical performance assessment of thz wireless systems. *IEEE Access*, 7, 11436–11453. <http://dx.doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2892198>
- Chapala, V. K. et Zafaruddin, S. M. (2021). Exact analysis of ris-aided thz wireless systems over $\alpha - \mu$ fading with pointing errors. *IEEE Communications Letters*, 25(11), 3508–3512.
<http://dx.doi.org/10.1109/LCOMM.2021.3110865>
- Di Renzo, M., Ntontin, K., Song, J., Danufane, F. H., Qian, X., Lazarakis, F., De Rosny, J., Phan-Huy, D.-T., Simeone, O., Zhang, R., Debbah, M., Lerosey, G., Fink, M., Tretyakov, S. et Shamai, S. (2020). Reconfigurable intelligent surfaces vs. relaying : Differences, similarities, and performance comparison. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 1, 798–807.
<http://dx.doi.org/10.1109/OJCOMS.2020.3002955>
- Do, T. N., Kaddoum, G., Nguyen, T. L., da Costa, D. B. et Haas, Z. J. (2021). Multi-ris-aided wireless systems : Statistical characterization and performance analysis. *IEEE Transactions on Communications*, 69(12), 8641–8658. <http://dx.doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3117599>
- Du, H., Zhang, J., Cheng, J. et Ai, B. (2021). Millimeter wave communications with reconfigurable intelligent surfaces : Performance analysis and optimization. *IEEE Transactions on Communications*, 69(4), 2752–2768. <http://dx.doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3051682>
- Elayan, H., Amin, O., Shihada, B., Shubair, R. M. et Alouini, M.-S. (2020). Terahertz band : The last piece of rf spectrum puzzle for communication systems. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 1, 1–32.
<http://dx.doi.org/10.1109/OJCOMS.2019.2953633>
- ElMossallamy, M. A., Zhang, H., Song, L., Seddik, K. G., Han, Z. et Li, G. Y. (2020). Reconfigurable intelligent surfaces for wireless communications : Principles, challenges, and opportunities. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 6(3), 990–1002.
<http://dx.doi.org/10.1109/TCCN.2020.2992604>
- Exton, H. (1976). *Multiple Hypergeometric Functions and Applications*.

- Gradshteyn, I. et Ryzhik, I. (1994). *Table of Integrals, Series, and Products*.
- Hao, W., Li, J., Sun, G., Zeng, M. et Dobre, O. A. (2022). Securing reconfigurable intelligent surface-aided cell-free networks. *ArXiv, abs/2007.13293*. Récupéré de <https://arxiv.org/abs/2202.07140>
- Hao, W., Sun, G., Zeng, M., Chu, Z., Zhu, Z., Dobre, O. A. et Xiao, P. (2021). Robust design for intelligent reflecting surface-assisted mimo-ofdma terahertz iot networks. *IEEE Internet of Things Journal*, 8(16), 13052–13064. <http://dx.doi.org/10.1109/JIOT.2021.3064069>
- He, Z.-Q. et Yuan, X. (2020). Cascaded channel estimation for large intelligent metasurface assisted massive mimo. *IEEE Wireless Communications Letters*, 9(2), 210–214. <http://dx.doi.org/10.1109/LWC.2019.2948632>
- Huang, C., Yang, Z., Alexandropoulos, G. C., Xiong, K., Wei, L., Yuen, C., Zhang, Z. et Debbah, M. (2021a). Multi-hop ris-empowered terahertz communications : A drl-based hybrid beamforming design. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 39(6), 1663–1677. <http://dx.doi.org/10.1109/JSAC.2021.3071836>
- Huang, H., Wang, X., Zhang, C., Fu, S., Liu, D. et Qiu, K. (2021b). Optically centralized beamforming for reconfigurable intelligent surface-aided mmwave cloud ran. Dans *2021 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, 1–6. <http://dx.doi.org/10.1109/WCNC49053.2021.9417589>
- Humadi, K., Trigui, I., Zhu, W.-P. et Ajib, W. (2021). Coverage analysis of user-centric dense terahertz networks. *IEEE Communications Letters*, 25(9), 2864–2868.
- IEEE (2017). Ieee standard for high data rate wireless multi-media networks—amendment 2 : 100 gb/s wireless switched point-to-point physical layer. *IEEE Std 802.15.3d-2017 (Amendment to IEEE Std 802.15.3-2016 as amended by IEEE Std 802.15.3e-2017)*, 1–55. <http://dx.doi.org/10.1109/IEEESTD.2017.8066476>
- Interdonato, G., Frenger, P. et Larsson, E. G. (2019). Scalability aspects of cell-free massive mimo. Dans *ICC 2019 - 2019 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 1–6. <http://dx.doi.org/10.1109/ICC.2019.8761828>
- Kilbas, A. A. (2004). *H-Transforms : Theory and Applications*.
- Liaskos, C., Nie, S., Tsioliaridou, A., Pitsillides, A., Ioannidis, S. et Akyildiz,

