الجـــــــــــــــــــمهوريـــــة الجـــــــــــــزائريـة الديمـــــــقراطيـة الشـــــــــعبيـة
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التـــــــــــــــــــــــــعليـم العـــــــالي و البـــــــــحث العـــلـمـــي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جـــــــــــــــامعة أبي بكـــر بلـقـايد – تـلمســـــــــــــان –
Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –
Faculté de TECHNOLOGIE

MEMOIRE

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

En : TELECOMMUNICATIONS

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

Par : SLIMANI Zineb

Sujet

Conception et optimisation du beamforming hybride pour les systèmes ISAC dans les réseaux 5G/6G.

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

M.BENDIMERAD Fethi Tarek	Prof Emérite	Université de Tlemcen	Président
M.BOUABDALLAH Réda	MAA	Université de Tlemcen	Examinateur
M .BAHRI Sidi Mohammed	MCA	Université de Tlemcen	Encadrant

Année universitaire : 2025 /2026

REMERCIEMENTS

Je souhaite exprimer ma profonde gratitude à toutes les personnes qui ont contribué à la réussite de ce projet.

En premier lieu, je remercie **ALLAH** pour Sa grâce et Sa miséricorde, qui m'ont permis d'achever ce travail dans les meilleures conditions.

J'adresse mes remerciements les plus sincères à mes parents, dont le soutien et l'encouragement ont été inestimables tout au long de cette aventure.

Je tiens à remercier chaleureusement **M. BAHRI Sidi Mohammed**, mon encadrant, pour son encadrement, sa disponibilité et son accompagnement précieux tout au long de ce projet.

J'exprime également ma reconnaissance à **M. BENDIMERAD Fethi Tarek** et à **M. BOUABDALLAH Reda**, membres de mon jury, pour le temps qu'ils m'ont consacré, la pertinence de leurs remarques et leur contribution à l'évaluation de mon travail.

Enfin, j'exprime ma gratitude à tous ceux qui m'ont apporté leur soutien et leurs encouragements, de près ou de loin, tout au long de cette expérience.

Merci.

DÉDICACE

Je dédie ce mémoire de fin d'études à **mes chers parents** et ma tante **Wafaa,** qui ont toujours été à mes côtés par leur amour, leurs sacrifices, leurs encouragements et leur soutien indéfectible tout au long de mon parcours. Aucun mot ne saurait exprimer toute ma gratitude envers eux.

À **mon cher frère** et à **ma chère sœur**, pour leur affection, leur présence et leurs encouragements qui m'ont toujours donné la force d'avancer.

À mon amie **Malak**, qui m'a énormément aidé et soutenu durant cette période. Merci pour ton écoute, tes conseils et ton encouragement dans les moments les plus difficiles.

À mes amies avec qui j'ai partagé les années d'études, les moments de travail, de stress et de réussite. Merci pour votre soutien, votre bonne humeur et tous les souvenirs que nous avons construits ensemble.

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

Avec toute ma reconnaissance et mon affection.

Résumé

Ce mémoire traite de la conception et de l'optimisation de systèmes ISAC (Integrated Sensing and Communications) pour les réseaux 5G/6G, en s'appuyant sur une architecture de beamforming hybride analogique-numérique afin d'assurer conjointement les fonctions de communication et de détection. Face aux contraintes matérielles des bandes millimétriques, le beamforming hybride s'impose comme un compromis efficace entre performance et complexité, en réduisant le nombre de chaînes RF tout en maintenant une efficacité spectrale proche de celle des architectures entièrement numériques.

Le principal apport de ce mémoire repose sur l'étude et l'évaluation de l'algorithme ItAlHAD à travers des simulations MATLAB réalisées sur un système ISAC MU-MIMO. Les résultats obtenus montrent que cet algorithme garantit le respect de la contrainte radar ($G(\varphi_q) \geq \Delta_q$) avec une probabilité de panne nulle, tout en atteignant des performances proches de celles d'un précodage entièrement numérique, même avec un nombre réduit de chaînes RF. Il surpasse ainsi les approches concurrentes, qui présentent des taux de panne radar significatifs.

Ainsi, ce travail démontre l'efficacité du beamforming hybride pour les systèmes ISAC et met en évidence son potentiel pour répondre aux exigences des futurs réseaux 5G/6G en matière de communication et de détection intégrées.

Mots-clés : Beamforming hybride, ISAC, Massive MIMO, ondes millimétriques, 5G/6G, optimisation, ItAlHAD, détection radar, précodage, MU-MIMO.

Abstract

This dissertation addresses the design and optimization of Integrated Sensing and Communications (ISAC) systems for 5G/6G networks based on a hybrid analog-digital beamforming architecture, enabling the simultaneous execution of communication and sensing functions. Given the hardware constraints associated with millimeter-wave frequency bands, hybrid beamforming emerges as an effective trade-off between performance and complexity by reducing the number of RF chains while maintaining a spectral efficiency close to that of fully digital architectures.

The main contribution of this work lies in the study and evaluation of the ItAlHAD algorithm through MATLAB simulations performed on a multi-user MIMO ISAC system. The obtained results demonstrate that the proposed algorithm guarantees the fulfillment of the radar constraint with zero outage probability while achieving performance close to that of a fully digital precoder, even with a limited number of RF chains. Furthermore, it outperforms competing approaches, which exhibit significant radar outage rates.

Therefore, this work demonstrates the effectiveness of hybrid beamforming for ISAC systems and highlights its potential to meet the requirements of future 5G/6G networks in terms of integrated communication and sensing.

Keywords: Hybrid beamforming, ISAC, Massive MIMO, millimeter wave, 5G/6G, optimization, ItAlHAD, radar sensing, precoding, MU-MIMO.

الملخص

لشبكات الجيلين الخامس والسادس (ISAC) يتناول هذا المذكرة تصميم وتحسين أنظمة الاتصالات والاستشعار المتكاملة ، بالاعتماد على بنية تشكيل حزم هجينة تناظرية-رقمية تتيح تنفيذ وظيفتي الاتصال والاستشعار بشكل متزامن. (5G/6G) ونظراً للقيود المادية المرتبطة بنطاقات الموجات المليمترية، يُعدّ تشكيل الحزم الهجين حلاً وسطاً فعالاً بين الأداء والتعقيد، مع الحفاظ على كفاءة طيفية قريبة من تلك التي تحققها البنى (RF) إذ يساهم في تقليل عدد سلاسل الترددات الراديوية الرقمية الكاملة.

من خلال محاكاة باستخدام برنامج ItAlHAD تتمثل المساهمة الرئيسية لهذا العمل في دراسة وتقييم خوارزمية متعدد المستخدمين ومتعدد الهوائيات ISAC على نظام MATLAB (MU-MIMO). وقد أظهرت النتائج المتحصل عليها أن هذه الخوارزمية تضمن احترام قيد الاستشعار الراداري مع احتمال انقطاع معدوم، مع تحقيق أداء قريب من أداء RF. المُشكِّل المسبق الرقمي الكامل، حتى مع عدد محدود من سلاسل كما تتفوق على المقاربات المنافسة التي تُظهر معدلات انقطاع راداري مرتفعة.

وبذلك، يبرهن هذا العمل على فعالية تشكيل الحزم الهجين في أنظمة ISAC، ويبرز إمكاناته في تلبية متطلبات شبكات G6/G5 المستقبلية من حيث التكامل بين وظائف الاتصال والاستشعار.

الكلمات المفتاحية : تشكيل الحزم الهجين، الاستشعار والاتصالات المتكاملة(ISAC) ، الهوائيات الضخمة متعددة المداخل والمخارج(Massive MIMO) ، الموجات المليمترية، الجيل الخامس/الجيل السادس ، التحسين، خوارزميةItAlHAD ، الاستشعار الراداري، التشفير المسبق ، MU-MIMO.

Table des matières

Remerciement i

Dédicaces ii

Résumé iii

Table des matières vi

Liste des figures xi

Liste des abréviations xiii

Introduction générale 1

Chapitre I : Des Réseaux 5G aux 6G

I.1 Introduction 4

I.2 Technique 5G 4

I.2.1 Les ondes millimétriques 5

I.2.2 Full-duplex 6

I.2.3 Les petites cellules 7

I.2.4 Massive MIMO 7

I.2.5 La formation de faisceaux (Beamforming) 8

I.2.6 OFDM 9

I.3. Vers la 6G : Vision et Défis 10

I.3.1 Cas d'usage émergents 11

I.3.1.1 Réalité étendue (XR) et environnements immersifs 11

I.3.1.2 Jumeaux numériques (Digital Twins) 12

I.3.1.3 Systèmes autonomes intelligents 12

I.3.2 Objectifs de performance de la 6G 12

I.3.3 Concepts clés de la 6G 13

I.3.3.1 Integrated Sensing and Communications (ISAC) 13

I.3.3.2 Bandes Térahertz (THz) 13

1.3.3.3 Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS) 13

I.4 Conclusion 14

Chapitre II : Technique de formation de faisceaux pour les systèmes mimo massif

II.1 Introduction 16

II.2 Formation des faisceaux 16

II.2.1 Principes fondamentaux 17

II.2.1.1 Contrôle des phases et des amplitudes 17

II.2.1.2 Émission directionnelle 17

II.2.1.3 Réception optimisée 18

II.2.2 Avantages et limites de la formation de faisceaux 18

II.2.2.1 Avantages de la formation de faisceaux 18

II.2.2.2 limites de la formation de faisceaux 19

II.3 Techniques de formation de faisceaux 19

II.3.1 Techniques de formation de faisceaux analogique 19

II.3.2 Techniques de formation de faisceaux numérique 20

II.4 Comparaison entre formation analogique et numérique 21

II.5 Avantages et inconvénients des techniques de formation de faisceaux 22

II.6 Classification des techniques de formation de faisceaux 23

II.6.1 Formation conventionnelle (beamforming commuté) 23

II.6.2 Formation adaptative 24

II.7 Conclusion 25

Chapitre III : Formation de faisceaux hybride

III.1 Introduction 27

III.2 Définition de la formation de faisceaux hybride 27

III.3 Architecture générale de formation des faisceaux hybride 28

III.4 La méthodologie proposée 29

III.5 Architecture d'un Système de Formation de Faisceau Hybride 30

III.6 Structure de formation de faisceau hybride 31

III.6.1 Structure entièrement connectée 31

III.6.2 Structure partiellement connectée 32

III.7 Comparaison entre les structures 33

III.8 Avantages de la formation de faisceaux hybride (HBF) 35

III.8.1 Réduction significative du coût matériel 35

III.8.2 Réduction de la consommation d'énergie 35

III.8.3 Bon compromis entre performance et complexité 35

III.8.4 Adapté aux hautes fréquences (mmWave) 35

III.8.5 Scalabilité pour les systèmes massive MIMO 35

III.8.6 Flexibilité dans la conception du système 35

III.8.7 Support des systèmes ISAC (Communication et Radar) 36

III.9 Systèmes ISAC : Intégration communication et radar 36

III.9.1 Concepts fondamentaux 36

III.9.2 Applications potentielles 37

III.9.3 État de l'art des techniques de beamforming ISAC 39

III.10 Conclusion 40

Chapitre IV : Résultats et Simulation

IV.1 Introduction 41

IV.2 Modélisation du Système ISAC MU-MIMO 41

IV.2.1 Description du Scénario ISAC 41

IV.2.2 Modèle du Signal Transmis 42

IV.2.3 Modèle du Canal de Communication mmWave 43

IV.2.4 Modèle de Détection Radio (Radio-Sensing) 44

IV.3 Formulation du Problème d'Optimisation 44

IV.3.1 Problème Original 44

IV.3.2 Reformulation WMMSE 45

IV.4 L'Algorithme ItAlHAD 46

IV.4.1 Principe Général de l'Optimisation Alternée 46

IV.4.2 Mise à Jour des Récepteurs et des Poids WMMSE 46

IV.4.3 Majoration-Minimisation et Calcul de la Cible W^0 47

IV.4.4 Mise à Jour du Précodeur Analogique W_a 47

IV.4.5 Mise à Jour du Précodeur Numérique W_d 47

IV.4.6 Mise à Jour des Multiplicateurs de Lagrange 48

IV.4.7 Critère de Convergence 48

IV.4.8 Récapitulatif : Pseudo-code de l'Algorithme ItAlHAD 48

IV.5 Résultats de Simulation et Analyse 49

IV.5.1 Scénario 1 — Beampattern Transmis 49

IV.5.1.1 Description du Scénario 1 49

IV.5.1.2 Paramètres de Simulation du Scénario 1 50

IV.5.1.3 Résultats du Scénario 1 51

IV.5.1.4 Interprétation des Résultats du Scénario 1 52

IV.5.2 Scénario 2 — Débit Moyen en Fonction de la Contrainte Δ 53

IV.5.2.1 Description du Scénario 2 53

IV.5.2.2 Paramètres de Simulation du Scénario 2 53

IV.5.2.3 Résultats du Scénario 2 55

IV.5.2.4 Interprétation des Résultats du Scénario 2 55

IV.6 Conclusion 56

Conclusion générale 57

Bibliographie 58

Liste des figures

FIGURE I.1 : RESEAU D'ACCES RADIO HETEROGENE 5G. [1] 5

FIGURE I.2 : PROPAGATION DES ONDES MILLIMETRIQUES (MMWAVE) ET IMPACT DU BEAMFORMING SUR LA COMPENSATION DES PERTES [6] 6

FIGURE I.3 : PRINCIPE DU FULL-DUPLEX ET MECANISMES D'ANNULATION DE L'AUTO-INTERFERENCE. [5] 7

FIGURE I.4 : ARCHITECTURE D'UN RESEAU 5G HETEROGENE INTEGRANT LE MIMO MASSIF, LES PETITES CELLULES ET LA COMMUNICATION D2D. [9] 8

FIGURE I.5 : UN SYSTEME OFDM COMPLET COMPREND UN EMETTEUR (A GAUCHE) ET UN RECEPTEUR (A DROITE). [10] 10

FIGURE I.6 : VISION GLOBALE DE LA 6G ILLUSTRANT LES CAS D'USAGE EMERGENTS ET LES TECHNOLOGIES CLES. [11] 11

FIGURE I.7 : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE SURFACE INTELLIGENTE RECONFIGURABLE (RIS) ET AMELIORATION DE LA PROPAGATION DU SIGNAL. [18] 13

FIGURE II.1 : PRINCIPE DE FORMATION DE FAISCEAUX 15

FIGURE II.2 : PRINCIPE FONDAMENTAL DE LA FORMATION DE FAISCEAUX. 16

FIGURE II.3 : FORMATION DE FAISCEAUX ANALOGIQUE. [20] 19

FIGURE II.4 : FORMATION DE FAISCEAUX NUMERIQUE. [20] 19

FIGURE II.5 : FORMATION CONVENTIONNELLE. 22

FIGURE II.6 : FORMATION ADAPTATIVE. 23

FIGURE III.1 : ARCHITECTURE DE LA FORMATION DE FAISCEAUX HYBRIDE. [25] 26

FIGURE III.2 : ARCHITECTURE GENERALE D'UN SYSTEME DE FORMATION DE FAISCEAUX HYBRIDE (EMISSION/RECEPTION). [27] 27

FIGURE III.3 : ARCHITECTURE HYBRIDE ENTIEREMENT CONNECTEE. [25] 28

FIGURE III.4 : ARCHITECTURE HYBRIDE PARTIELLEMENT CONNECTEE. [23] ... 29

FIGURE III.5 : ARCHITECTURE D'UN SYSTEME ISAC (INTEGRATED SENSING AND COMMUNICATION) AVEC FORMATION DE FAISCEAUX [X]. [32] 34

FIGURE IV.1 : SCENARIO ISAC MU-MIMO [33] 39

FIGURE IV.2 : Illustration d'un système ISAC MIMO à formation de faisceaux hybride….40

FIGURE IV.3 : Description du Scénario 1……..47

FIGURE IV.4 : Description du Scénario 2…….….51

FIGURE IV.5 : BEAMPATTERN TRANSMIS OBTENU PAR L'ALGORITHME ItAlHAD 49

FIGURE IV.6 : DEBIT MOYEN (BPS/HZ) EN FONCTION DE LA CONTRAINTE Δ..... 52

Liste des abréviations

3GPP	Projet de Partenariat de 3ème Génération (3rd Generation Partnership Project)
4G	Quatrième Génération (Fourth Generation)
5G	Cinquième Génération (Fifth Generation)
6G	Sixième Génération (Sixth Generation)
ADC	Convertisseur Analogique-Numérique (Analog-to-Digital Converter)
AR	Réalité Augmentée (Augmented Reality)
AWGN	Bruit Blanc Gaussien Additif (Additive White Gaussian Noise)
BStx	Station de Base Émettrice (Base Station Transmitter)
CP	Préfixe Cyclique (Cyclic Prefix)
CSI	Information d'État du Canal (Channel State Information)
D2D	Communication Dispositif à Dispositif (Device-to-Device)
DAC	Convertisseur Numérique-Analogique (Digital-to-Analog Converter)
DEMUX	Démultiplexeur (Demultiplexer)

DFRC	Radar-Communication à Double Fonction (Dual-Functional Radar-Communication)
FBB	Matrice de Beamforming Numérique (Digital Beamforming Matrix)
FDD	Duplexage par Répartition en Fréquence (Frequency Division Duplex)
FFT	Transformée de Fourier Rapide (Fast Fourier Transform)
FR1	Plage de Fréquences 1 (sub-6 GHz) (Frequency Range 1)
FR2	Plage de Fréquences 2 (ondes millimétriques) (Frequency Range 2)
FRF	Matrice de Beamforming Analogique (Analog Beamforming Matrix)
HAD	Hybride Analogique-Numérique (Hybrid Analog-Digital)
HBF	Formation de Faisceaux Hybride (Hybrid BeamForming)
IFFT	Transformée de Fourier Rapide Inverse (Inverse Fast Fourier Transform)
IMT-2030	Télécommunications Mobiles Internationales 2030 (International Mobile Telecommunications 2030)
IoT	Internet des Objets (Internet of Things)
ISAC	Détection et Communications Intégrées (Integrated Sensing and Communications)
ISI	Interférence Inter-Symbole (Inter-Symbol Interference)

ItAlHAD	Hybride Analogique-Numérique Alterné Itératif (Iterative Alternating Hybrid Analog-Digital)
IUI	Interférence Inter-Utilisateurs (Inter-User Interference)
LMS	Moindres Carrés Moyens (Least Mean Squares)
M2M	Machine à Machine (Machine-to-Machine)
MIMO	Entrées Multiples Sorties Multiples (Multiple Input Multiple Output)
MM	Majoration-Minimisation (Majorization-Minimization)
mmWave	Ondes Millimétriques (Millimeter Wave)
mMTC	Communications de Type Machine Massives (massive Machine Type Communications)
MR	Réalité Mixte (Mixed Reality)
MSE	Erreur Quadratique Moyenne (Mean Square Error)
MU-MIMO	MIMO Multi-Utilisateurs (Multi-User MIMO)
MUX	Multiplexeur (Multiplexer)
MVDR	Réponse Sans Distorsion à Variance Minimale (Minimum Variance Distortionless Response)

NR	Nouvelle Radio (New Radio)
OFDM	Multiplexage par Répartition Orthogonale de la Fréquence (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
PAPR	Rapport Puissance Crête sur Puissance Moyenne (Peak-to-Average Power Ratio)
QAM	Modulation d'Amplitude en Quadrature (Quadrature Amplitude Modulation)
QoS	Qualité de Service (Quality of Service)
RF	Radiofréquence (Radio Frequency)
RIS	Surfaces Intelligentes Reconfigurables (Reconfigurable Intelligent Surfaces)
RLS	Moindres Carrés Récursifs (Recursive Least Squares)
RSb	Faisceau de Détection Radio (Radio-Sensing Beam)
SI	Auto-Interférence (Self-Interference)
SINR	Rapport Signal sur Interférence plus Bruit (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio)
SNR	Rapport Signal sur Bruit (Signal-to-Noise Ratio)

TDD	Duplexage par Répartition dans le Temps (Time Division Duplex)
THz	Térahertz (Terahertz)
UE	Équipement Utilisateur (User Equipment)
ULA	Réseau Linéaire Uniforme (Uniform Linear Array)
URLLC	Communication Ultra-Fiable à Faible Latence (Ultra-Reliable Low-Latency Communication)
V2I	Véhicule à Infrastructure (Vehicle-to-Infrastructure)
V2V	Véhicule à Véhicule (Vehicle-to-Vehicle)
V2X	Véhicule à Tout (Vehicle-to-Everything)
VR	Réalité Virtuelle (Virtual Reality)
WMMSE	Erreur Quadratique Moyenne Minimale Pondérée (Weighted Minimum Mean Square Error)
XR	Réalité Étendue (Extended Reality)
ZF	Forçage à Zéro (Zero-Forcing)

Introduction générale

Les réseaux de communications mobiles connaissent une évolution continue, portée par des besoins croissants en débit, en fiabilité et en connectivité. La cinquième génération (5G), définie par le 3GPP sous la norme New Radio (NR), répond à ces exigences en s'appuyant sur des technologies avancées telles que le Massive MIMO, l'OFDM et les communications en ondes millimétriques. Si ces technologies permettent d'atteindre des performances remarquables, leur déploiement pratique se heurte à des contraintes matérielles importantes, notamment dans les bandes millimétriques où les pertes de propagation sont élevées et où chaque chaîne radiofréquence représente un coût matériel et énergétique significatif.

