



Communications à faible latence et à haute fiabilité dans les bandes millimétriques

Corentin Fonteneau

► To cite this version:

Corentin Fonteneau. Communications à faible latence et à haute fiabilité dans les bandes millimétriques. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. INSA de Rennes, 2022. Français. NNT : 2022ISAR0010 . tel-04482248

HAL Id: tel-04482248

<https://theses.hal.science/tel-04482248>

Submitted on 28 Feb 2024

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THESE DE DOCTORAT DE

L'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES
APPLIQUEES RENNES

ECOLE DOCTORALE N° 601
*Mathématiques et Sciences et Technologies
de l'Information et de la Communication*
Spécialité : *Télécommunications*

Par

Corentin FONTENEAU

Communications à faible latence et à haute fiabilité dans les bandes millimétriques

Thèse présentée et soutenue à Rennes, le 03/06/2022

Unité de recherche : Institut d'Electronique et des Technologies du numéRique (IETR)

Thèse N° : 22ISAR 13 / D22 - 13

Rapporteurs avant soutenance :

Joumana Farah
Laurent Ros

Professeure à l'Université Libanaise
Professeur à Grenoble INP

Composition du Jury :

Président : Luc Deneire
Examineurs : Karine Amis
Sébastien Roy
Dir. de thèse : Matthieu Crussière
Co-dir. de thèse : Bruno Jahan

Professeur à l'Université Côte d'Azur
Professeure à l'IMT Atlantique
Professeur à l'Université de Sherbrooke
Professeur à l'INSA Rennes
Ingénieur de recherche à Orange LABs

Remerciements

En premier lieu, je tiens à exprimer ma gratitude à Matthieu CRUSSIÈRE pour avoir dirigé mes travaux de thèse. Son enthousiasme, sa pédagogie, son écoute et ses compétences techniques ont été d'une aide précieuse au cours de ces travaux de recherche. J'adresse également de chaleureux remerciements à Bruno JAHAN pour le co-encadrement de mes recherches. Son expertise et sa bienveillance ont été des facteurs déterminants au développement des travaux de ce manuscrit. Je tiens aussi à exprimer ma reconnaissance à Hao LIN pour avoir proposé ce sujet de thèse et pour m'avoir accompagné au cours de la première année.

En outre, je remercie Laurent ROS et Joumana FARAH d'avoir accepté d'être rapporteur·e de ce manuscrit et pour leur retour constructif en amont et en aval de la soutenance. J'adresse également mes remerciements à Luc DENEIRE, Sébastien ROY et Karine AMIS d'avoir accepté de faire partie du jury en tant qu'examinateur·rice·s. Leurs questions et remarques ont été un apport précieux à mes travaux.

De plus, je tiens à remercier Armand FONTES et Alexandre RAPPASSE pour le travail de qualité qu'ils ont réalisé lors de leur stage de fin d'études. Leurs résultats et l'expérience d'encadrement ont largement enrichi ma thèse. Je souhaite également remercier l'ensemble des collègues de l'équipe CTE ainsi que le groupe Orange pour avoir financé mes travaux de recherche.

J'exprime par ailleurs toute ma gratitude à mes parents pour m'avoir soutenu de manière inconditionnelle lors de mes études. Je remercie également ma soeur pour m'avoir permis de découvrir de nombreux horizons culturels.

Enfin, je remercie du fond du coeur l'ensemble de mes ami·e·s, qui m'apporte tant au quotidien.

Corentin FONTENEAU

Table des matières

Tables des matières	v
Acronymes	xi
Introduction	1
I Contexte et étude système	7
1 Les communications cellulaires de la 3G à la 5G	9
1.1 Contexte réglementaire	9
1.2 3GPP	9
1.3 La 3ème génération mobile	10
1.3.1 Les recommandations IMT-2000	10
1.3.2 L'UMTS	10
1.3.3 Le HSPA	11
1.3.4 Le HSPA+	11
1.4 La 4ème génération mobile	11
1.4.1 Les recommandations IMT évolués	11
1.4.2 Le LTE	12
1.4.3 Le LTE-Advanced	13
1.4.4 Le LTE-Advanced Pro	14
1.5 La 5ème génération mobile	14
1.5.1 Les recommandations IMT-2020	14
1.5.2 La 5G New Radio	15
1.6 Conclusion	17
2 Caractéristiques de la couche physique 5G NR	19
2.1 La modulation OFDM	19
2.1.1 Généralités	19
2.1.2 La modulation OFDM en 5G New Radio (NR)	20
2.2 Traitements MIMO	21
2.2.1 Généralités	21
2.2.2 Traitements Multi-Antennes en 5G NR	27
2.3 Structure temps-fréquence d'une trame 5G NR	30
2.3.1 Structure temporelle	30
2.3.2 Structure fréquentielle	31
2.4 Accès initial à la cellule	33
2.4.1 Recherche de cellules	34
2.4.2 Accès à une cellule	37
2.5 Le mode de duplexage TDD	39
2.5.1 Le temps de garde	39
2.5.2 Configuration d'une trame TDD	40