- I. (2018). A new wireless communication paradigm through software-controlled metasurfaces. *IEEE Communications Magazine*, 56(9), 162–169. <http://dx.doi.org/10.1109/MCOM.2018.1700659>
- Liu, K. et Zhang, Z. (2021). On the energy-efficiency fairness of reconfigurable intelligent surface-aided cell-free network. Dans *2021 IEEE 93rd Vehicular Technology Conference (VTC2021-Spring)*, 1–6. <http://dx.doi.org/10.1109/VTC2021-Spring51267.2021.9448858>
- Lu, L., Li, G. Y., Swindlehurst, A. L., Ashikhmin, A. et Zhang, R. (2014). An overview of massive mimo : Benefits and challenges. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 8(5), 742–758. <http://dx.doi.org/10.1109/JSTSP.2014.2317671>
- Lu, Y. et Dai, L. (2020). Reconfigurable intelligent surface based hybrid precoding for thz communications. *CoRR*, *abs/2012.06261*. Récupéré de <https://arxiv.org/abs/2012.06261>
- López-Pérez, D., Ding, M., Claussen, H. et Jafari, A. H. (2015). Towards 1 gbps/ue in cellular systems : Understanding ultra-dense small cell deployments. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 17(4), 2078–2101. <http://dx.doi.org/10.1109/COMST.2015.2439636>
- Mahafza, B. R. (2008). *Radar Signal Analysis and Processing Using MATLAB* (1st éd.). Chapman Hall/CRC.
- Martos-Naya, E., Romero-Jerez, J. M., Lopez-Martinez, F. J. et Paris, J. F. (2016). A matlab program for the computation of the confluent hypergeometric function ϕ_2 . *IEEE Transactions on Communications*. Récupéré de <https://core.ac.uk/download/pdf/62909374.pdf>
- Ngo, H. Q., Ashikhmin, A., Yang, H., Larsson, E. G. et Marzetta, T. L. (2017). Cell-free massive mimo versus small cells. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 16(3), 1834–1850. <http://dx.doi.org/10.1109/TWC.2017.2655515>
- Ning, B., Chen, Z., Chen, W., Du, Y. et Fang, J. (2021). Terahertz multi-user massive mimo with intelligent reflecting surface : Beam training and hybrid beamforming. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 70(2), 1376–1393. <http://dx.doi.org/10.1109/TVT.2021.3052074>
- Pan, C., Ren, H., Wang, K., Kolb, J. F., Elkashlan, M., Chen, M., Di Renzo, M., Hao, Y., Wang, J., Swindlehurst, A. L., You, X. et Hanzo, L. (2021). Reconfigurable intelligent surfaces for 6g systems : Principles, applications, and research directions. *IEEE Communications Magazine*, 59(6), 14–20.

<http://dx.doi.org/10.1109/MCOM.001.2001076>

Quispe, J. J. L., Maciel, T. F., Silva, Y. C. B. et Klein, A. (2021). Beamforming and link activation methods for energy efficient ris-aided transmissions in c-rans. Dans *2021 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, 1–6.

<http://dx.doi.org/10.1109/GLOBECOM46510.2021.9685593>

Saad, N. et Hall, R. L. (2003). Integrals containing confluent hypergeometric functions with applications to perturbed singular potentials. *Journal of Physics A : Mathematical and General*, 36, 7771–7788.