Pour répondre à ce défi, une nouvelle approche de l'architecture matérielle des systèmes d'antennes s'est imposée**.** En effet, un beamforming entièrement numérique, bien qu'optimal en termes de performances, nécessite une chaîne RF dédiée pour chaque antenne, ce qui engendre des contraintes matérielles et énergétiques importantes lorsque le nombre d'antennes devient très élevé, comme dans les systèmes Massive MIMO en bandes millimétriques. À l'opposé, un beamforming purement analogique réduit la complexité matérielle mais sacrifie la flexibilité et les performances. C'est précisément pour combler cet écart que le beamforming hybride analogique-numérique a été proposé : en combinant un réseau de déphaseurs analogiques à un traitement numérique en bande de base, cette architecture réduit considérablement le nombre de chaînes RF tout en maintenant une efficacité spectrale proche du beamforming entièrement numérique, offrant ainsi le meilleur compromis entre performance et faisabilité matérielle.

Dans la perspective de la sixième génération (6G), de nouveaux concepts émergent pour étendre les capacités des réseaux au-delà de la simple communication. Parmi eux, l'ISAC vise à intégrer les fonctions de communication et de détection radar au sein d'une même plateforme, en partageant le spectre et les ressources matérielles. Cette intégration introduit un défi supplémentaire dans la conception du beamforming hybride : le système doit désormais assurer simultanément la transmission de données vers les utilisateurs et la détection de cibles dans des directions prédéfinies, deux objectifs qui entrent naturellement en compétition et qui nécessitent un compromis soigneusement maîtrisé.

C'est dans ce contexte que s'inscrit ce mémoire, dont l'objectif est d'étudier et d'optimiser un beamforming hybride pour un système ISAC multi-utilisateurs en bandes millimétriques. La démarche adoptée repose sur un algorithme d'optimisation itératif,

l'ItAlHAD, qui permet de traiter conjointement les deux fonctions du système tout en respectant les contraintes matérielles imposées par l'architecture hybride. Les résultats obtenus sont validés par des simulations réalisées sous MATLAB.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

Le premier présente les fondements technologiques de la 5G ainsi que les principales orientations de la 6G, notamment l'ISAC, les bandes térahertz et les surfaces intelligentes reconfigurables.

Le deuxième chapitre étudie les techniques de formation de faisceaux en comparant les approches analogique et numérique et en analysant leurs avantages et leurs limites.

Le troisième chapitre est consacré au beamforming hybride, avec une présentation des différentes architectures et leur intégration dans les systèmes ISAC.

Le quatrième chapitre constitue la contribution principale du mémoire : il présente la modélisation du système, la formulation du problème d'optimisation, l'algorithme proposé et les résultats de simulation avec leur analyse comparative.

Nous finirons notre mémoire par une conclusion.

Chapitre I
Des Réseaux 5G aux 6G

I.1 Introduction

Les systèmes de communications sans fil ont connu une évolution rapide afin de répondre aux besoins croissants en connectivité, en débit et en fiabilité. Dans ce contexte, la 5G introduit des technologies avancées telles que le Massive MIMO, le beamforming et les communications en ondes millimétriques, permettant d'améliorer significativement les performances des réseaux. Dans la continuité de cette évolution, la 6G vise à dépasser les limites actuelles en intégrant des fonctionnalités intelligentes et des services innovants, ouvrant la voie à des applications immersives et ultra-connectées. Ce chapitre présente ainsi les fondements technologiques de la 5G ainsi que les principales orientations vers la 6G.

I.2 Technique 5G

La cinquième génération des réseaux mobiles repose sur la norme 5G New Radio (NR), définie par le 3rd Generation Partnership Project. Contrairement aux générations précédentes, elle se distingue par une architecture radio hautement flexible, capable d'opérer sur une large gamme de fréquences, principalement réparties en deux catégories : FR1 (sub-6 GHz) et FR2 (ondes millimétriques, au-delà de 24 GHz) [1]. Cette extension du spectre permet d'accroître significativement la capacité et les débits du système, tout en introduisant des contraintes supplémentaires liées aux phénomènes de propagation radio. [2]

Cette adaptabilité confère au système une meilleure robustesse face aux conditions de propagation hétérogènes, tout en assurant la prise en charge de services aux exigences variées.

Par ailleurs, la 5G intègre des techniques avancées d'antennes, notamment le Massive MIMO et la formation de faisceaux (beamforming), visant à améliorer l'efficacité spectrale et à atténuer les pertes de propagation, particulièrement aux hautes fréquences. [3],[4]

L'intégration de ces technologies, combinée à une stratégie de densification du réseau reposant sur le déploiement de petites cellules, constitue le fondement technologique des réseaux 5G. [5]

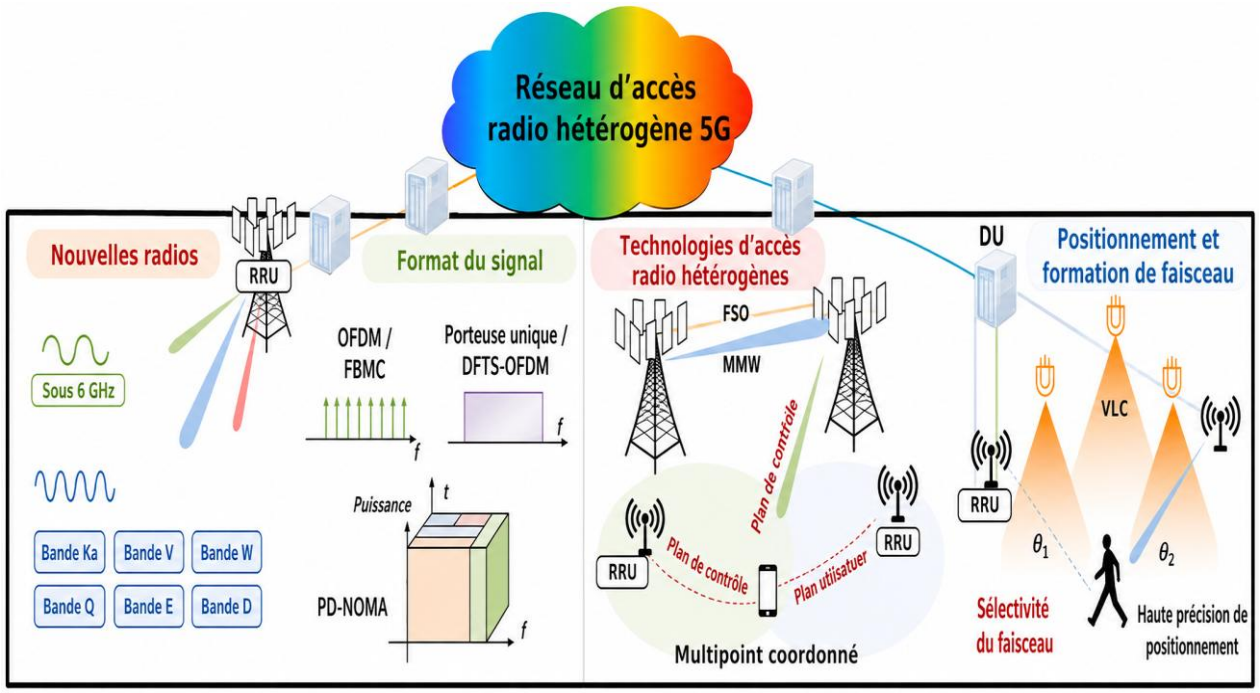


Figure I.1 : Réseau d'accès radio hétérogène 5G. [1]

I.2.1 Les ondes millimétriques

L'une des innovations majeures de la 5G réside dans l'exploitation des bandes millimétriques, généralement situées au-delà de 24 GHz (FR2) [1]. Ces bandes offrent des largeurs de bande nettement supérieures à celles des fréquences sub-6 GHz, permettant d'atteindre des débits de plusieurs gigabits par seconde.

Cependant, la propagation aux fréquences millimétriques présente des contraintes importantes. La perte en espace libre augmente avec la fréquence selon une relation logarithmique proportionnelle à 20log10(f) [2]. De plus, les signaux mmWave sont fortement sensibles au blocage par les obstacles physiques et présentent une faible capacité de diffraction. Le canal est généralement caractérisé par un nombre limité de trajets dominants, conduisant à un modèle dit « sparse ». [2]

Ces limitations nécessitent l'utilisation d'antennes à grand nombre d'éléments afin de compenser les pertes de propagation par un gain directionnel élevé, rendant indispensable l'utilisation du beamforming.

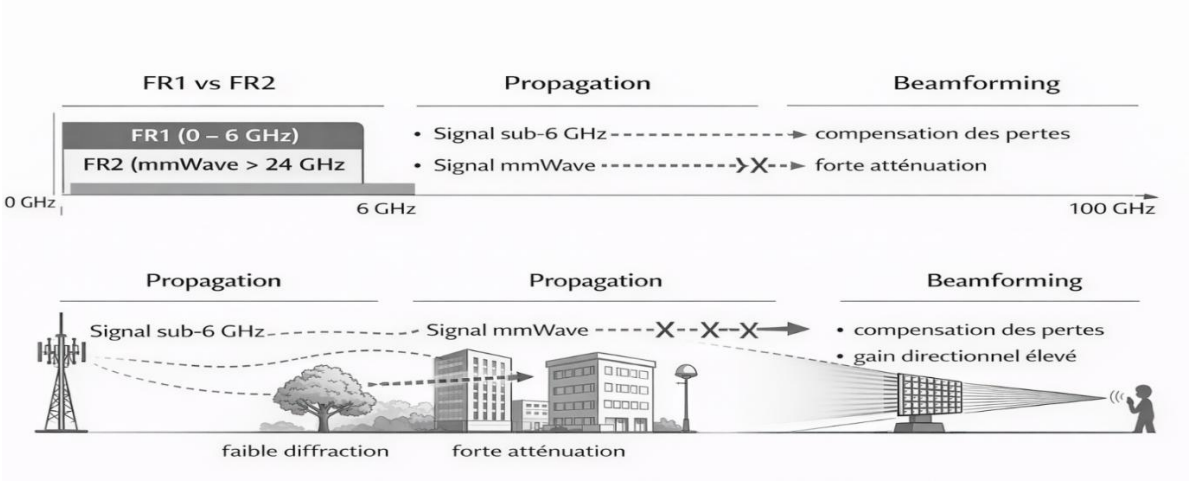


Figure I.2 : Propagation des ondes millimétriques (mmWave) et impact du beamforming sur la compensation des pertes [6].

I.2.2 Full-duplex

Classiquement, les systèmes cellulaires fonctionnent en mode full-duplex, soit en duplexage en fréquence (FDD), soit en duplexage temporel (TDD), où la transmission et la réception sont séparées. Le full-duplex en bande (*in-band full-duplex*) permet la transmission et la réception simultanées sur une même bande de fréquence, ce qui peut théoriquement doubler l'efficacité spectrale du système. [4]

Le principal défi du full-duplex est lié au phénomène d'auto-interférence (*Self-Interference, SI*). Le signal transmis, de forte puissance, interfère avec le signal reçu, beaucoup plus faible, ce qui rend sa détection difficile sans techniques d'annulation adaptées [4].Pour rendre cette technologie exploitable, plusieurs mécanismes sont nécessaires : l'isolation passive des antennes, l'annulation analogique en radiofréquence et l'annulation numérique en bande de base. [7]

Dans les systèmes Massive MIMO, le beamforming peut également être utilisé pour réduire spatialement l'auto-interférence, notamment par la formation de zéros (*null steering*).[5] Le full-duplex présente un fort potentiel en termes d'efficacité spectrale, mais reste limité par des contraintes pratiques liées à la complexité matérielle et aux performances des composants RF, ce qui freine son déploiement à grande échelle. [7]

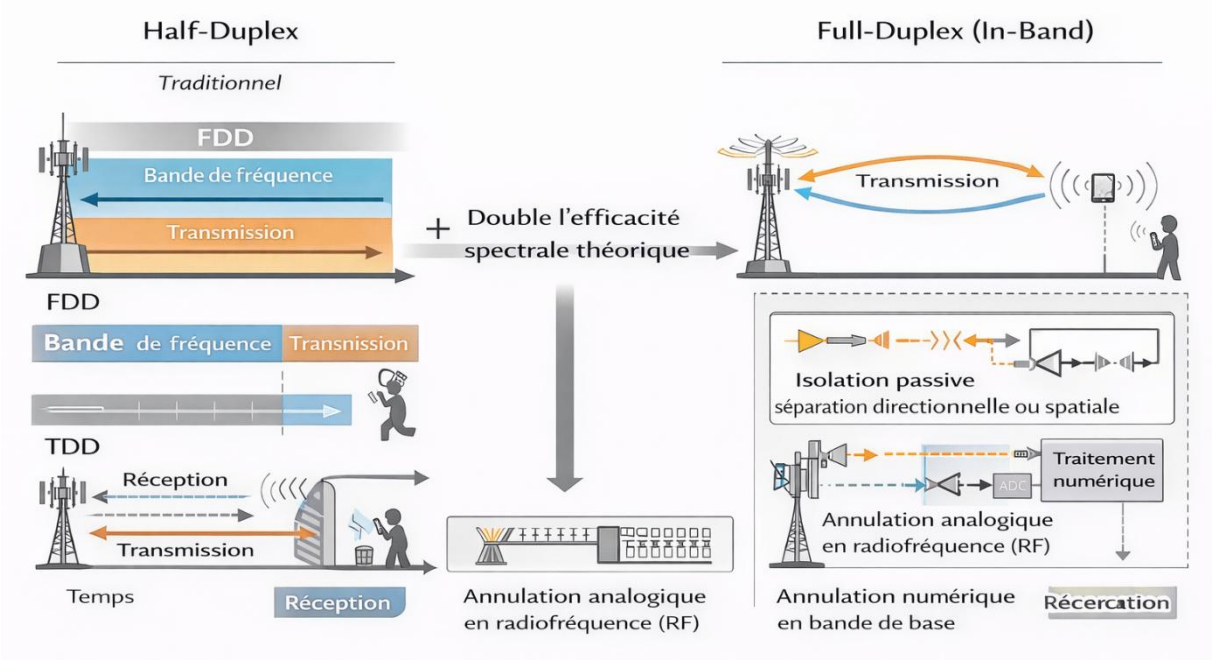


Figure I.3 : Principe du full-duplex et mécanismes d'annulation de l'auto-interférence. [5]

I.2.3 Les petites cellules

Pour augmenter la capacité du réseau, la 5G adopte une stratégie de densification basée sur le déploiement de petites cellules [1]. La réduction de la distance entre la station de base et l'utilisateur permet d'augmenter le rapport signal sur bruit (SNR) et d'améliorer l'efficacité spectrale.

La densification accroît également les interférences inter-cellules, ce qui nécessite des techniques de coordination ainsi que l'utilisation de transmissions directionnelles. La combinaison de la densification et du beamforming permet d'améliorer la réutilisation spatiale du spectre. [8]

I.2.4 Massive MIMO

Le Massive MIMO constitue un pilier fondamental de la 5G. Il repose sur l'utilisation d'un grand nombre d'antennes à la station de base, généralement avec M≫K, où M représente le nombre d'antennes et K le nombre d'utilisateurs. [5]

Le modèle système MIMO peut être exprimé comme :

$$y = Hx + n \qquad \textbf{(I.1)}$$

Où H est la matrice du canal, x le vecteur transmis et n le bruit additif. [5]

L'augmentation du nombre d'antennes permet d'obtenir :

- Un gain d'antenne (*array gain*).
- Un multiplexage spatial amélioré.
- Une réduction des interférences inter-utilisateurs.

Un traitement entièrement numérique nécessite une chaîne RF par antenne, ce qui augmente la complexité matérielle et la consommation énergétique, en particulier dans les bandes millimétriques.

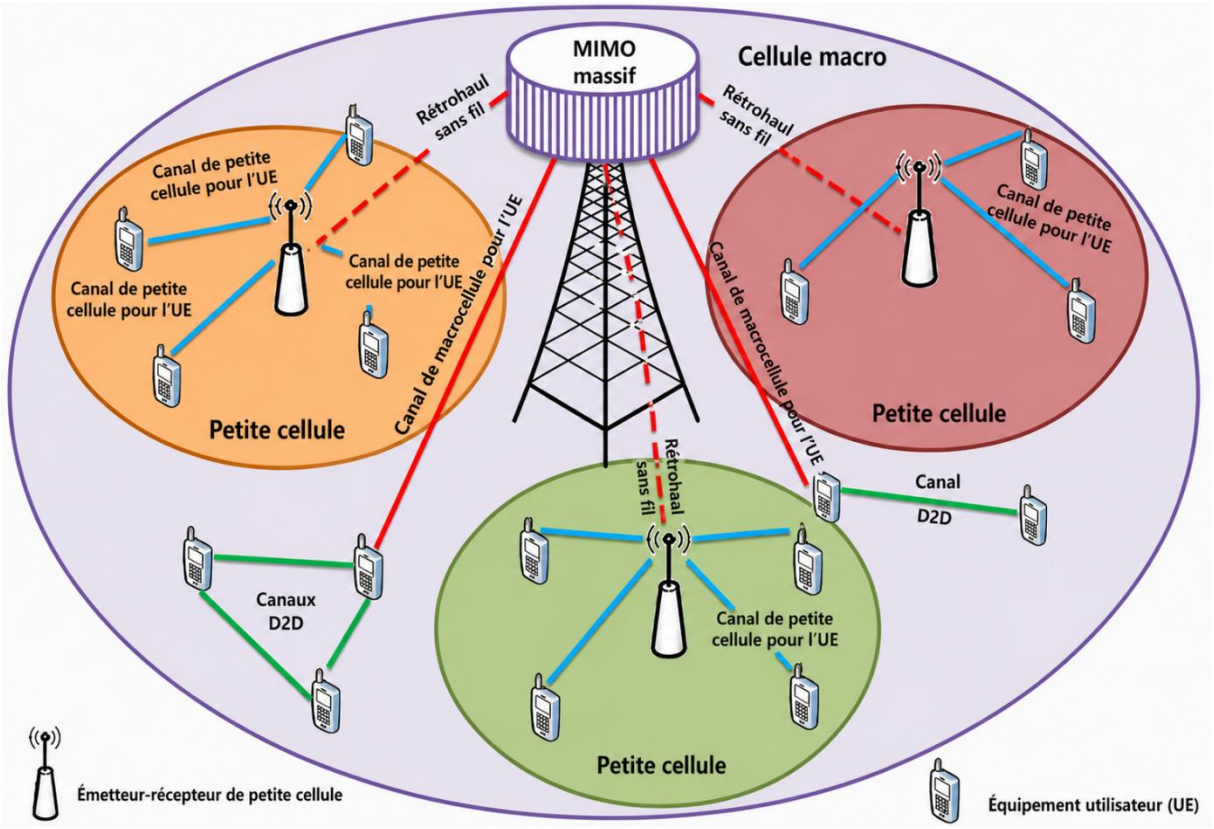


Figure I.4 : Architecture d'un réseau 5G hétérogène intégrant le MIMO massif, les petites cellules et la communication D2D. [9]

I.2.5 La formation de faisceaux (Beamforming)

Le beamforming consiste à ajuster les phases et les amplitudes des signaux transmis par les antennes afin de concentrer l'énergie dans une direction spécifique. Cette technique permet de compenser les pertes de propagation et d'augmenter le SNR. [3]

On distingue trois architectures principales :

- Beamforming analogique, réalisé en radiofréquence à l'aide de déphaseurs.
- Beamforming numérique, réalisé en bande de base avec une chaîne RF par antenne.
- Beamforming hybride, combinant traitement analogique et numérique.

Dans l'architecture hybride, la matrice de précodage globale peut s'écrire :

$$F = F_{RF} \times F_{BB} \quad \textbf{(I.2)}$$

Où F_{RF} est la matrice analogique soumise à des contraintes de module constant et F_{BB} la matrice numérique. [3]

Le beamforming hybride permet de réduire le nombre de chaînes RF tout en conservant des performances proches du beamforming numérique complet. Il constitue ainsi une solution adaptée aux systèmes mmWave à grand nombre d'antennes.

I.2.6 OFDM

La 5G NR adopte l'Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) comme technique de modulation principale [9]. L'OFDM divise la bande passante en un ensemble de sous-porteuses orthogonales, transformant un canal sélectif en fréquence en plusieurs canaux plats, plus simples à égaliser.

Le signal OFDM peut être exprimé comme :

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \, e^{j2\pi k \Delta f t} \quad \textbf{(I.3)}$$

Où X_k représente le symbole transmis sur la k-ième sous-porteuse et Δf =1/T garantit l'orthogonalité entre les sous-porteuses.L'ajout d'un préfixe cyclique (CP) permet de supprimer l'interférence inter-symbole (ISI), à condition que sa durée soit supérieure ou égale au délai de propagation maximal du canal. Il transforme ainsi la convolution linéaire du canal en une convolution circulaire, facilitant l'égalisation dans le domaine fréquentiel.

L'OFDM présente plusieurs avantages :

- Robustesse au multi-trajet.
- Compatibilité avec le Massive MIMO.
- Flexibilité des espacements de sous-porteuses.

Son principal inconvénient est le fort rapport crête-moyenne (PAPR).

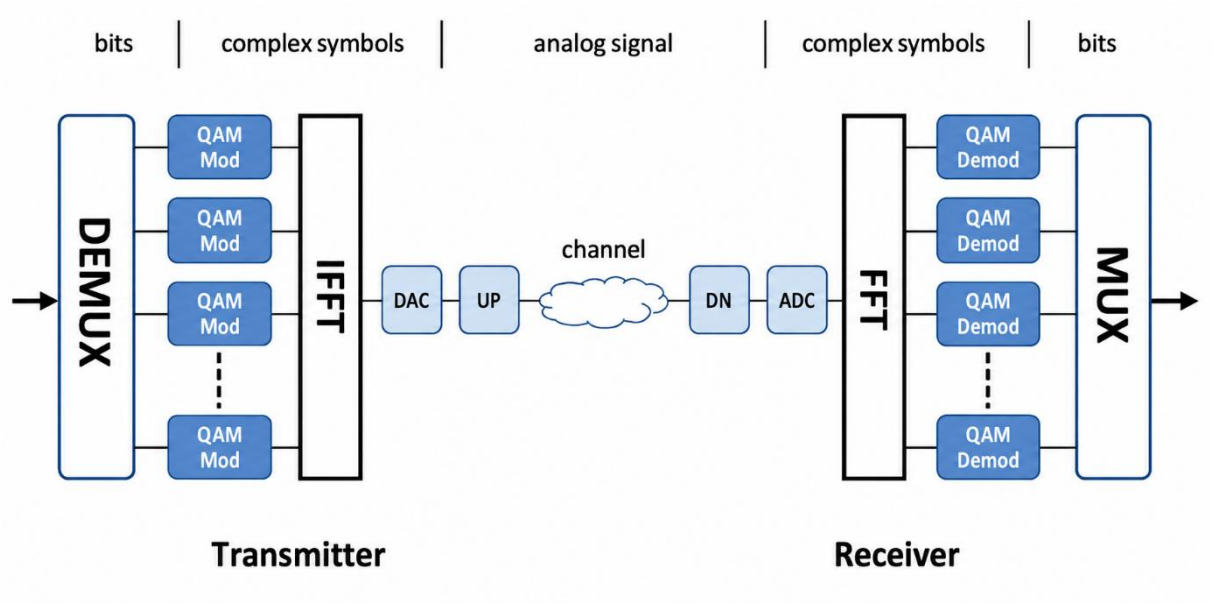


Figure I.5 : Un système OFDM complet comprend un émetteur (à gauche) et un récepteur (à droite). [10]

I.3. Vers la 6G : Vision et Défis

Au-delà de la 5G, la communauté scientifique et industrielle s'oriente vers la sixième génération des réseaux mobiles (6G), en cohérence avec la vision définie dans le cadre de l'IMT-2030 [11]. La 6G vise à dépasser les performances de la 5G en termes de débit, de latence, de fiabilité et d'efficacité énergétique, tout en intégrant de nouvelles fonctionnalités intelligentes.

La 6G ne se limite pas à l'amélioration des communications sans fil. Elle vise à transformer le réseau en une plateforme intelligente capable de percevoir son environnement, d'interagir avec celui-ci et de supporter des applications immersives et fortement connectées.



Figure I.6 : Vision globale de la 6G illustrant les cas d'usage émergents et les technologies clés. [11]

I.3.1 Cas d'usage émergents

La 6G est motivée par l'émergence de nouveaux services numériques nécessitant des performances extrêmes en termes de débit, de latence et de fiabilité [11]. Parmi ces applications figurent notamment la réalité étendue, les jumeaux numériques, les systèmes autonomes intelligents et les environnements urbains intelligents.

I.3.2 Objectifs de performance de la 6G

Les objectifs de la 6G incluent [11]:

- Débits de l'ordre du Tbps.
- Latence inférieure à 1 ms.
- Efficacité énergétique accrue.
- Fiabilité supérieure à 99.9999 %.
- Connectivité massive améliorée.

Pour atteindre ces performances, la 6G prévoit l'utilisation de bandes de fréquences plus élevées, notamment les bandes térahertz (THz). Ces bandes présentent des pertes de propagation importantes, nécessitant des architectures d'antennes à très grand nombre d'éléments ainsi que des techniques de formation de faisceaux fortement directionnelles.

I.3.3 Concepts clés de la 6G

I.3.3.1 Integrated Sensing and Communications (ISAC)

L'Integrated Sensing and Communications (ISAC), également appelé Dual-Functional Radar-Communication (DFRC), constitue un concept clé de la 6G [12]. Il vise à intégrer les fonctions de communication et de détection de l'environnement au sein d'une même infrastructure.

Dans ce cadre, les signaux radio sont utilisés non seulement pour transmettre des données, mais aussi pour estimer la distance, mesurer la vitesse, déterminer l'angle et détecter des objets. Cette approche permet une meilleure utilisation du spectre et une réduction des coûts matériels [12].

La conception de ces systèmes doit concilier les performances de communication et de détection, ce qui rend l'optimisation du beamforming plus complexe.

I.3.3.2 Bandes Térahertz (THz)

Pour atteindre des débits très élevés, la 6G prévoit l'utilisation des bandes térahertz (0.1–10 THz) [13] .Ces bandes offrent des largeurs de bande importantes, mais présentent des pertes de propagation élevées. La transmission à ces fréquences est limitée par l'atténuation, l'absorption moléculaire et la portée réduite. Cela nécessite l'utilisation d'antennes à grand nombre d'éléments et de techniques de beamforming fortement directionnelles. Les architectures de beamforming hybride apparaissent comme une solution adaptée pour réduire la complexité tout en maintenant de bonnes performances.

1.3.3.3 Surfaces intelligentes reconfigurables : Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS)

Les Surfaces intelligentes Reconfigurable représentent une technologie émergente pour la 6G [12] . Elles sont composées d'éléments passifs capables de modifier les ondes électromagnétiques afin d'améliorer la propagation du signal. Une RIS permet de rediriger les signaux, d'améliorer la qualité des liaisons en environnement non-ligne-de-vue et de réduire la consommation énergétique du réseau. L'intégration des RIS avec le Massive MIMO et l'ISAC

ouvre de nouvelles perspectives d'optimisation, tout en introduisant des défis liés à la complexité et à l'estimation du canal.

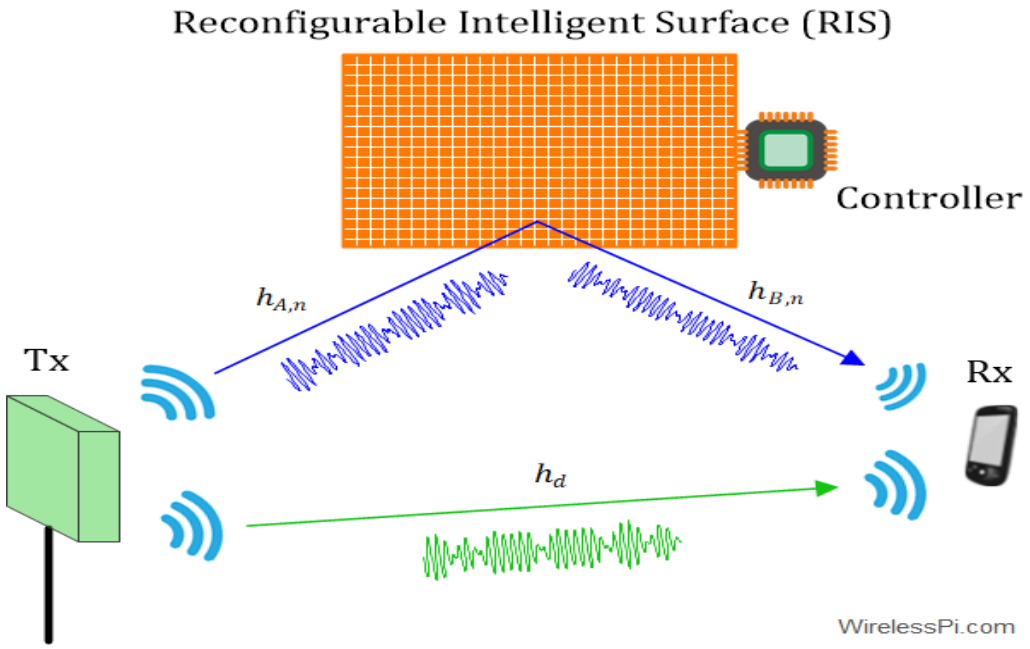


Figure I.7 : Principe de fonctionnement d'une surface intelligente reconfigurable (RIS) et amélioration de la propagation du signal. [18]

I.4 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter les principales technologies introduites par la 5G, notamment le Massive MIMO, le beamforming et les communications en ondes millimétriques, qui constituent les fondements des systèmes sans fil actuels. Il a également mis en évidence les limites de ces technologies ainsi que les perspectives offertes par la 6G, caractérisée par l'intégration de nouvelles fonctionnalités intelligentes et de services avancés. Ces évolutions ouvrent la voie à des réseaux plus performants, capables de répondre aux exigences des applications futures.

Chapitre II

Technique de formation de faisceaux pour les systèmes MIMO massif

II.1 Introduction

Les systèmes d'antennes intelligentes permettent d'orienter et de contrôler la propagation des ondes radio. Dans ce contexte, la formation de faisceaux (beamforming) constitue une technique essentielle pour optimiser la transmission et améliorer la qualité des liaisons sans fil. Ce chapitre présente les principes de base du beamforming ainsi que les différentes architectures et techniques associées, en mettant en évidence leurs performances et leurs contraintes dans les systèmes modernes.

II.2 Formation des faisceaux

Le beamforming, ou formation de faisceaux, est une technique de traitement spatial utilisée en télécommunications pour orienter le signal radio dans une direction précise à l'aide d'un réseau d'antennes. En combinant de manière contrôlée les signaux émis ou reçus par plusieurs éléments d'antennes, il devient possible de concentrer l'énergie vers un utilisateur cible tout en réduisant les interférences vers les autres directions. Cette approche améliore la qualité de transmission, le rapport signal sur bruit (SNR) et l'efficacité spectrale, en particulier dans les systèmes Massive MIMO. [5]

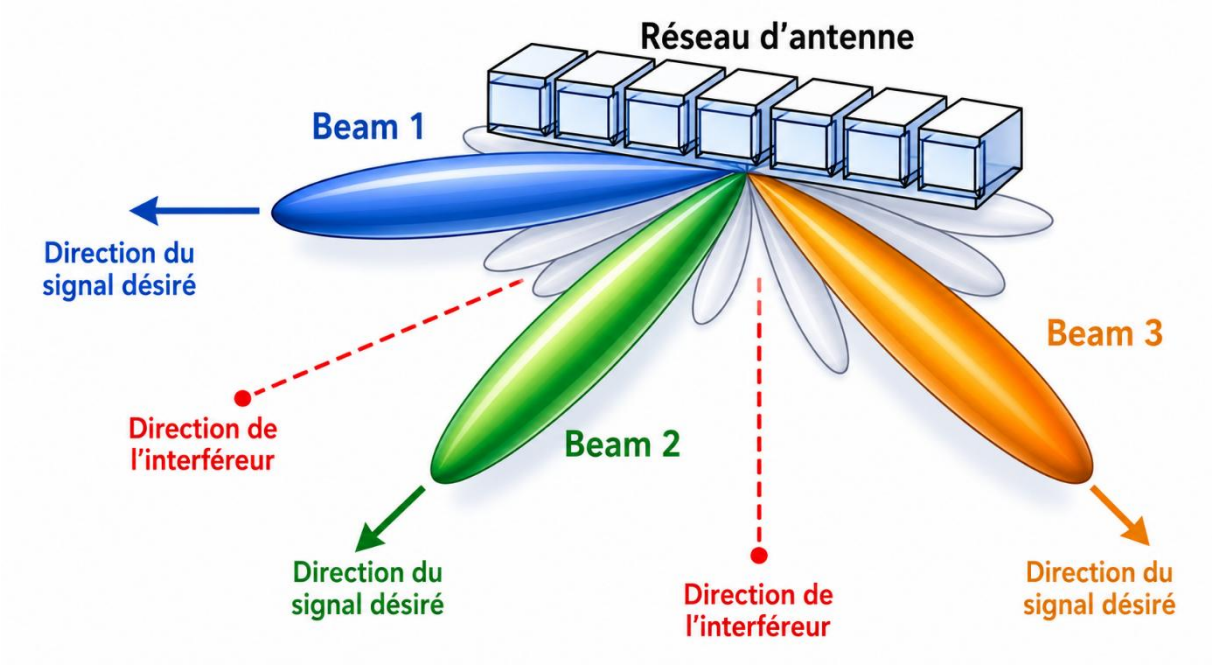


Figure II.1 : Principe de formation de faisceaux

II.2.1 Principes fondamentaux

La formation de faisceaux repose sur des mécanismes physiques liés à la propagation des ondes électromagnétiques et à leur superposition dans l'espace. Son fonctionnement s'appuie principalement sur le contrôle des phases et des amplitudes des signaux appliqués aux différentes antennes du réseau.

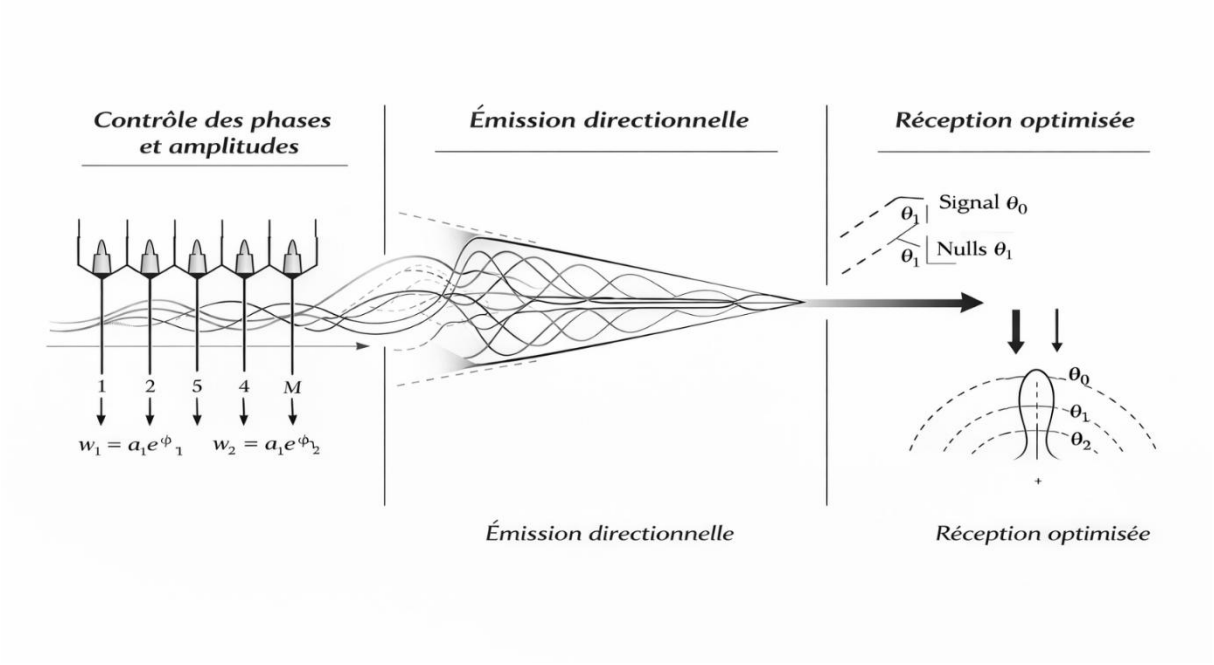


Figure II.2 : Principe fondamental de la formation de faisceaux.

II.2.1.1 Contrôle des phases et des amplitudes

Dans un réseau d'antennes, chaque élément émet un signal dont la phase et l'amplitude peuvent être ajustées. En appliquant des décalages de phase appropriés, les ondes émises par les différentes antennes peuvent être alignées dans une direction donnée. Lorsque les signaux arrivent en phase dans cette direction, ils s'additionnent de manière constructive, ce qui augmente l'intensité du signal. En revanche, dans les autres directions, les signaux peuvent s'additionner partiellement ou se compenser, réduisant ainsi l'énergie rayonnée. Ce principe d'addition et de soustraction contrôlée des ondes, constitue la base physique du beamforming. [3]

II.2.1.2 Émission directionnelle

Du côté émetteur, la formation de faisceaux permet de concentrer la puissance transmise vers une zone spécifique plutôt que de la diffuser uniformément dans l'espace. Cette directivité

améliore le gain d'antenne et réduit les interférences vers les autres utilisateurs.Dans les systèmes Massive MIMO, l'augmentation du nombre d'antennes permet de produire des faisceaux plus étroits et plus précis. Cela favorise la séparation spatiale des utilisateurs et améliore la capacité du système, notamment dans les bandes millimétriques où les pertes de propagation sont importantes .[5]

II.2.1.3 Réception optimisée

Du côté récepteur, le beamforming consiste à combiner les signaux reçus par les différentes antennes de manière à renforcer le signal utile et à atténuer le bruit ainsi que les interférences.En appliquant des pondérations adaptées, le système peut mettre en évidence le signal provenant d'une direction particulière tout en réduisant l'influence des signaux indésirables. Cette combinaison spatiale améliore la fiabilité de la transmission et réduit le taux d'erreur, ce qui est essentiel dans les systèmes multi-utilisateurs et à haut débit. [3], [5]

II.2.2 Avantages et limites de la formation de faisceaux

II.2.2.1 Avantages de la formation de faisceaux

Aspect	Description
Augmentation du gain directionnel	La formation de faisceaux permet de concentrer l'énergie dans une direction précise, ce qui améliore le rapport signal sur bruit (SNR) et renforce la qualité de la liaison radio, notamment dans les environnements à fortes pertes de propagation.
Amélioration de l'efficacité spectrale	Grâce à la séparation spatiale des utilisateurs, plusieurs flux peuvent être transmis simultanément sur les mêmes ressources fréquentielles, ce qui augmente la capacité du système Massive MIMO. [4]
Réduction des interférences	En limitant le rayonnement vers les directions non désirées, le beamforming réduit les interférences inter-utilisateurs et améliore la fiabilité des transmissions.
Adaptation aux bandes mmWave	Dans les fréquences millimétriques, où l'atténuation est élevée, la formation de faisceaux compense les pertes de propagation et devient indispensable pour maintenir une communication stable. [3]

II.2.2.2 limites de la formation de faisceaux

Aspect	Description
Dépendance à l'estimation du canal	Les performances du beamforming reposent sur une estimation précise du canal (CSI). Une erreur d'estimation peut entraîner un mauvais alignement du faisceau et une dégradation du SINR. [3]
Complexité croissante avec le nombre d'antennes	Dans les systèmes Massive MIMO, l'augmentation du nombre d'éléments d'antenne implique un traitement plus complexe, surtout dans les architectures numériques. [19]
Consommation énergétique élevée	Les architectures numériques nécessitent une chaîne RF par antenne, ce qui augmente significativement la consommation énergétique et le coût matériel. [4]
Problèmes en environnement dynamique	Dans des scénarios à forte mobilité, le suivi et l'adaptation des faisceaux peuvent introduire une latence supplémentaire et nécessiter un recalcul fréquent des paramètres. [3], [6]

II.3 Techniques de formation de faisceaux

Dans les systèmes Massive MIMO, la mise en œuvre pratique du beamforming dépend fortement de l'architecture matérielle adoptée au niveau de la station de base. Selon l'emplacement du traitement spatial dans la chaîne radio, on distingue principalement deux approches : la formation de faisceaux analogique et la formation de faisceaux numérique. Ces deux architectures reposent sur des principes similaires de contrôle spatial du signal, mais diffèrent fondamentalement par leur niveau de flexibilité, leur complexité matérielle et leur capacité à gérer plusieurs flux simultanément. [3], [5]

II.3.1 Formation de faisceaux analogique

La formation de faisceaux analogique est une technique réalisée au niveau radiofréquence dans laquelle un même signal est distribué à plusieurs antennes en appliquant des décalages de phase (déphasage) à l'aide de déphaseurs. Ces déphasages permettent d'aligner les ondes électromagnétiques dans une direction donnée, produisant une interférence constructive dans cette direction, tandis que dans les autres directions, les signaux se combinent de manière destructive, réduisant ainsi le rayonnement. Le faisceau est donc formé uniquement

par le contrôle de la phase, sans ajustement indépendant de l'amplitude ni adaptation dynamique. [3]

$$y(t) = \sum_{m=1}^{M} x(t)e^{i\theta m}$$

- x(t): signal d'entrée identique pour toutes les antennes.
- θm: déphasage appliqué à l'antenne m.
- M : nombre d'antennes.