Shakir, M. Z., Tabassum, H. et Alouini, M.-S. (2014). Analytical bounds on the area spectral efficiency of uplink heterogeneous networks over generalized fading channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 63(5), 2306–2318. <http://dx.doi.org/10.1109/TVT.2013.2291816>

Shen, K. et Yu, W. (2018). Fractional programming for communication systems—part i : Power control and beamforming. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 66(10), 2616–2630.

<http://dx.doi.org/10.1109/TSP.2018.2812733>

Trigui, I., Agbogla, E. K., Benjillali, M., Ajib, W. et Zhu, W.-P. (2021). Bit error rate analysis for reconfigurable intelligent surfaces with phase errors. *IEEE Communications Letters*, 25(7), 2176–2180.

<http://dx.doi.org/10.1109/LCOMM.2021.3071433>

Trigui, I., Ajib, W., Zhu, W.-P. et Renzo, M. D. (2022). Performance evaluation and diversity analysis of ris-assisted communications over generalized fading channels in the presence of phase noise. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 3, 593–607.

<http://dx.doi.org/10.1109/OJCOMS.2022.3160722>

Wan, Z., Gao, Z., Gao, F., Renzo, M. D. et Alouini, M.-S. (2021). Terahertz massive mimo with holographic reconfigurable intelligent surfaces. *IEEE Transactions on Communications*, 69(7), 4732–4750.

<http://dx.doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3064949>

Wu, J., Zhang, Z., Hong, Y. et Wen, Y. (2015). Cloud radio access network (c-ran) : a primer. *IEEE Network*, 29(1), 35–41.

<http://dx.doi.org/10.1109/MNET.2015.7018201>

Wu, Q. et Zhang, R. (2020a). Beamforming optimization for wireless network aided by intelligent reflecting surface with discrete phase shifts. *IEEE Transactions on Communications*, 68(3), 1838–1851.

<http://dx.doi.org/10.1109/TCOMM.2019.2958916>

Wu, Q. et Zhang, R. (2020b). Towards smart and reconfigurable environment : Intelligent reflecting surface aided wireless network. *IEEE Communications Magazine*, 58(1), 106–112.

<http://dx.doi.org/10.1109/MCOM.001.1900107>

Yang, L., Yang, Y., da Costa, D. B. et Trigui, I. (2020). Outage probability and capacity scaling law of multiple ris-aided cooperative networks. *CoRR*, abs/2007.13293. Récupéré de <https://arxiv.org/abs/2007.13293>

Ye, J., Guo, S. et Alouini, M.-S. (2020). Joint reflecting and precoding designs for ser minimization in reconfigurable intelligent surfaces assisted mimo systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 19(8), 5561–5574. <http://dx.doi.org/10.1109/TWC.2020.2994455>

Ye, J., Kammoun, A. et Alouini, M.-S. (2021). Spatially-distributed riss vs relay-assisted systems : A fair comparison. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2, 799–817.

<http://dx.doi.org/10.1109/OJCOMS.2021.3060929>

Yu, W., Xu, H., Zhang, H., Griffith, D. et Golmie, N. (2016). Ultra-dense networks : Survey of state of the art and future directions. Dans *2016 25th International Conference on Computer Communication and Networks (ICCCN)*, 1–10. <http://dx.doi.org/10.1109/ICCCN.2016.7568592>

Yuan, X., Zhang, Y.-J. A., Shi, Y., Yan, W. et Liu, H. (2021). Reconfigurable-intelligent-surface empowered wireless communications : Challenges and opportunities. *IEEE Wireless Communications*, 28(2), 136–143. <http://dx.doi.org/10.1109/MWC.001.2000256>

Zappone, A., Björnson, E., Sanguinetti, L. et Jorswieck, E. (2017). Globally optimal energy-efficient power control and receiver design in wireless networks. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 65(11), 2844–2859. <http://dx.doi.org/10.1109/TSP.2017.2673813>

Zhang, Y., Di, B., Zhang, H., Lin, J., Xu, C., Zhang, D., Li, Y. et Song, L. (2021). Beyond cell-free mimo : Energy efficient reconfigurable intelligent surface aided cell-free mimo communications. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 7(2), 412–426.

<http://dx.doi.org/10.1109/TCCN.2021.3058683>