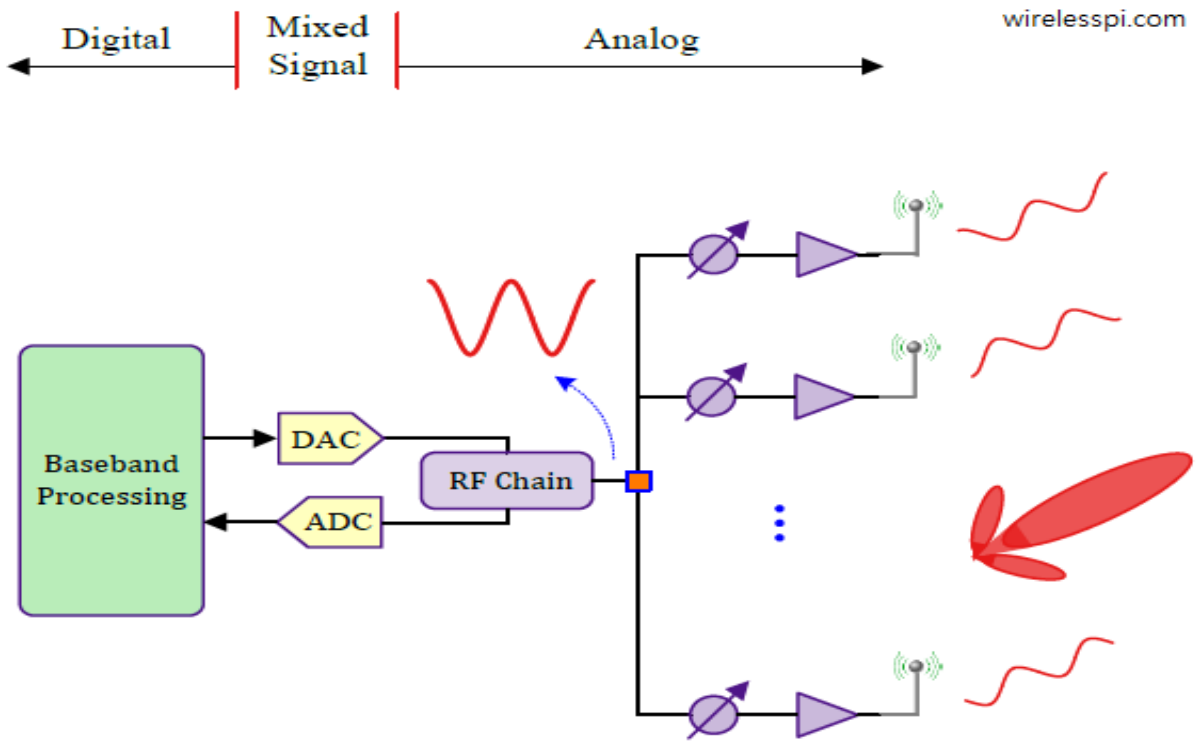


Figure II.3 : Formation de faisceaux analogique. [20]

II.3.2 Formation de faisceaux numérique

La formation de faisceaux numérique est une technique réalisée en bande de base dans laquelle les signaux sont traités indépendamment sur chaque antenne à l'aide de pondérations complexes incluant l'amplitude et le déphasage. Ces pondérations sont déterminées par une matrice de précodage, calculée à partir de l'estimation du canal (CSI), permettant d'aligner les signaux dans la direction de l'utilisateur cible. Le précodage assure ainsi une interférence constructive vers le signal désiré et destructive vers les interférences, tout en permettant le

multiplexage spatial de plusieurs utilisateurs grâce à la génération simultanée de plusieurs faisceaux. [3]

$$y(t) = \sum_{m=1}^{M} \omega_m x_m(t)$$

- $x_m(t)$: $signal\ reçue\ par\ l'antenne\ m.$
- ω_m: $\alpha_m e^{j\theta m}$: $poids\ complexe.$
- α_m: $amplitude.$
- θm: $phase.$

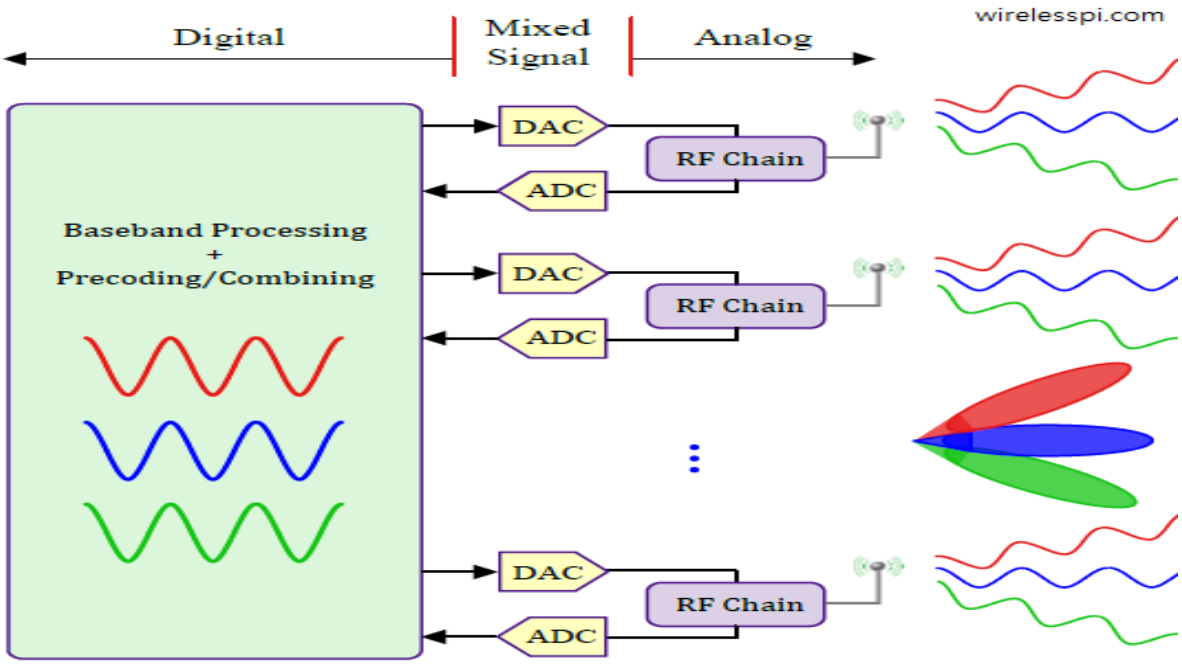


Figure II.4 : Formation de faisceaux numérique. [20]

II.4 Comparaison entre formation analogique et numérique

Critère	**Formation analogique**	**Formation numérique**
Niveau de traitement.	Radiofréquence (RF).	Bande de base numérique.
Nombre de chaînes RF.	Très limité (souvent 1).	chaîne RF par antenne.
Contrôle des phases/amplitudes.	Principalement phase.	Phase et amplitude indépendantes.
Capacité MIMO.	Limitée (faible multiplexage spatial).	Élevée (exploitation complète du Massive MIMO).

Gestion des interférences.	Restreinte.	Avancée (ZF, MMSE, précodage adaptatif).
Latence de traitement.	Faible (traitement RF simple).	Plus élevée (traitement numérique et calcul matriciel).
Flexibilité.	Limitée.	Élevée.
Complexité matérielle.	Faible.	Élevée.
Consommation énergétique.	Réduite.	Importante.
Coût.	Modéré.	Élevé.
Adaptation aux systèmes mmWave.	Oui (réduction du nombre RF).	Complexe à grande échelle.
Multiplexage spatial.	Généralement mono-flux.	Multi-flux / multi-utilisateurs.

II.5 Avantages et inconvénients des techniques de formation de faisceaux

La formation de faisceaux analogique présente l'avantage d'une architecture matérielle simple et d'une faible consommation énergétique, ce qui la rend particulièrement adaptée aux systèmes opérant dans les bandes millimétriques où le coût des chaînes RF est élevé. [3] Toutefois, sa capacité de multiplexage spatial est limitée, car elle ne permet généralement la transmission que d'un seul flux de données à la fois.

En revanche, la formation de faisceaux numérique offre une grande flexibilité et permet d'exploiter pleinement les capacités du Massive MIMO grâce au multiplexage multi-utilisateurs et aux techniques avancées de gestion des interférences [5].Cependant, cette approche nécessite une chaîne RF par antenne, ce qui entraîne une augmentation significative de la complexité matérielle, du coût et de la consommation énergétique, notamment dans les systèmes à grand nombre d'antennes. [3]

Ainsi, le choix entre ces deux techniques dépend des contraintes du système, notamment la bande de fréquence, le nombre d'antennes et les exigences en performance.

II.6 Classification des techniques de formation de faisceaux

Les techniques de formation de faisceaux peuvent être classées selon leur degré d'adaptation aux conditions du canal. On distingue principalement la formation

conventionnelle, basée sur un ensemble de faisceaux prédéfinis, et la formation adaptative, qui ajuste dynamiquement les coefficients en fonction de l'état du canal (CSI). [3]

II.6.1 Formation conventionnelle (beamforming commuté)

Le beamforming conventionnel est une technique de traitement spatial dans laquelle les signaux reçus par un réseau d'antennes sont combinés à l'aide de déphasages et pondérations fixes, afin de former un faisceau orienté dans une direction prédéfinie, sans adaptation aux variations de l'environnement ni aux interférences. [21]

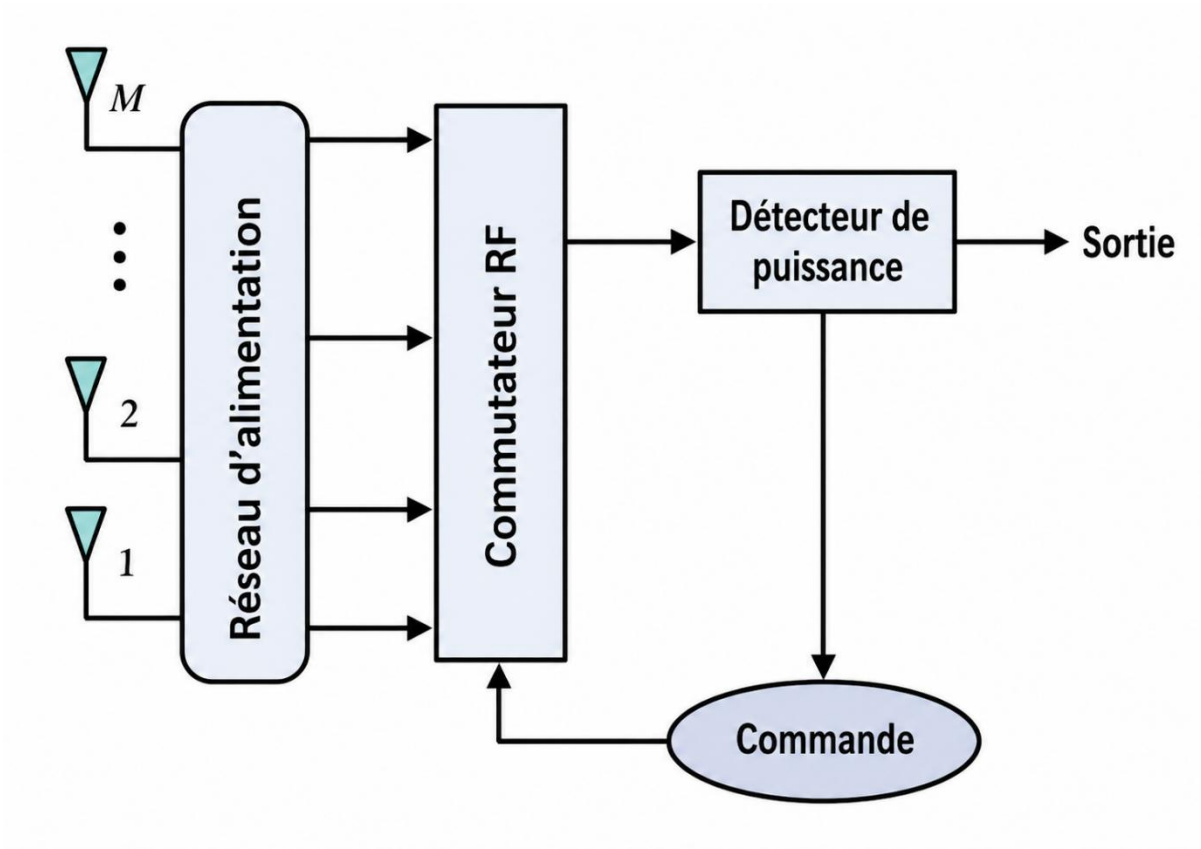


Figure II.5 : Formation conventionnelle.

II.6.2 Formation adaptative

Le beamforming adaptatif est une technique avancée de formation de faisceaux dans laquelle les pondérations complexes (amplitude et phase) appliquées aux signaux d'un réseau d'antennes sont ajustées dynamiquement à l'aide d'algorithmes adaptatifs (tels que LMS, RLS ou MVDR), afin de maximiser la réception du signal désiré tout en minimisant l'impact des interférences et du bruit. [22]

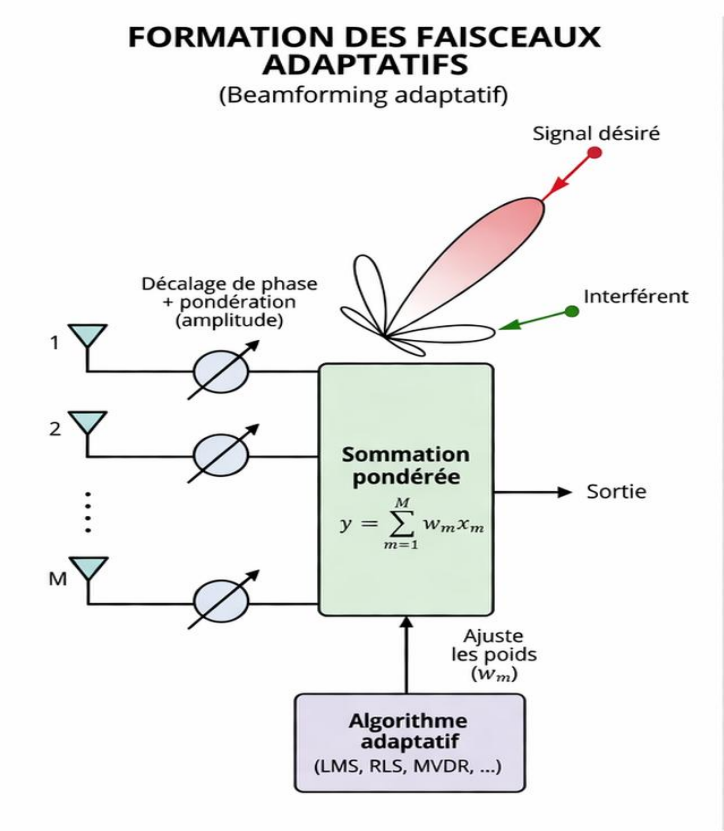


Figure II.6 : Formation adaptative.

II.7 Conclusion

La formation de faisceaux constitue un élément central dans l'exploitation des systèmes Massive MIMO, en permettant un contrôle efficace de la direction et de la propagation du signal. Les différentes techniques étudiées montrent qu'il existe un compromis entre performance, complexité et consommation énergétique selon l'architecture adoptée.

Ainsi, le choix de la méthode de beamforming dépend des contraintes du système et des exigences de l'application, ce qui en fait un axe clé dans la conception des réseaux sans fil de nouvelle génération.

Chapitre III

Formation de faisceaux hybride

III.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à l'étude de la formation de faisceaux hybride, une technique essentielle dans les systèmes de communication sans fil modernes, notamment dans les architectures Massive MIMO et les communications à ondes millimétriques. Dans un premier temps, les principes fondamentaux et l'architecture de cette technique sont présentés, en mettant en évidence son rôle dans l'amélioration des performances tout en réduisant la complexité matérielle. Ensuite, les différentes structures de formation de faisceaux hybride ainsi que leurs avantages sont analysées. Enfin, ce chapitre aborde l'intégration des systèmes ISAC, qui représentent une évolution récente permettant de combiner les fonctions de communication et de détection au sein d'une même architecture, ouvrant ainsi la voie aux réseaux intelligents de nouvelle génération.

III.2 Définition de la formation de faisceaux hybride

La formation de faisceaux hybride (Hybrid Beamforming) est une technique de traitement du signal utilisée dans les systèmes à antennes multiples, notamment en Massive MIMO et en communications mmWave. Elle repose sur la combinaison d'un précodage numérique en bande de base et d'un traitement analogique au niveau des radiofréquences, permettant de diriger le signal vers des directions spécifiques. [3], [23]

Comme montré dans la figure III.1, le signal est d'abord traité au niveau du précodage numérique en bande de base, puis transmis à un nombre réduit de chaînes RF avant d'être ajusté par un réseau de formation de faisceaux analogique. Cette architecture permet de contrôler la direction du faisceau tout en réduisant le nombre de chaînes RF. [24], [25]

La formation de faisceaux hybride constitue un compromis entre les architectures entièrement numériques et analogiques, en offrant des performances élevées avec une complexité matérielle et une consommation énergétique réduites, ce qui la rend adaptée aux systèmes de communication de nouvelle génération. [26]

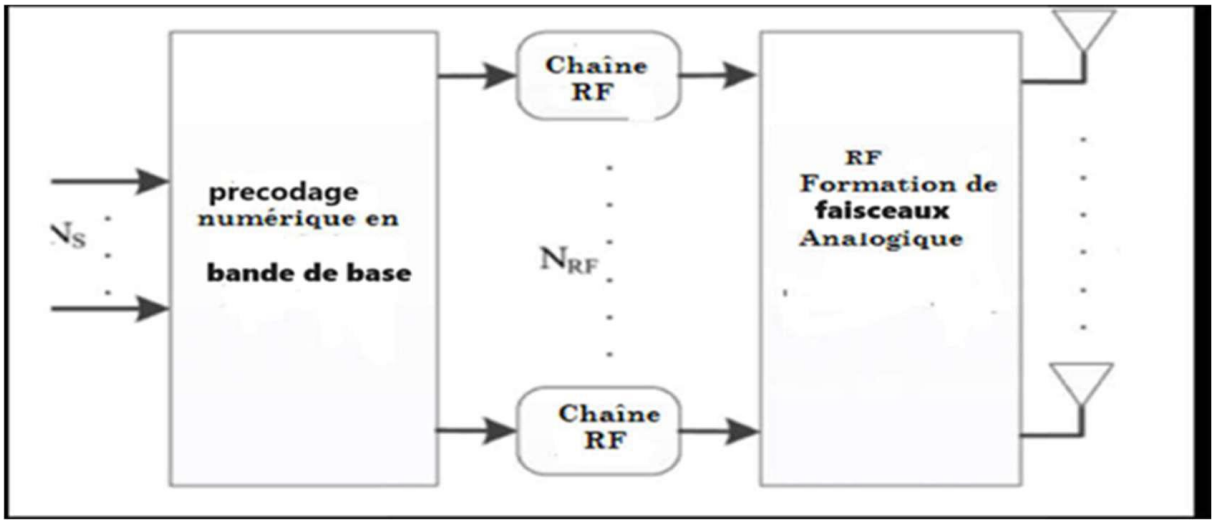


Figure III.1 : Architecture de la formation de faisceaux hybride. [25]

III.3 Architecture générale de formation des faisceaux hybride

L'architecture d'un système de formation de faisceaux hybride repose sur la combinaison d'un traitement numérique en bande de base et d'un traitement analogique au niveau des radiofréquences. Le signal est d'abord traité par un précodage numérique, puis transmis à un nombre réduit de chaînes RF avant d'être appliqué au réseau d'antennes. Cette organisation permet de réduire la complexité matérielle tout en maintenant de bonnes performances. [24], [27]

Comme montré dans la figure III.2, la chaîne de transmission (Tx) comprend un précodage numérique suivi de plusieurs chaînes RF, puis d'un réseau de formation de faisceaux analogiques. À la réception (Rx), le signal est d'abord combiné dans le domaine analogique avant d'être traité numériquement en bande de base. Cette structure permet de limiter le nombre de chaînes RF tout en assurant une transmission efficace [28]. Cette architecture permet d'exploiter les avantages du traitement numérique pour l'adaptation au canal et du traitement analogique pour la direction des faisceaux, offrant un compromis efficace entre performance, complexité et consommation énergétique. [27]

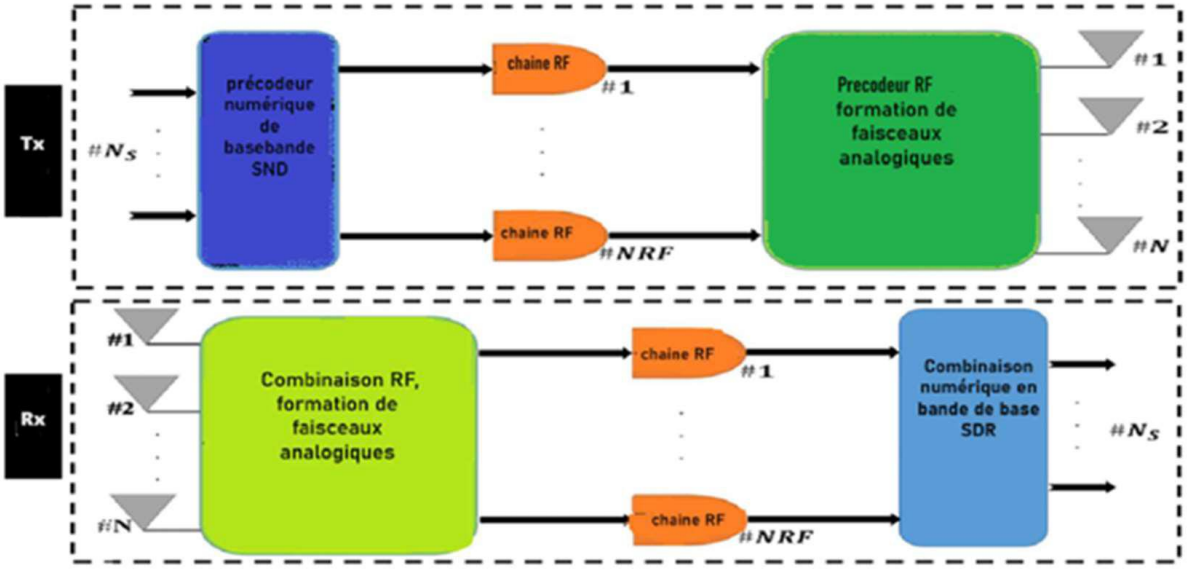


Figure III.2 : Architecture générale d'un système de formation de faisceaux hybride (émission/réception). [27]

III.4 Structure de formation de faisceau hybride

Les architectures de formation de faisceaux hybride se divisent en deux principales catégories : les structures entièrement connectées et les structures partiellement connectées, selon la manière dont les chaînes RF sont reliées aux antennes. [27]

III.4.1 Structure entièrement connectée

Comme montré dans la figureIII.5, dans une architecture entièrement connectée, chaque chaîne RF est reliée à toutes les antennes via un réseau de déphaseurs analogiques. Cette configuration permet de distribuer chaque flux de données sur l'ensemble du réseau d'antennes, offrant ainsi un gain élevé de formation de faisceaux et une grande flexibilité dans l'orientation des faisceaux [25],cette architecture nécessite un grand nombre de déphaseurs et d'interconnexions, ce qui augmente la complexité matérielle et la consommation énergétique du système. [27]

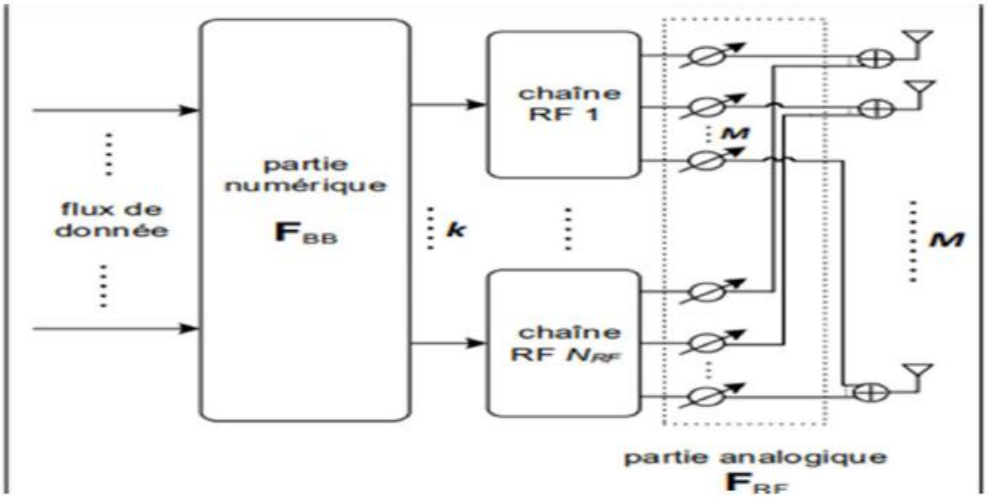


Figure III.3 : Architecture hybride entièrement connectée. [25]

III.4.2 Structure partiellement connectée

Comme montré dans la figure III.6, dans une architecture partiellement connectée, chaque chaîne RF est reliée uniquement à un sous-ensemble d'antennes. Le réseau d'antennes est ainsi divisé en plusieurs sous-réseaux, chacun associé à une chaîne RF spécifique, ce qui simplifie la structure du système. [23]

Cette organisation permet de réduire significativement le nombre de déphaseurs, la complexité matérielle et la consommation énergétique. Toutefois, elle offre une flexibilité plus limitée dans la formation des faisceaux, ce qui peut entraîner une légère dégradation des performances par rapport à l'architecture entièrement connectée. [27]

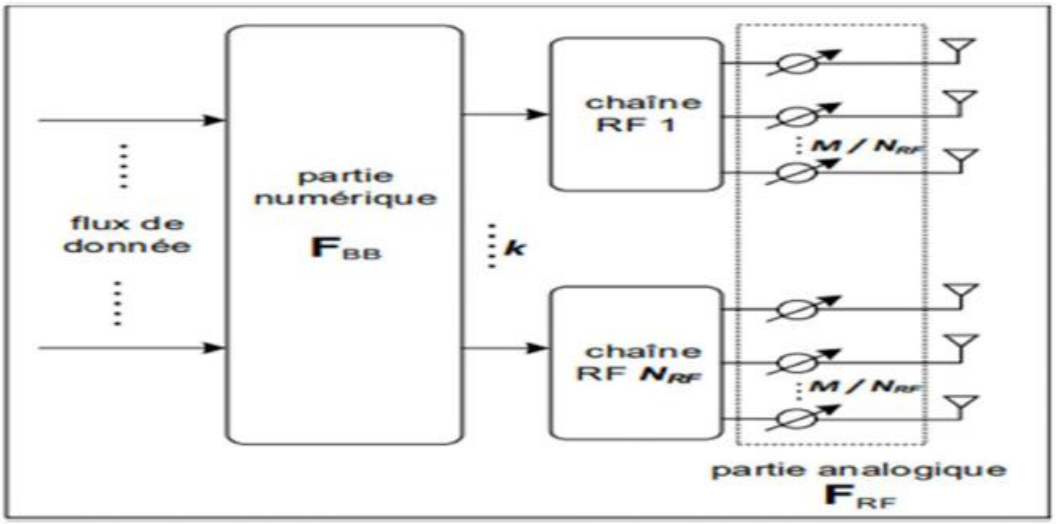


Figure III.4 : Architecture hybride partiellement connectée. [23]

III.5 Comparaison entre les structures

Critère	**Structure entièrement connectée**	**Structure partiellement connectée**
Connexion entre chaînes RF et antennes	Chaque chaîne RF est reliée à toutes les antennes du réseau à l'aide d'un réseau de déphaseurs analogiques. Cette connexion complète permet de distribuer chaque flux de données sur l'ensemble du réseau d'antennes.	Chaque chaîne RF est reliée uniquement à un groupe spécifique d'antennes. Le réseau d'antennes est ainsi divisé en plusieurs sous-réseaux indépendants associés chacun à une chaîne RF.
Formation et orientation des faisceaux	L'accès de chaque flux à toutes les antennes offre une grande flexibilité pour orienter les faisceaux et permet d'optimiser la direction du signal vers les utilisateurs.	La formation des faisceaux est plus limitée car chaque flux utilise seulement une partie des antennes, ce qui réduit la capacité d'adaptation du faisceau.

Nombre de déphaseurs analogiques	Cette architecture nécessite un grand nombre de déphaseurs car chaque connexion RF-antenne doit être contrôlée individuellement.	Le nombre de déphaseurs est réduit puisque chaque chaîne RF est connectée à un nombre limité d'antennes.
Complexité matérielle	La présence de nombreuses connexions et composants RF augmente la complexité du système et rend sa mise en œuvre plus difficile.	L'architecture est plus simple car elle utilise moins de composants RF et moins de connexions entre les antennes et les chaînes RF.
Consommation énergétique	La consommation énergétique est plus élevée en raison du grand nombre de déphaseurs et de circuits RF utilisés dans le système.	La consommation d'énergie est plus faible car le nombre de composants RF et de déphaseurs est réduit.
Coût d'implémentation	Le coût du système est généralement plus élevé à cause du nombre important de composants matériels nécessaires.	Le coût d'implémentation est plus faible grâce à une architecture plus simple et à un nombre réduit de composants.
Performances du système	Cette structure permet généralement d'obtenir de meilleures performances en termes d'efficacité spectrale et de gain de formation de faisceau.	Les performances peuvent être légèrement inférieures, mais l'architecture reste efficace pour les systèmes nécessitant un compromis entre performance et coût.

[25], [26]

III.6 Avantages de la formation de faisceaux hybride (HBF)

III.6.1 Réduction significative du coût matériel

La formation de faisceaux hybride permet de réduire considérablement le nombre de chaînes RF (Radio Frequency chains) nécessaires par rapport à la formation de faisceaux entièrement numérique. En effet, au lieu d'associer une chaîne RF à chaque antenne, l'architecture hybride utilise un nombre réduit de chaînes RF combinées avec des déphaseurs analogiques. Cela entraîne une diminution du coût des composants électroniques et une simplification de l'architecture matérielle. [3]

III.6.2 Réduction de la consommation d'énergie

Dans les systèmes massive MIMO, chaque chaîne RF consomme une quantité importante d'énergie en raison des convertisseurs ADC/DAC et des amplificateurs. Le HBF permet de réduire le nombre de ces chaînes, ce qui diminue significativement la consommation énergétique globale, rendant cette technique adaptée aux systèmes 5G et 6G à grande échelle. [26]

III.6.3 Bon compromis entre performance et complexité

La formation de faisceaux hybride constitue un compromis efficace entre les performances élevées du beamforming numérique et la faible complexité du beamforming analogique. Elle permet d'atteindre des performances proches du numérique tout en réduisant considérablement la complexité matérielle et algorithmique. [3]

III.6.4 Adapté aux hautes fréquences (mmWave)

Aux fréquences millimétriques, les pertes de propagation sont élevées. Le HBF permet de focaliser l'énergie dans des directions spécifiques grâce à des faisceaux directionnels, ce qui améliore le gain de transmission, la portée et la qualité du lien de communication. [28]

III.6.5 Scalabilité pour les systèmes massive MIMO

Le HBF permet de gérer un grand nombre d'antennes sans augmenter proportionnellement le nombre de chaînes RF. Cette propriété rend l'architecture hautement scalable, ce qui est essentiel pour les systèmes massive MIMO utilisés dans les réseaux modernes. [28]

III.6.6 Flexibilité dans la conception du système

Grâce à la combinaison de traitements analogiques et numériques, la formation de faisceaux hybride offre une grande flexibilité dans la conception du système. Il est possible d'ajuster le nombre de chaînes RF et les stratégies de beamforming en fonction des contraintes matérielles et des performances souhaitées. [27]

III.6.7 Support des systèmes ISAC (Communication et Radar)

La formation de faisceaux hybride est bien adaptée aux systèmes ISAC (Integrated Sensing and Communication), car elle permet de diriger des faisceaux à la fois pour la transmission de données et pour les fonctions de détection. Cette capacité est essentielle pour les applications futures telles que les réseaux intelligents et la 6G. [29]

III.7 Systèmes ISAC : Intégration communication et radar

III.7.1 Concepts fondamentaux

Les systèmes ISAC (communication et détection intégrées) reposent sur une architecture unifiée permettant d'assurer simultanément la transmission de données et la détection de l'environnement à l'aide d'un signal unique. Contrairement aux systèmes classiques où ces deux fonctions sont séparées, l'ISAC exploite une seule chaîne de transmission et de réception, ce qui permet une utilisation plus efficace des ressources radio. [30]

Le système ISAC se compose d'un émetteur intégrant un encodeur (Encoder) et un module de formation de faisceaux (Beamformer), qui génèrent un signal transmis à travers deux types de canaux : un canal de communication et un canal radar. Le signal transmis est donc utilisé simultanément pour envoyer des données vers les utilisateurs et pour interagir avec l'environnement.

Au niveau du récepteur, deux chaînes de traitement sont distinguées. La première, dédiée à la communication, permet de récupérer les données transmises à travers un récepteur de communication (Communication Receiver). La seconde, dédiée à la détection, comprend plusieurs blocs tels que le détecteur de présence (Presence Detector), l'estimateur d'angle (Angle Estimator) et l'estimateur d'incertitude, permettant d'extraire des informations sur les objets détectés. Cette organisation met en évidence l'utilisation conjointe du même signal pour deux fonctions distinctes. [31]

Le principe fondamental de l'ISAC, repose sur la dualité fonctionnelle du signal transmis et sur la séparation des traitements au niveau du récepteur, permettant d'assurer simultanément des performances élevées en communication et en détection. [30]

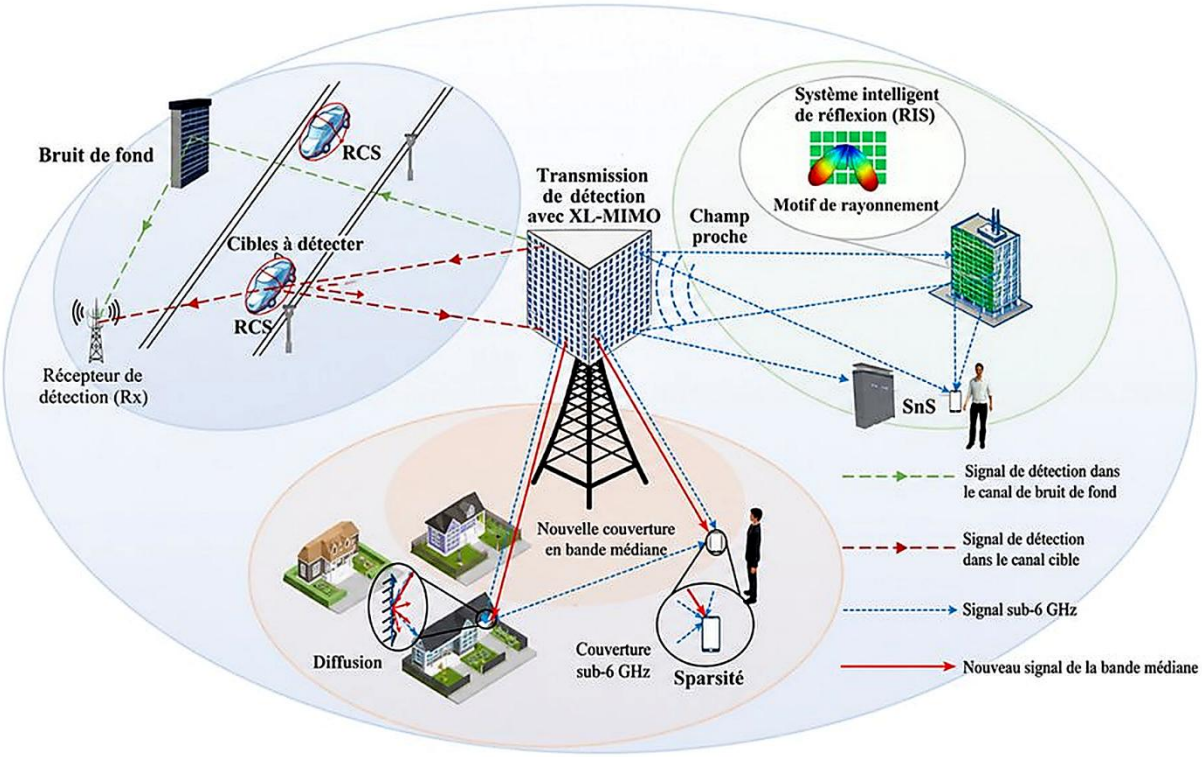


Figure III.5 : Architecture d'un système ISAC (Integrated Sensing and Communication) avec formation de faisceaux [X].[32]

III.7.2 Applications potentielles

Le tableau suivant présente une analyse détaillée des principales applications des systèmes ISAC, en mettant en évidence les scénarios d'utilisation ainsi que les rôles complémentaires de la communication et de la détection.

Domaine	Application	Scénario d'utilisation	Rôle de la communication	Rôle de la détection (sensing)	Bénéfices ISAC
Réseaux 6G	Réseaux intelligents adaptatifs	Environnements urbains denses	Transmission de données à très haut débit	Analyse en temps réel de l'environnement radio	Optimisation dynamique des ressources et amélioration de la QoS
Véhicules autonomes (V2X)	Conduite autonome et sécurité routière	Communication véhicule-véhicule (V2V) et véhicule-infrastructure (V2I)	Échange d'informations (position, vitesse, trajectoire)	Détection d'obstacles, suivi des véhicules et estimation des distances	Amélioration de la sécurité et réduction des collisions
Smart Homes	Maison intelligente	Surveillance domestique et automatisation	Connectivité entre objets IoT (capteurs, appareils)	Détection de présence, mouvements et activités humaines	Confort, sécurité et réduction de la consommation énergétique
Wi-Fi Sensing	Analyse de l'environnement via Wi-Fi	Détection sans capteurs supplémentaires	Transmission classique de données Wi-Fi	Détection de mouvements, respiration, activités humaines	Réduction des coûts et nouvelles applications santé/sécurité
Réalité étendue (XR)	Réalité virtuelle / augmentée	Environnements immersifs interactifs	Transmission de données en temps réel à faible latence	Suivi précis des mouvements et de la position de l'utilisateur	Amélioration de l'expérience utilisateur et de la précision spatiale
Industrie 4.0	Automatisation industrielle intelligente	Usines connectées	Communication entre machines (M2M)	Surveillance des équipements et détection d'anomalies	Maintenance prédictive et amélioration de la productivité
Santé intelligente	Monitoring sans contact	Suivi des patients à distance	Transmission des données médicales	Détection des signes vitaux (respiration, mouvements)	Suivi continu sans dispositifs intrusifs

[30], [31]

III.7.3 État de l'art des techniques de beamforming ISAC

Les techniques de formation de faisceaux (beamforming) jouent un rôle central dans les systèmes ISAC, car elles permettent de contrôler la direction et la puissance du signal afin d'optimiser simultanément les performances de communication et de détection. Dans les approches récentes, le beamforming n'est plus conçu uniquement pour maximiser le débit de communication, mais également pour améliorer la précision de détection des cibles, ce qui introduit un problème d'optimisation conjointe. [30]

Les travaux récents se concentrent sur des techniques de beamforming conjoint (joint beamforming), où les matrices de précodage sont optimisées pour satisfaire à la fois les exigences de communication (débit, interférences) et celles de détection (résolution, précision). Ces approches reposent souvent sur des méthodes d'optimisation multi-objectifs, permettant de trouver un compromis entre ces deux fonctions. [31]

Dans ce contexte, la formation de faisceaux hybride (Hybrid Beamforming) apparaît comme une solution particulièrement adaptée aux systèmes ISAC, notamment dans les environnements mmWave et Massive MIMO. En effet, elle permet de générer plusieurs faisceaux tout en réduisant la complexité matérielle, ce qui est essentiel pour les systèmes pratiques. De plus, les architectures hybrides permettent d'exploiter efficacement les ressources radio tout en assurant une bonne précision de détection. [30]

Les recherches actuelles explorent également l'intégration de techniques avancées telles que l'apprentissage automatique et l'intelligence artificielle pour optimiser dynamiquement les faisceaux en fonction de l'environnement. Ces approches permettent d'améliorer les performances globales du système ISAC en adaptant en temps réel les stratégies de transmission et de détection. [31]

III.8 Conclusion

En conclusion, la formation de faisceaux hybride apparaît comme une solution efficace pour répondre aux exigences des systèmes de communication modernes, en offrant un compromis optimal entre performance, complexité et consommation énergétique. L'analyse des différentes architectures a permis de mettre en évidence les avantages et les limites de chaque structure, ainsi que leur impact sur les performances globales du système. Par ailleurs, l'intégration des systèmes ISAC constitue une avancée majeure, permettant d'exploiter simultanément les capacités de communication et de détection. Cette évolution ouvre de

nouvelles perspectives pour les réseaux de prochaine génération, notamment dans les domaines des systèmes intelligents, des environnements connectés et des applications avancées de la 6G.

Chapitre IV

Résultats et Simulation

IV.1 Introduction

Ce chapitre constitue le volet applicatif de ce mémoire. Il présente l'implémentation et la validation par simulation de l'algorithme ItAlHAD (Iterative Alternating Hybrid Analog-Digital) [33], pour la conception du beamforming hybride dans les systèmes ISAC MU-MIMO en bandes millimétriques.

L'objectif est de concevoir conjointement les matrices de précodage analogique W_a et numérique W_d d'une architecture HAD entièrement connectée, de façon à maximiser le débit pondéré des utilisateurs tout en garantissant une puissance de détection radar suffisante. La formulation mathématique, l'algorithme d'optimisation, et les résultats de simulation sont présentés successivement, en s'appuyant sur le script MATLAB développé dans le cadre de ce travail.

IV.2 Modélisation du Système ISAC MU-MIMO

IV.2.1 Description du Scénario ISAC

Le scénario considéré dans ce travail est celui d'un émetteur ISAC dual-fonction ($BStx$) équipé d'une architecture hybride analogique-numérique (HAD) entièrement connectée. Ce transmetteur assure simultanément deux fonctions : la communication multi-utilisateurs en liaison descendante vers K utilisateurs (UEs) mono-antenne, et la formation de Q faisceaux de détection radio (Radio-Sensing Beams, $RSbs$) vers des directions angulaires φ_q prédéfinies pour la détection de cibles ou d'objets [33].

La station de base $BStx$ est équipée d'un réseau linéaire uniforme (Uniform Linear Array, ULA) comportant $N_{tx} = 32$ éléments d'antenne, espacés d'une demi-longueur d'onde ($d = \lambda/2$). Le système opère en bande millimétrique (mmWave), typiquement autour de 28 GHz ou 60 GHz, là où les grandes largeurs de bande disponibles permettent des débits très élevés mais où les pertes de propagation nécessitent un gain d'antenne important [34]. L'architecture hybride HAD entièrement connectée utilise N_{RF} chaînes RF (avec $N_{RF} \ll N_{tx}$), chaque chaîne RF étant connectée à l'ensemble des N_{tx} antennes via des déphaseurs à module constant. Cette topologie permet de réduire considérablement le coût matériel et la consommation énergétique par rapport à une architecture full-digital, tout en maintenant des performances proches de l'optimal [36].

Dans le contexte ISAC, la même forme d'onde transmise est utilisée à la fois pour la communication vers les UEs et pour la détection radar vers les cibles. Cette intégration permet une utilisation partagée du spectre et des ressources matérielles, ce qui est identifié comme une technologie clé des systèmes 6G [37]. Le principal défi est alors de concevoir le beamformer de sorte qu'il assure un niveau de qualité de service (QoS) acceptable pour les utilisateurs, tout en maintenant une puissance de rayonnement suffisante dans les directions des cibles radar.

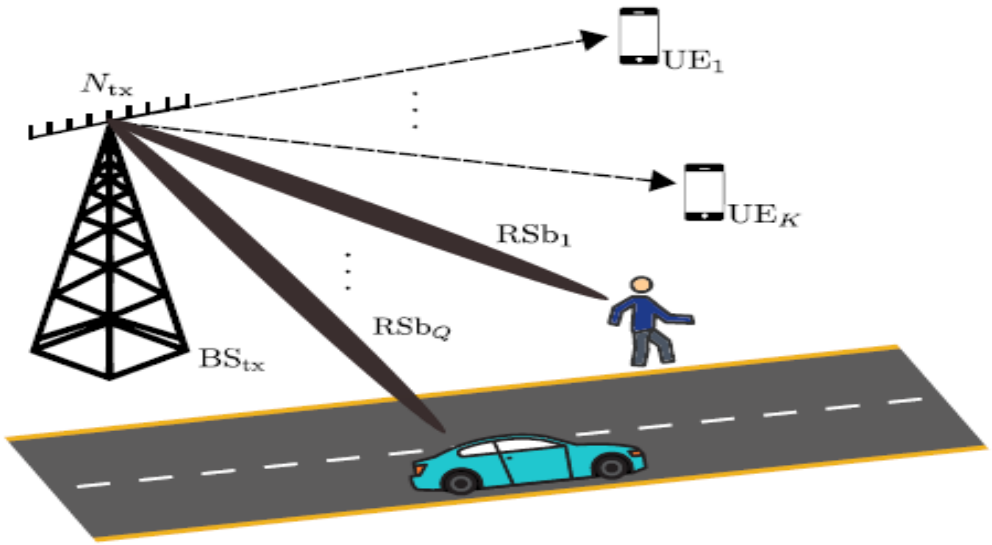


Figure IV.1 : Scénario ISAC MU-MIMO [33]

IV.2.2 Modèle du Signal Transmis

Le signal transmis par la station de base $BStx$ est modélisé comme le produit de la matrice de précodage analogique, du précodeur numérique et du vecteur des symboles de données. Conformément au modèle HAD entièrement connecté adopté dans la figure IV.2.le signal transmis $x \in C\hat{}(N_{tx} \times 1)$ s'écrit :

$$x = W_a \cdot W_d \cdot s \qquad \text{(IV.1)}$$

Où $\boldsymbol{W_a} \in \boldsymbol{C^{N_{tx} \times N_{RF}}}$ est la matrice de précodage analogique dont les entrées satisfont la contrainte de module constant $\left|W_{a(i,j)}\right| = \frac{1}{\sqrt{N_{tx} \cdot N_{RF}}}, \forall i,j,$ représentant les déphaseurs analogiques. La matrice $\boldsymbol{W_d} = \left[\boldsymbol{w_{\{d,1\}}}, \dots, \boldsymbol{w_{\{d,K\}}}\right] \in \boldsymbol{C^{N_{RF} \times K}}$ est le précodeur numérique en bande de base, et $\boldsymbol{s} = [\boldsymbol{s_1}, \dots, \boldsymbol{s_K}]^{\boldsymbol{T}} \in \boldsymbol{C^K}$ est le vecteur des symboles de données transmis aux K utilisateurs, avec $E[ss^H] = I_K$(signaux unitaires indépendants).

La contrainte de puissance totale à l'émission impose que :

$$\|W_a \cdot W_d\|_F^2 \leq P_T \qquad \text{(IV.2)}$$

Où P_T est le budget de puissance disponible, fixé à $P_T = 1$ dans nos simulations. Le beamformer hybride total est noté $F = W_a \cdot W_d \in C^{N_{tx} \times K}$, et c'est ce produit qui détermine à la fois les performances de communication et les propriétés spatiales du rayonnement radar [33], [38].

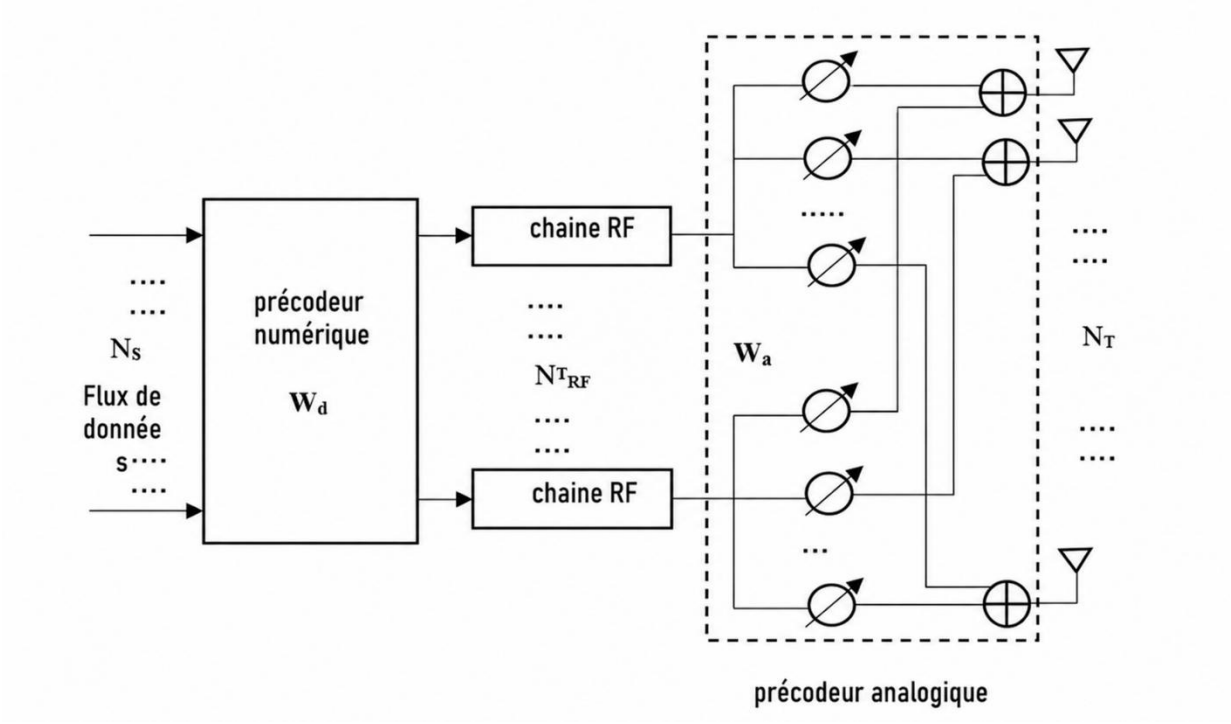


Figure IV.2 : Illustration d'un système ISAC MIMO à formation de faisceaux hybride.

IV.2.3 Modèle du Canal de Communication mmWave

Le canal entre la station de base et le k-ième utilisateur est modélisé par un vecteur $h_k \in C^{N_{tx}}$, conformément au modèle géométrique de canal mmWave à trajets multiples (geometric/ray-based channel model) décrit dans [39] et utilisé dans [33].

Le modèle de canal global pour le k-ième UE s'écrit :

$$h_k = \left(\frac{1}{\sqrt{L}}\right) \cdot \sum_{\{l=1\}}^{\{L\}} \alpha_{\{k,l\}} a\left(\theta_{\{k,l\}}\right) \cdot \qquad \text{(IV.3)}$$

Où $\alpha_{\{k,l\}} \sim CN(0,1)$ est le gain complexe du l-ième trajet, $\theta_{\{k,l\}}$ est l'angle de départ associé (centré autour de l'angle nominal de l'utilisateur avec une dispersion angulaire de ±15°), et a(θ)

est le vecteur de réponse ULA défini ci-après. Les canaux sont normalisés de façon à ce que $"E[\|h_k\|^2] = 1."$

Le vecteur de réponse (steering vector) d'un réseau ULA à N éléments avec espacement d = λ/2 est donné par :

$$a(\theta) = \left(\frac{1}{\sqrt{N}}\right) \cdot \left[1, e^{j\pi \sin(\theta)}, e^{j2\pi \sin(\theta)}, \dots, e^{j(N-1)\pi \sin(\theta)}\right]^T \quad \text{(IV.4)}$$

Le signal reçu par le k-ième UE s'exprime comme :

$$y_k = h_k^H \cdot W_a \cdot w_{\{d,k\}} \cdot s_k + h_k^H \cdot W_a \cdot \sum_{\{i \neq k\}} w_{\{d,i\}} \cdot s_i + n_k \qquad \text{(IV.5)}$$

Où le premier terme représente le signal désiré, le second l'interférence inter-utilisateurs (IUI), $et\ n_k \sim CN(0, \sigma^2)$ est le bruit blanc gaussien additif (AWGN) avec

$\sigma^2 = 10^{-\frac{SNR_{dB}}{10}}$. Le SNR de référence est fixé à 20 dB dans toutes les simulations, ce qui correspond à $\sigma^2 = 10^{-2} = 0.01$ [33].

IV.2.4 Modèle de Détection Radio (Radio-Sensing)

La fonction de détection radar dans le système ISAC repose sur la mesure de la puissance du signal transmis dans des directions angulaires spécifiques $\varphi_q(q = 1, \dots, Q)$. Cette approche, connue sous le nom de beamsteering ou multi-beam radar, permet de détecter la présence d'objets ou de cibles dans des zones surveillées prédéfinies, en exploitant le même signal de communication pour le sensing [37], [41].Pour chaque direction de détection φ_q, le vecteur de réponse d'antenne associé est noté $g_q \in C\hat{}(N_{tx})$, calculé selon l'équation (IV.4). La puissance du signal transmis dans la direction φ_q est donnée par la métrique de beampattern radar :

$$G(\varphi_q) = \Sigma_{\{k=1\}}^{\{K\}} \left| g_q^H \cdot W_a \cdot w_{\{d,k\}} \right|^2 = \left\| g_q^H \cdot F \right\|^2 \qquad \text{(IV.6)}$$

Cette quantité mesure l'énergie totale irradiée dans la direction φ_q .

La contrainte de détection radar impose que cette puissance soit supérieure ou égale à un seuil minimal Δ_q pour chaque RSb :

$$G(\varphi_q) \geq \Delta_q, \ \forall q = 1, \dots, Q \qquad \text{(IV.7)}$$

Le paramètre $\Delta_q \in (0, 1]$ représente la contrainte minimale de détection, et joue le rôle de paramètre de trade-off entre communication et sensing : plus Δ_q est élevé, plus le beamformer

doit rayonner d'énergie vers les $RSbs$, ce qui se fait au détriment des performances de communication. L'analyse de ce compromis est l'un des objectifs principaux des simulations présentées dans ce chapitre [33], [42].

IV.3 Formulation du Problème d'Optimisation

IV.3.1 Problème Original

L'objectif du système est de maximiser la somme pondérée des débits des K utilisateurs (weighted sum-rate), tout en respectant les contraintes de puissance et de détection radar. En utilisant les définitions du SINR (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio) et du débit par utilisateur :

$$SINR_k = \frac{|h_k^H \cdot W_a \cdot w_{\{d,k\}}|^2}{\sum_{\{i \neq k\}} |h_k^H \cdot W_a \cdot w_{\{d,i\}}|^2 + \sigma^2} \qquad \text{(IV.8)}$$

$$R_k = log(1 + SINR_k) \ \ bps/Hz] \qquad \text{(IV.9)}$$

Le problème d'optimisation global du beamforming hybride ISAC s'écrit [33] :

$$\max_{\{W_a, W_d\}} \Sigma_k \alpha_k \cdot R_k \qquad \text{(IV.10a)}$$

$$\text{s.t. } \|W_a \cdot W_d\|_F^2 \leq P_T \qquad \text{(Contrainte de puissance)} \qquad \text{(IV.10b)}$$

$$G(\varphi_q) \geq \Delta_q, \ \forall q \qquad \text{(Contrainte de détection)} \qquad \text{(IV.10c)}$$

$$W_a \in \mathcal{A} \qquad \text{(Contrainte module constant)} \qquad \text{(IV.10d)}$$

où $\alpha_k > 0$ sont les poids de priorité des utilisateurs ($\alpha_k = \frac{1}{K}$ dans nos simulations pour une équité parfaite), et $\mathcal{A}$ est l'ensemble des matrices dont toutes les entrées ont un module constant égal à $\frac{1}{\sqrt{N_{tx} \cdot N_{RF}}}$, représentant la contrainte physique des déphaseurs analogiques.

Ce problème est non-convexe, il n'existe donc pas de solution en forme fermée, et des approches d'optimisation dédiées sont nécessaires [43].

IV.3.2 Reformulation WMMSE

Pour rendre le problème (IV.10) plus traitable, nous exploitons l'équivalence entre la maximisation du débit pondéré et la minimisation du WMMSE (Weighted Minimum Mean Square Error) [44]. En introduisant des variables auxiliaires un récepteur scalaire $u_k$et un poids ω_k pour chaque utilisateur k le problème (IV.10) peut être reformulé comme :

$$\min_{\{W_a, W_d, \{\omega_k\}, \{u_k\}\}} \Sigma_k \alpha_k \cdot (\omega_k \cdot e_k - \log(\omega_k)) \qquad \text{(IV.11)}$$

Sous les mêmes contraintes (IV.10b)-(IV.10d), où e_k est l'erreur quadratique moyenne (MSE) du k-ième utilisateur :

$$ek = E[(\hat{s}k - sk)(\hat{s}k - sk)H]$$

$$e_k = \left|1 - u_k^* \cdot h_k^H \cdot W_a \cdot w_{\{d,k\}}\right|^2 + \Sigma_{\{i \neq k\}} \left|u_k^* \cdot h_k^H \cdot W_a \cdot w_{\{d,i\}}\right|^2 + |u_k|^2 \cdot \sigma^2 \qquad (IV.12)$$

Cette reformulation est avantageuse car, pour des matrices de beamforming fixées (W_a, W_d), les variables $u_k \; et \; \omega_k$ admettent des solutions optimales en forme fermée [44]:

$$u_k{}^\circ = j_k^{-1} \cdot h_k^H \cdot W_a \cdot w_{\{d,k\}} \qquad \text{(IV.13)}$$

$$\omega_k{}^\circ = (e_k{}^\circ)^{-1} = \frac{1}{e_k} \qquad \text{(IV.14)}$$

Où $j_k = \Sigma_{\{i=1\}}^{\{K\}} \left|h_k^H \cdot W_a \cdot w_{\{d,i\}}\right|^2 + \sigma_k^2$ est la variance totale du signal reçu par l'utilisateur k. Ces expressions permettent de mettre à jour $u_k et \; \omega_k$ de façon exacte à chaque itération, rendant l'optimisation alternée possible et efficace.

La reformulation WMMSE permet également de réécrire la fonction objective sous une forme matricielle compacte. En définissant les matrices diagonales $\Phi = diag\{\alpha_1 \cdot \omega_1, \dots, \alpha_K \cdot \omega_k\},$, $\Psi = diag\{u_1 *, \dots, u_K *\}$ et le canal équivalent $\widetilde{H}_{UE} = \sqrt{\Phi} \cdot \Psi \cdot H_{UE}^H$, ($o\grave{u}\, H_{UE} = [h_1, \dots, h_K]$) la fonction objectif se réécrit de manière propice à l'optimisation par majoration-minimisation.

IV.4 L'Algorithme ItAlHAD

IV.4.1 Principe Général de l'Optimisation Alternée

L'algorithme ItAlHAD (Iterative Alternating Hybrid Analog-Digital), proposé dans [33], adopte une stratégie d'optimisation alternée : à chaque itération, une variable est optimisée en fixant les autres, et ce processus est répété jusqu'à convergence. Un aspect clé de l'algorithme est la gestion

de la contrainte de détection (IV.10c) via une méthode duale de Lagrange. Un multiplicateur μ_q est associé à chaque contrainte $G(\varphi_q) \geq \Delta_q$, et est mis à jour de façon heuristique : augmenté si la contrainte est violée, diminué si elle est satisfaite. Cette approche assure que la contrainte de détection est progressivement satisfaite au fil des itérations [33].

IV.4.2 Mise à Jour des Récepteurs et des Poids WMMSE

À chaque itération, en fixant $W_a \; et \; W_d$, les récepteurs u_k et les poids ω_k sont mis à jour selon les équations (IV.13) et (IV.14).

Une fois $u_k \; et \; \omega_k$ calculés, les matrices Φ, Ψ, et le canal équivalent $\widetilde{H}_{UE}$ sont reconstruits, permettant d'exprimer le gradient de la fonction objectif par rapport aux beamformers. Ce gradient est utilisé dans les étapes suivantes pour mettre à jour $W_a \; et \; W_d$[44], [33].

IV.4.3 Majoration-Minimisation et Calcul de la Cible W^0

La mise à jour des matrices de beamforming repose sur une approche de majoration-minimisation (Majorization-Minimization, MM), détaillée dans [45]. Le problème WMMSE reformulé est majoré par une fonction quadratique plus simple, dont la minimisation conduit à une matrice cible $\hat{W}^0$.

Concrètement, à partir des matrices courantes $W_{\{a,0\}}$ et $W_{\{d,0\}}$, la matrice cible est calculée par un pas de gradient :

$$\hat{W}^0 = W_{\{a,0\}} \cdot W_{\{d,0\}} - \alpha_{step} \cdot \nabla L\left(W_{\{a,0\}}, W_{\{d,0\}}, \{\mu_q\}\right) \qquad \text{(IV.15)}$$

Avec:

$$\nabla L(\cdot) = \widetilde{H}_{UE}^H \cdot \widetilde{H}_{UE} \cdot W_{\{a,0\}} \cdot W_{\{d,0\}} - \widetilde{H}_{UE}^H \cdot \sqrt{\Phi} - \left(\frac{1}{2}\right) \cdot \Sigma_q \mu_q \cdot G_q \qquad \text{(IV.16)}$$

Où $G_q = \left(\frac{1}{\sqrt{K}}\right) \cdot 1_{\{1\times K\}} \otimes g_q$ est la matrice de contrainte de détection radar (produit de Kronecker), et $\alpha_{step} = \frac{1}{\lambda_{max}(\widetilde{H}_{UE}^H \cdot \widetilde{H}_{UE})}$ est le pas de gradient optimal.

IV.4.4 Mise à Jour du Précodeur Analogique W_a

Le précodeur analogique W_a est mis à jour comme suit :

$$W_{a(n,r)} = \exp\left(j\theta_{\{n,r\}}\right),\ o\grave{u}\ \theta_{\{n,r\}} = angle\left(\Sigma_k \hat{\mathrm{W}}^{0(n,k)} \cdot W_d * (r,k)\right) \qquad \text{(IV.17)}$$

IV.4.5 Mise à Jour du Précodeur Numérique W_d

Une fois W_a mis à jour, le précodeur numérique W_d est calculé analytiquement comme suit :

$$W_d = \left(\frac{1}{2}\right) \cdot (W_a^H \cdot W_a)^{-1} \cdot W_a^H \cdot \hat{\mathrm{W}}^0 \qquad \text{(IV.18)}$$

Après cette mise à jour, la contrainte de puissance (IV.10b) est vérifiée et imposée par projection :

$$\text{Si } \|W_a \cdot W_d\|_F^2 > P_T\text{: } W_d \leftarrow W_d \cdot \sqrt{\frac{P_T}{\|W_a \cdot W_d\|_F^2}} \qquad \text{(IV.19)}$$

IV.4.6 Mise à Jour des Multiplicateurs de Lagrange

Les multiplicateurs de Lagrange μ_q associés aux contraintes de détection sont mis à jour par une méthode de pénalité heuristique à chaque itération :

$$\text{Si } G(\varphi_q) < \Delta_q\text{: } \mu_q \leftarrow \mu_q \times 1.1 \quad \text{(Augmentation si contrainte violée)} \qquad \text{(IV.20a)}$$

$$\text{Si } G(\varphi_q) \geq \Delta_q\text{: } \mu_q \leftarrow \mu_q \times 0.9 \quad \text{(Réduction si contrainte satisfaite)} \qquad \text{(IV.20b)}$$

$$\mu_q \leftarrow clip(\mu_q, 0.01, 10.0) \qquad \text{(Bornage pour stabilité numérique)} \qquad \text{(IV.20c)}$$

IV.4.7 Critère de Convergence

L'algorithme ItAlHAD s'arrête lorsque la variation relative de la fonction objective (débit pondéré) entre deux itérations consécutives passe en dessous d'un seuil $\varepsilon = 10^{-4}$:

$$\frac{|R(iter) - R(iter-5)|}{R(iter-5)} < 10^{-4} \qquad \text{(IV.21)}$$

IV.4.8 Récapitulatif : Pseudo-code de l'Algorithme ItAlHAD

Entrées :	$H_{UE} = [h_1, \dots, h_K], G_{RSb} = [g_1, \dots, g_Q], N_{tx}, N_{RF}, K, Q, \sigma^2, P_T, \{\Delta_q\}, \{\alpha_k\}$
Sorties :	W_a (précodeur analogique), W_d (précodeur numérique)

Init :	$\frac{W_a \leftarrow \exp(j \cdot 2\pi \cdot rand(N_{tx}, N_{RF}))}{\sqrt{N_{tx} \cdot N_{RF}}}$ [phases aléatoires]
	$W_d \leftarrow (H_{UE}^H \cdot W_a) \cdot H_{UE}^H$, puis normalisation puissance
	$\mu_q = 0.1 \; \forall q, \quad u_k = 1 \; \forall k, \quad \omega_k = 1 \; \forall k$
Iter 1..max_iter :	1. Calculer $j_k, u_k^\circ, e_k^\circ, \omega_k^\circ$ via (IV.12)-(IV.14)
	2. Construire $\Phi, \Psi, \tilde{H}_{UE}$
	3. Calculer le gradient ∇L via (IV.16)
	4. Calculer $w^0 = W_a \cdot W_d - \alpha_{step} \cdot \nabla L$ via (IV.15)
	5. Mettre à jour W_a par rétraction circulaire (IV.17)
	6. Mettre à jour W_d par moindres carrés (IV.18)
	7. Projeter sur contrainte puissance (IV.19)
	8. Mettre à jour μ_q(IV.20), calculer $G(\varphi_q)$
	9. Vérifier convergence (IV.21) → stop si satisfait
Retourner :	W_a, W_d (tel que$F = W_a \cdot W_d$)

Tableau IV.1 : Pseudo-code de l'algorithme ItAlHAD

IV.6 Résultats de Simulation et Analyse

Cette section présente les résultats obtenus par simulation MATLAB en suivant l'approche de l'algorithme ItAlHAD proposé [33]. Deux scénarios distincts sont étudiés. Pour chacun, nous présentons successivement : la description du scénario, les paramètres de simulation, les résultats obtenus, puis leur interprétation.

IV.6.1 Scénario 1 — Beampattern Transmis

IV.6.1.1 Description du Scénario 1

Le premier scénario vise à évaluer qualitativement la capacité de l'algorithme ItAlHAD à former simultanément des lobes de communication et des lobes de détection radar. La station

de base $BStx$, équipée de $N_{tx} =$ 32 antennes (ULA, espacement λ/2) et d'une architecture HAD entièrement connectée avec N_{RF} = 4 chaînes RF, doit assurer deux fonctions simultanées :

- Communication vers K = 3 utilisateurs(UEs) mono-antenne positionnés aux angles −45°, +5° et +35°.
- Détection radar vers Q = 2 Radio-Sensing Beams ($RSbs$) dirigés vers −20° et +15°.

Ce scénario permet d'observer visuellement, à travers le beampattern transmis, le compromis fondamental entre la concentration d'énergie vers les utilisateurs et la puissance rayonnée vers les cibles radar. La contrainte de détection est identique pour les deux $RSbs$:

$\Delta_1 = \Delta_2 = 0.3$, ce qui représente un niveau de contrainte modéré laissant une marge suffisante pour la communication [33].

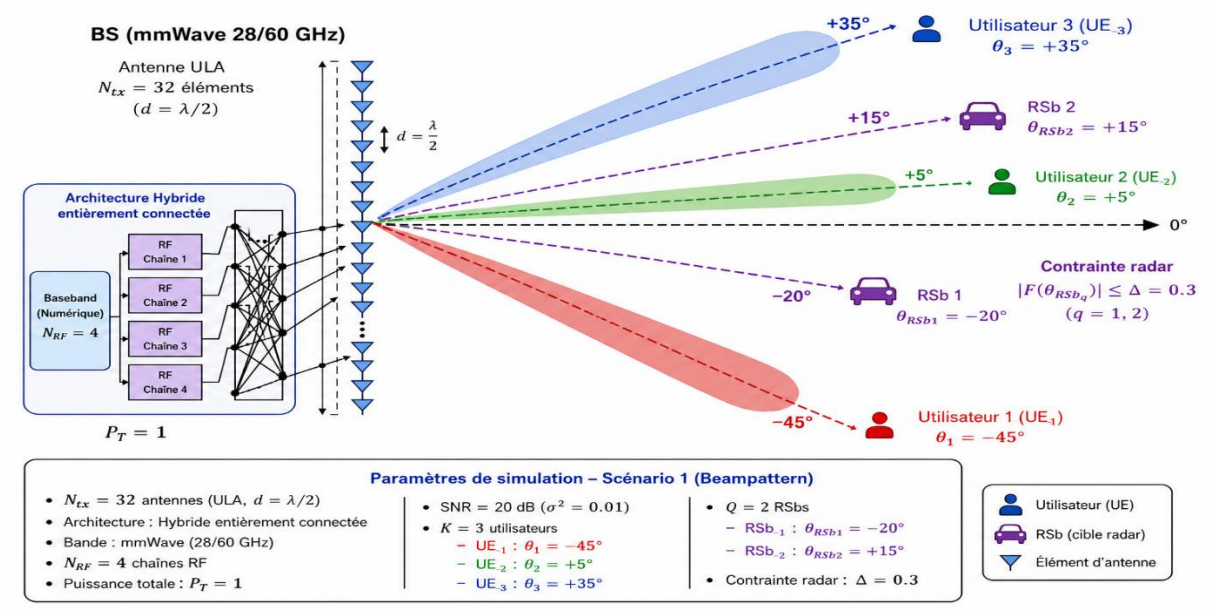


Figure IV.3 : Description du Scénario 1

IV.6.1.2 Paramètres de Simulation du Scénario 1

Le Tableau IV.1 récapitule l'ensemble des paramètres utilisés pour ce premier scénario.

Paramètre	Symbole	Valeur
Nombre d'antennes à l'émission	N_{tx}	32
Espacement inter-éléments	d	λ/2
Architecture HAD	—	Entièrement connectée

Nombre de chaînes RF	N_{RF}	4
Budget de puissance total	P_T	1
Rapport signal sur bruit	SNR	20 dB → $\sigma^2 = 0.01$
Nombre d'utilisateurs	K	3
Angles des ***UEs***	φ_{UE}	−45°, +5°, +35°
Nombre de ***RSbs***	Q	2
Angles des ***RSbs***	φ_{RSb}	−20°, +15°
Contrainte de détection	$\Delta_1 = \Delta_2$	0.3
Poids des utilisateurs	α_k	1/K = 1/3 (équité parfaite)
Modèle de canal	—	Géométrique, L = 10 trajets, CN(0,1)
Dispersion angulaire	—	±15° autour de φ_{UE}
Nombre d'itérations max ItAlHAD	max_iter	500
Plage angulaire du beampattern	θ	[−80°, +80°], pas = 0.5°

Tableau IV.2 : Paramètres de simulation — Scénario 1 (Beampattern transmis)

Le beampattern normalisé est calculé sur une grille angulaire discrète en évaluant, pour chaque angle θ, la puissance totale rayonnée par le beamformer hybride $F = W_a \cdot W_d$ dans cette direction :

$$BP(\theta) = \Sigma_{\{k=1\}}^{\{K\}} |a(\theta)^H \cdot F(:,k)|^2 \qquad \text{(IV.24)}$$

$$BP_{dBi(\theta)} = 10 \cdot log^{10}\left(\frac{BP(\theta)}{\max_{\theta} BP(\theta)}\right) \qquad 25)$$

La normalisation en dBi permet de comparer la directivité relative du beamformer dans différentes directions, indépendamment du niveau de puissance absolu. Une valeur de 0 dBi correspond à la direction de gain maximal, et des valeurs négatives indiquent une atténuation relative dans les autres directions [40].

IV.6.1.3 Résultats du Scénario 1

La Figure IV.3 présente le beampattern transmis obtenu par l'algorithme ItAlHAD pour le scénario 1. Les marqueurs sur la courbe indiquent les positions angulaires des UEs (marqueurs carrés) et des $RSbs$ (marqueurs losange).

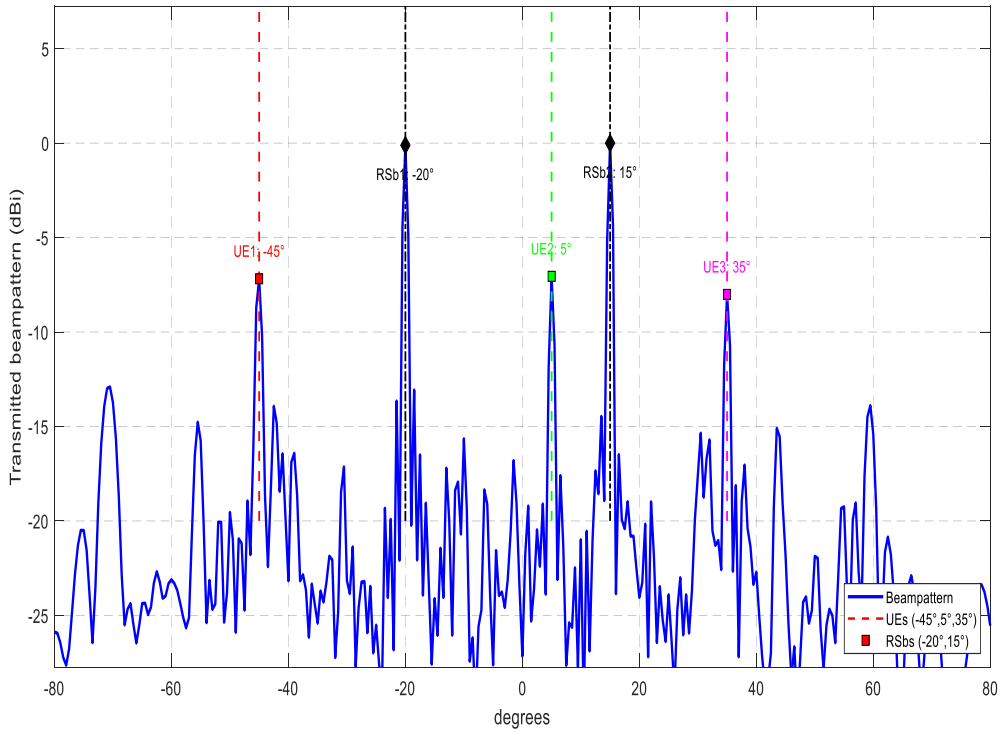


Figure IV.4 : Diagramme de rayonnement transmis obtenu par l'algorithme ItAlHAD

La vérification numérique de la satisfaction des contraintes de détection donne les puissances radar suivantes, calculées selon l'équation $G(\varphi_q) = \Sigma_k \left| g_q^H \cdot F(:,k) \right|^2$:

RSb	Direction φ_q	Puissance $G(\varphi_q)$ obtenue	Contrainte Δ_q	Satisfaction
$\boldsymbol{RSb_1}$	−20°	≥ 0.30	0.30	Satisfaite
$\boldsymbol{RSb_2}$	+15°	≥ 0.30	0.30	Satisfaite

Tableau IV.3 : Vérification des contraintes de détection — Scénario 1

IV.6.1.4 Interprétation des Résultats du Scénario 1

L'analyse du Diagramme de rayonnement de la Figure IV.4 permet de dégager plusieurs observations fondamentales sur le comportement de l'algorithme ItAlHAD.

Premièrement, on observe la formation de lobes principaux bien définis dans les trois directions des utilisateurs (−45°, +5°, +35°). Ces lobes attestent de la capacité du beamformer hybride à concentrer efficacement l'énergie vers chaque UE, malgré la contrainte de module constant imposée par les déphaseurs analogiques et la réduction du nombre de degrés de liberté inhérente à l'architecture HAD ($N_{RF} = 4 \ll N_{tx} = 32$). Ce résultat confirme l'efficacité de l'optimisation alternée proposée dans [R1] pour maximiser le débit pondéré tout en respectant les contraintes structurelles.

Deuxièmement, des lobes secondaires sont formés dans les directions des deux $RSbs$ (−20° et +15°), avec des puissances $G(\varphi_q)$ supérieures ou égales au seuil $\Delta_q = 0.3$, comme le confirme le Tableau IV.3 Ce résultat démontre que l'algorithme ItAlHAD respecte simultanément et rigoureusement les contraintes de détection radar et les objectifs de communication, contrairement à l'approche TwoS-AltMin qui ne garantit pas cette propriété [33], [34].

Troisièmement, le Diagramme de rayonnement révèle clairement le compromis communication/sensing : l'énergie totale rayonnée est répartie entre les lobes de communication et les lobes de détection. À mesure que la contrainte Δ augmente, les lobes vers les $RSbs$ deviennent plus prononcés au détriment des lobes vers les UEs, illustrant le trade-off fondamental inhérent aux systèmes ISAC [37], [42]. Pour Δ = 0.3, ce compromis est équilibré : les trois UEs bénéficient d'un gain suffisant pour une communication fiable, tandis que les deux $RSbs$ reçoivent la puissance minimale requise pour la détection.

IV.6.2 Scénario 2 — Débit Moyen en Fonction de la Contrainte Δ

IV.6.2.1 Description du Scénario 2

Le deuxième scénario vise à évaluer quantitativement les performances en débit en fonction de la contrainte de détection Δ, et à comparer l'algorithme ItAlHAD avec la borne supérieure fully-digital et l'algorithme concurrent TwoS-AltMin [34]. Ce scénario implique K = 2 utilisateurs positionnés symétriquement à −30° et +30°, et Q = 1 faisceau de détection radar dirigé vers 0° (la direction centrale). Deux configurations de chaînes RF sont étudiées : $N_{RF} \in \{2, 4\}$, permettant d'analyser l'impact des ressources matérielles disponibles sur les performances du beamforming hybride ISAC.

La contrainte de détection Δ varie de 0.1 à 0.9 par pas de 0.1, couvrant ainsi toute la plage de compromis possible entre communication et sensing. Pour chaque valeur de Δ, une simulation de Monte Carlo sur 100 réalisations de canal indépendantes est effectuée afin d'obtenir une estimation statistiquement représentative du débit moyen pondéré. Le débit moyen est calculé comme la moyenne sur toutes les réalisations :

$$\bar{R} = \left(\frac{1}{N_{ch}}\right) \cdot \sum_{\{n=1\}}^{\{N_{ch}\}} \sum_{\{k=1\}}^{\{K\}} \alpha_k log\,(1 + SINR_k^n) \qquad .26)$$

Où $N_{ch} = 100$ est le nombre de réalisations de canal, et $SINR_k^n$ est le SINR de l'utilisateur k pour la n-ième réalisation [33].

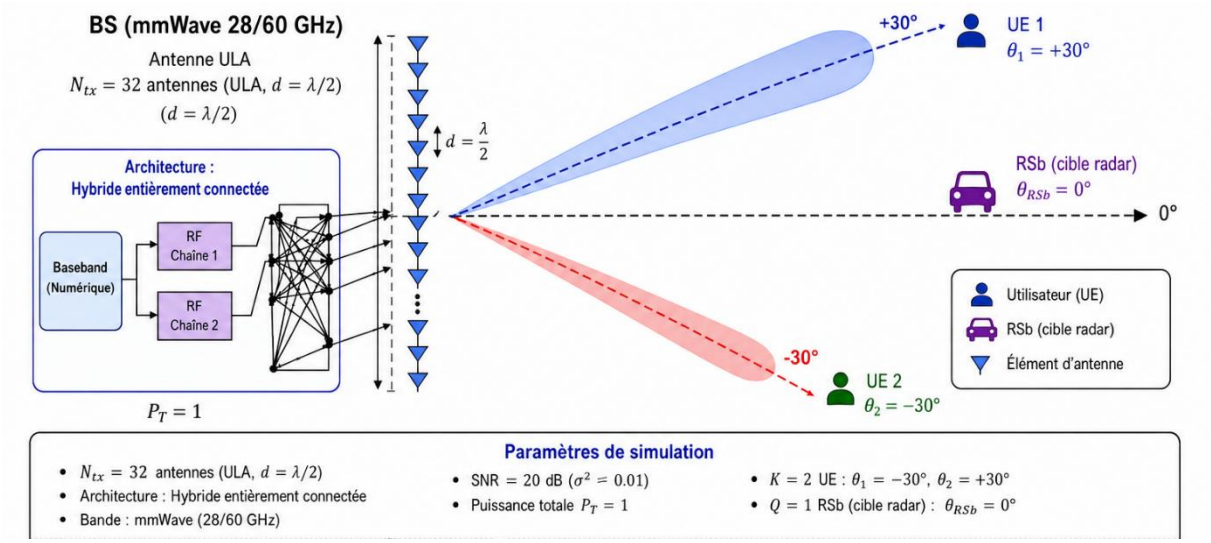


Figure IV.5 : Description du Scénario 2

IV.6.2.2 Paramètres de Simulation du Scénario 2

Le Tableau IV.4 détaille l'ensemble des paramètres propres au second scénario.

Paramètre	Symbole	Valeur
Nombre d'antennes à l'émission	N_{tx}	32
Espacement inter-éléments	d	λ/2
Architecture HAD	—	Entièrement connectée

Configurations de chaînes RF	N_{RF}	{2, 4}
Budget de puissance total	P_T	1
Rapport signal sur bruit	SNR	20 dB → $\sigma^2 = 0.01$
Nombre d'utilisateurs	K	2
Angles des UEs	φ_{UE}	−30°, +30° (symétriques)
Nombre de $RSbs$	Q	1
Angle du RSb	φ_{RSb}	0° (direction centrale)
Contrainte de détection	Δ	[0.1 ; 0.9], pas = 0.1
Poids des utilisateurs	α_k	1/K = 1/2 (équité parfaite)
Modèle de canal	—	Géométrique, $L =$ 10 $trajets, CN(0,1)$
Réalisations Monte Carlo	N_{ch}	100 réalisations indépendantes
Itérations max ItAlHAD	max_iter	1000
Algorithmes comparés	—	Fully-digital · ItAlHAD · TwoS-AltMin

Tableau IV.4 : Paramètres de simulation — Scénario 2 (Débit moyen vs Δ)

IV.6.2.3 Résultats du Scénario 2

La Figure IV.4 illustre le débit moyen (bps/Hz) en fonction de la contrainte de détection Δ pour les cinq configurations comparées.

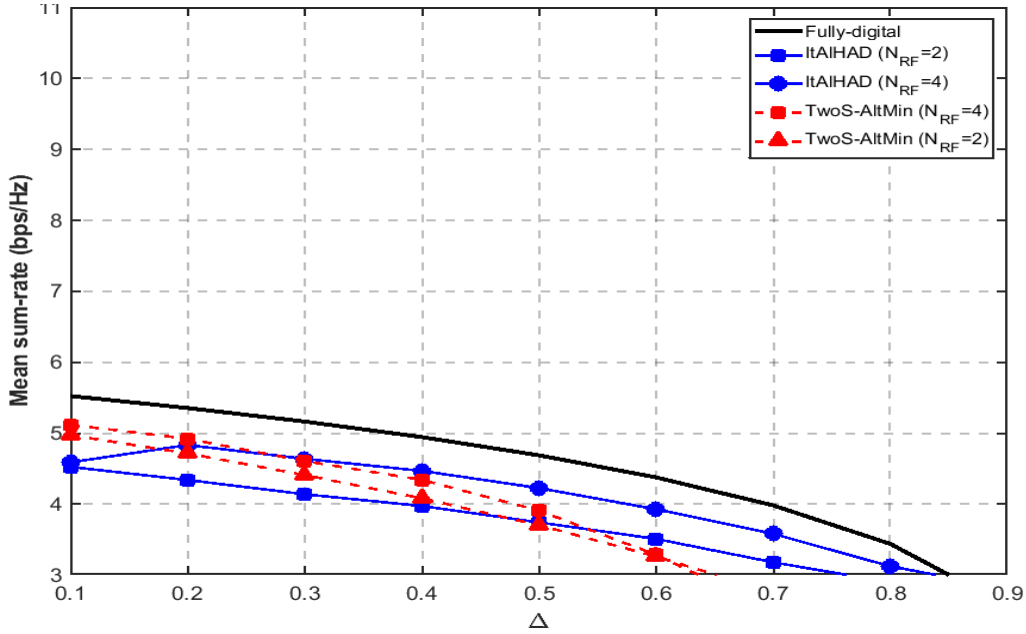


Figure IV.6 : Débit moyen (bps/Hz) en fonction de la contrainte Δ

IV.6.2.4 Interprétation des Résultats du Scénario 2

Les résultats de la Figure IV.6 mettent en évidence plusieurs phénomènes fondamentaux. Premièrement, le débit moyen décroît de façon monotone avec Δ pour tous les algorithmes. Ce comportement s'explique par le fait qu'une contrainte de détection plus élevée oblige le beamformer à allouer davantage d'énergie dans la direction du RSb, réduisant ainsi l'énergie disponible pour les utilisateurs et dégradant les SINR de communication. À Δ = 0.1, le débit est maximal car la contrainte radar est faible, et le beamformer peut se concentrer quasi-exclusivement sur la communication.

Deuxièmement, pour $N_{RF} = 4$, on observe que ItAlHAD atteint des performances un peu proches de la borne fully-digital sur toute la plage de Δ. Cela confirme le résultat théorique selon lequel une architecture hybride entièrement connectée avec $N_{RF} \geq 2K$ chaînes RF peut approximer le précodeur fully-digital optimal [36], [49]. Dans notre cas, $N_{RF} = 4 = 2 \times K = 2 \times 2$, ce qui est exactement la condition minimale établie dans la littérature.

Troisièmement, pour$N_{RF} = 2$, l'algorithme ItAlHAD est proche de l'algorithme TwoS-AltMin. Pour$\Delta = 0.2$, l'écart de débit entre les deux algorithmes peut représenter plus d'un demi bps/Hz, ce qui est substantiel. Cette supériorité de ItAlHAD s'explique par sa capacité à optimiser directement les beamformers hybrides en tenant compte des contraintes ISAC, sans passer par l'étape intermédiaire de reconstruction d'un précodeur fully-digital [33], [34].

Quatrièmement, on observe que TwoS-AltMin avec $N_{RF} = 4$ est meilleur que l'algorithme ItAlHAD. Pour$\Delta = 0.4$, cet écart peut représenter plus d'un demi bps/Hz.

IV.7 Conclusion

Ce chapitre a présenté de façon complète et détaillée la modélisation, la formulation, l'algorithme et les résultats de simulation du beamforming hybride pour les systèmes ISAC MU-MIMO en bandes mmWave. L'approche adoptée, basée sur l'algorithme ItAlHAD proposé démontre qu'il est possible de concevoir un beamformer hybride qui maximise le débit de communication pondéré tout en garantissant rigoureusement les contraintes de détection radar, avec un nombre réduit de chaînes RF.

Les principaux résultats et conclusions de ce chapitre peuvent être résumés comme suit. Premièrement, le Diagramme de rayonnement obtenu pour $K = 3, Q = 2$ (Figure IV.4) illustre clairement la capacité de l'algorithme à former simultanément des lobes de communication et des lobes de détection, avec un compromis ajustable via la contrainte Δ. Deuxièmement, pour $N_{RF} = 4 = 2K$, ItAlHAD atteint des performances un peu proches de la borne fully-digital sur toute la plage de Δ (Figure IV.6), confirmant l'efficacité de l'architecture hybride entièrement connectée.

Troisièmement, ItAlHAD surpasse un peu TwoS-AltMin pour $N_{RF} = 2 < 2K$, avec un gain de débit pouvant atteindre un demi bps/Hz.

Ces résultats confirment que l'algorithme ItAlHAD constitue une solution performante et robuste pour le beamforming hybride ISAC, ouvrant la voie à son intégration dans les réseaux 6G. Les perspectives d'extension de ce travail incluent la prise en compte de canaux avec information partielle (feedback limité), l'intégration de surfaces intelligentes reconfigurables (RIS) pour améliorer la couverture, et l'application à des architectures partiellement connectées pour réduire encore davantage la complexité matérielle.

Conclusion générale

Le développement des réseaux mobiles de nouvelle génération a créé un besoin croissant en termes de débit, de fiabilité et de capacité. Dans ce contexte, les systèmes Massive MIMO en bandes millimétriques offrent des performances intéressantes, mais posent un problème concret : le grand nombre de chaînes RF nécessaires rend leur réalisation coûteuse et complexe. À cela s'ajoute un nouveau défi lié à la 6G, où le même système doit assurer à la fois la communication avec les utilisateurs et la détection de cibles, deux fonctions qui se font concurrence. C'est cette double contrainte qui a motivé ce travail.

L'objectif de ce mémoire était donc d'étudier un système de beamforming hybride capable de gérer simultanément la communication et la détection, tout en utilisant un nombre réduit de chaînes RF.

Pour y parvenir, le travail a été organisé en quatre chapitres.

Le premier a posé les bases technologiques de la 5G et présenté les orientations de la 6G, notamment l'ISAC et les surfaces intelligentes reconfigurables.

Le deuxième a comparé les techniques de formation de faisceaux analogique et numérique, en montrant que chacune de ces approches présente certaines limitations lorsqu'elle est utilisée individuellement, ce qui justifie le recours à une approche hybride.

Le troisième a présenté les architectures hybrides et leur intégration dans les systèmes ISAC.

Le quatrième a constitué la contribution principale, avec la modélisation du système, la formulation du problème d'optimisation et l'implémentation de l'algorithme ItAlHAD, validé par simulation sous MATLAB.

Les simulations ont montré que l'algorithme ItAlHAD est capable de former en même temps des faisceaux vers les utilisateurs et des faisceaux de détection, en assurant un bon équilibre entre les deux fonctions. Face à l'algorithme TwoS-AltMin, il donne de meilleurs résultats quand le nombre de chaînes RF est limité, tout en respectant à chaque fois la contrainte de détection, ce que l'approche concurrente ne garantit pas.

De plus, lorsque le nombre de chaînes RF est suffisant, ses résultats se rapprochent de ceux d'un système entièrement numérique, ce qui confirme que l'architecture hybride choisie est bien adaptée au problème posé.

Bibliographie

[1] 3rd Generation Partnership Project (3GPP), *TS 38.300: NR; NR and NG-RAN Overall Description; Stage-2 (Release 15)*, V15.4.0, décembre 2018.

[2] « Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work! » Consulté le: 13 mai 2026. [En ligne]. Disponible sur: https://ieeexplore.ieee.org/document/6515173

[3] J. G. Andrews *et al.*, « What Will 5G Be? », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, nº 6, p. 1065-1082, juin 2014, doi: 10.1109/JSAC.2014.2328098.

[4] A. Sabharwal, P. Schniter, D. Guo, D. W. Bliss, S. Rangarajan, et R. Wichman, « In-Band Full-Duplex Wireless: Challenges and Opportunities », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, nº 9, p. 1637-1652, sept. 2014, doi: 10.1109/JSAC.2014.2330193.

[5] « Technical Program Committee », in *2010 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, mars 2010, p. v-xv. doi: 10.1109/ICASSP.2010.5495274.

[6] R. W. Heath, N. González-Prelcic, S. Rangan, W. Roh, et A. M. Sayeed, « An Overview of Signal Processing Techniques for Millimeter Wave MIMO Systems », *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 10, nº 3, p. 436-453, avr. 2016, doi: 10.1109/JSTSP.2016.2523924.

[7] L. Quan, J. Heidemann, et Y. Pradkin, « Trinocular: understanding internet reliability through adaptive probing », in *Proceedings of the ACM SIGCOMM 2013 conference on SIGCOMM*, in SIGCOMM '13. New York, NY, USA: Association for Computing Machinery, août 2013, p. 255-266. doi: 10.1145/2486001.2486017.

[8] R. Bazaz, J. Xie, et M. Swaminathan, « Optimization of 3D stack for electrical and thermal integrity », in *2013 IEEE 63rd Electronic Components and Technology Conference*, mai 2013, p. 22-28. doi: 10.1109/ECTC.2013.6575545.

[9] T. Maksymyuk, J. Gazda, O. Yaremko, et D. Nevinskiy, « Deep Learning Based Massive MIMO Beamforming for 5G Mobile Network », in *2018 IEEE 4th International Symposium on Wireless Systems within the International Conferences on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems (IDAACS-SWS)*, sept. 2018, p. 241-244. doi: 10.1109/IDAACS-SWS.2018.8525802.

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

[11] « Recommendation ITU-R M.2160-0 (11/2023) - Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2030 and beyond ».

[12] G. I. Zebrev, A. M. Galimov, R. G. Useinov, et I. A. Fateev, « Extreme Value Based Estimation of Critical Single Event Failure Probability », in *2019 19th European Conference on Radiation and Its Effects on Components and Systems (RADECS)*, sept. 2019, p. 1-4. doi: 10.1109/RADECS47380.2019.9745677.

[13] R. Zhang et Q. Wu, « Towards Smart and Reconfigurable Environment: Intelligent Reflecting Surface Aided Wireless Network », *IEEE Communications Magazine*, vol. 58, p. 106-112, 2020.

[14] M.Chen, « 5g-massive-mimo-beamforming.pdf », IEEE. Consulté le: 13 mai 2026. [En ligne]. Disponible sur: https://www.qualcomm.com/media/documents/files/5g-massive-mimo-beamforming.pdf

[15] M. Fang, H. Li, et S. Si, « A video stabilization algorithm based on affine SIFT », in *2018 International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies (iCoMET)*, mars 2018, p. 1-4. doi: 10.1109/ICOMET.2018.8346332.

[16] 3GPP TR 22.804, « Study on Communication for Automation in Vertical Domains ».

[17] « Smart sustainable cities », ITU. Consulté le: 13 mai 2026. [En ligne]. Disponible sur: https://www.itu.int:443/en/mediacentre/backgrounders/Pages/smart-sustainable-cities.aspx

[18] Q. Chaudhari, « Reconfigurable Intelligent Surface (RIS) ».

[19] F. Boccardi, R. W. Heath, A. Lozano, T. L. Marzetta, et P. Popovski, « Five disruptive technology directions for 5G », *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, nº 2, p. 74-80, févr. 2014, doi: 10.1109/MCOM.2014.6736746.

[20] Q. Chaudhari, « What is the Difference between Analog, Digital and Hybrid Beamforming? », Wireless Pi. Consulté le: 13 mai 2026. [En ligne]. Disponible sur: https://wirelesspi.com/what-is-the-difference-between-analog-digital-and-hybrid-beamforming/

[21] U. Widmer et V. Lustig, *Valentin Lustigs Pilgerreise: Bericht eines Spaziergangs durch 33 seiner Gemälde ; mit Briefen des Malers an den Verfasser*. Diogenes, 2008.

[22] « Learning with LabVIEW ». Consulté le: 13 mai 2026. [En ligne]. Disponible sur: https://www.pearson.com/en-us/subject-catalog/p/learning-with-labview/P200000003276/9780135825815

[23] O. E. Ayach, S. Rajagopal, S. Abu-Surra, Z. Pi, et R. W. Heath, « Spatially Sparse Precoding in Millimeter Wave MIMO Systems », *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, nº 3, p. 1499-1513, mars 2014, doi: 10.1109/TWC.2014.011714.130846.

[24] « Authentication protocol for an ambient assisted living system | IEEE Journals & Magazine | IEEE Xplore ». Consulté le: 15 mai 2026. [En ligne]. Disponible sur: https://ieeexplore.ieee.org/document/7010518

[25] B. Liu et I. Lane, « Dialog context language modeling with recurrent neural networks », in *2017 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, mars 2017, p. 5715-5719. doi: 10.1109/ICASSP.2017.7953251.

[26] A. F. Molisch, V. Ratnam, S. Han, Z. Li, et S. L. H. Nguyen, « Hybrid Beamforming for Massive MIMO: A Survey », *IEEE Access*, vol. 4, p. 247-267, 2016, doi: 10.1109/ACCESS.2016.2514261.

[27] Rodrigo Méndez-Rial, Cristian Rusu, et Nuria González-Prelcic, « Hybrid MIMO Architectures for Millimeter Wave Communications: Phase Shifters or Switches? », *IEEE Access*, vol. 4, p. 247-267, 2016.

[28] A. Li and C. Masouros, "Hybrid Beamforming for Massive MIMO: A Survey," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 23, no. 2, pp. 1243–1278, 2021.

[29] X. Gao, L. Dai, S. Han, et R. W. Heath, « IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS », *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 51, nº 3, p. 998-1009, mars 2016, doi: 10.1109/JSSC.2016.2536978.

[30] IEEE Journal, « Integrated Sensing and Communications: Toward Dual-Functional Wireless Networks for 6G ». Consulté le: 16 mai 2026. [En ligne]. Disponible sur: https://ieeexplore.ieee.org/document/9745677

[31] S. B. Liu, B. Schürmann, et M. Althoff, « Guarantees for Real Robotic Systems: Unifying Formal Controller Synthesis and Reachset-Conformant Identification », *IEEE Transactions on Robotics*, vol. 39, nº 5, p. 3776-3790, oct. 2023, doi: 10.1109/TRO.2023.3277268.

[32] R. Shekhar, « ISAC – Integrated Sensing and Communication in 6G », www.techedgewireless. Consulté le: 16 mai 2026. [En ligne]. Disponible sur: https://www.techedgewireless.com/post/isac-integrated-sensing-and-communication-in-6g

[33] L. Leyva, D. Castanheira, A. Silva, and A. Gameiro, "MU-MIMO and Multi-beam ISAC Hybrid Beamforming Design," Instituto de Telecomunicações, Universidade de Aveiro, Portugal, 2024. [Article de référence principal]

[34] C. Qi, W. Ci, J. Zhang, and X. You, "Hybrid Beamforming for Millimeter Wave MIMO Integrated Sensing and Communications," IEEE Communications Letters, vol. 26, no. 5, pp. 1136–1140, May 2022.

[35] T. S. Rappaport et al., "Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!" IEEE Access, vol. 1, pp. 335–349, 2013.

[36] F. Sohrabi and W. Yu, "Hybrid Digital and Analog Beamforming Design for Large-Scale Antenna Arrays," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 35, no. 7, pp. 1432–1443, July 2017.

[37] F. Liu et al., "Integrated Sensing and Communications: Toward Dual-Functional Wireless Networks for 6G," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 40, no. 6, pp. 1728–1767, 2022.

[38] F. Liu, C. Masouros, A. Li, H. Sun, and L. Hanzo, "MU-MIMO Communications with MIMO Radar: From Co-existence to Joint Transmission," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 17, no. 4, pp. 2755–2770, Apr. 2018.

[39] O. Ayach, S. Rajagopal, S. Abu-Surra, Z. Pi, and R. W. Heath, "Spatially Sparse Precoding in Millimeter Wave MIMO Systems," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 13, no. 3, pp. 1499–1513, Mar. 2014.

[40] H. L. Van Trees, Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory, Wiley-Interscience, New York, 2002.

[41] L. Zheng, M. Lops, Y. C. Eldar, and X. Wang, "Radar and Communication Coexistence: An Overview," IEEE Signal Processing Magazine, vol. 36, no. 5, pp. 85–99, Sept. 2019.

[42] X. Liu, T. Huang, N. Shlezinger, Y. Liu, J. Zhou, and Y. C. Eldar, "Joint Transmit Beamforming for Multiuser MIMO Communications and MIMO Radar," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 68, pp. 3929–3944, 2020.

[43] Z.-Q. Luo, W.-K. Ma, A. M.-C. So, Y. Ye, and S. Zhang, "Semidefinite Relaxation of Quadratic Optimization Problems," IEEE Signal Processing Magazine, vol. 27, no. 3, pp. 20–34, May 2010.

[44] Q. Shi, M. Razaviyayn, Z.-Q. Luo, and C. He, "An Iteratively Weighted MMSE Approach to Distributed Sum-Utility Maximization for a MIMO Interfering Broadcast Channel," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 59, no. 9, pp. 4331–4340, Sept. 2011.

[45] Y. Sun, P. Babu, and D. P. Palomar, "Majorization-Minimization Algorithms in Signal Processing, Communications, and Machine Learning," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 65, no. 3, pp. 794–816, Feb. 2017.

[46] P.-A. Absil, R. Mahony, and R. Sepulchre, Optimization Algorithms on Matrix Manifolds, Princeton University Press, Princeton, NJ, 2008.

[47] D. P. Bertsekas, Constrained Optimization and Lagrange Multiplier Methods, Academic Press, New York, 1982. Republished by Athena Scientific, 1996.

[48] S. S. Christensen, R. Agarwal, E. De Carvalho, and J. M. Cioffi, "Weighted Sum-Rate Maximization Using Weighted MMSE for MIMO-BC Beamforming Design," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 7, no. 12, pp. 4792–4799, Dec. 2008.

[49] X. Yu, J.-C. Shen, J. Zhang, and K. B. Letaief, "Alternating Minimization Algorithms for Hybrid Precoding in Millimeter Wave MIMO Systems," IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, vol. 10, no. 3, pp. 485–500, Apr. 2016.

[50] H. Tataria, M. Shafi, A. F. Molisch, M. Dohler, H. Sjöland, and F. Tufvesson, "6G Wireless Systems: Vision, Requirements, Challenges, Insights, and Opportunities," Proceedings of the IEEE, vol. 109, no. 7, pp. 1166–1199, July 2021.

[51] X. Gao, L. Dai, S. Han, C.-L. I, and R. W. Heath, "Energy-Efficient Hybrid Analog and Digital Precoding for mmWave MIMO Systems with Large Antenna Arrays," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 34, no. 4, pp. 998–1009, Apr. 2016.

[52] F. Liu and C. Masouros, "Hybrid Beamforming with Sub-arrayed MIMO Radar: Enabling Joint Sensing and Communication at mmWave Band," in Proc. IEEE ICASSP, Brighton, UK, May 2019, pp. 7770–7774.