2.6	Transmission des données de contrôle sur la voie descendante	43
2.6.1	PDCCH	43
2.6.2	CORESET	44
2.6.3	Espace de recherche	46
2.6.4	Exemple de configuration	46
2.7	Transmission des données utilisateurs sur la voie descendante	47
2.7.1	Allocation des ressources fréquentielles	47
2.7.2	Allocation des ressources temporelles	48
2.7.3	Configuration spatiale	49
2.8	Gestion de la formation de faisceau analogique	53
2.8.1	Sondage de canal via les signaux CSI-RS	53
2.8.2	Configuration du balayage de faisceaux analogiques	54
2.8.3	Configuration temporelle des ressources mesurées	55
2.8.4	Retour d'informations	59
2.8.5	Configuration spatiale	66
2.8.6	Rupture et rétablissement de lien	68
2.8.7	Synthèse	70
2.9	Conclusion	71
3	Canal de transmission	73
3.1	Caractéristiques de la propagation dans les bandes millimétriques	73
3.1.1	Pertes de propagation en espace libre	73
3.1.2	Autres phénomènes liés à la propagation des ondes	74
3.2	Modèle à tracé de rayons	75
3.2.1	Trajets distinguables	75
3.2.2	Angles d'arrivée et de départ	75
3.2.3	Effet Doppler	76
3.2.4	Configuration multi-antennes	76
3.2.5	Modélisation mathématiques	76
3.3	Modèle Clustered Delay Line (CDL)	76
3.3.1	Généralités	76
3.3.2	Calcul des retards τ_n selon l'écart-type du retard τ_{rms} souhaité	78
3.3.3	Repères global et local	78
3.3.4	Génération du champ électrique rayonné par une antenne	79
3.3.5	Génération des angles d'arrivée et de départ	81
3.3.6	Génération de la pondération complexe $\alpha_{n,m}$	81
3.3.7	Translation spatiale des trajets distinguables	83
3.3.8	Implémentation du canal de transmission	84
3.4	Conclusion	86
II	Élargissement de faisceau pour les communications millimétriques	87
4	Introduction aux techniques d'élargissement de faisceau	89
4.1	Motivation et implémentation de l'élargissement de faisceau	89
4.1.1	Les scénarios d'usage de l'élargissement de faisceau	89
4.1.2	Mise en oeuvre dans les bandes millimétriques	90
4.2	Techniques de référence à excitation de phase, sous contrainte d'amplitude constante	92
4.2.1	Technique des sous-réseaux sans optimisation (SR)	92
4.2.2	Technique des sous-réseaux avec optimisation (SRO)	94
4.2.3	Technique d'excitation polynomiale avec optimisation (EPO)	99
4.3	Conclusion	100

5	Technique systématique d'élargissement de faisceau à partir d'une excitation de phase quadratique	101
5.1	Formation de faisceau par excitation de phase quadratique	101
5.1.1	Facteur d'espace pour une excitation de phase quadratique	101
5.1.2	Influence des paramètres B_1 et B_2 sur le facteur d'espace	102
5.1.3	Paramétrage de B_1 et B_2 pour le contrôle du facteur d'espace pour une excitation de phase quadratique	104
5.1.4	Influence du dépointage sur le facteur d'espace	107
5.1.5	Influence de la longueur de ligne sur le facteur d'espace	107
5.1.6	Passage d'une ligne continue à un réseau d'antennes discret	108
5.1.7	Synthèse	110
5.2	Méthode systématique pour les réseaux d'antennes de grande taille	111
5.2.1	Écriture de B_2 selon Δ_F	111
5.2.2	Évaluation des performances de la technique d'élargissement de faisceau proposée	111
5.2.3	Extension aux réseaux d'antennes planaires et réguliers	114
5.2.4	Synthèse	116
5.3	Méthode systématique adaptée aux réseaux de plus petite taille	116
5.3.1	Caractérisation de l'ouverture du faisceau	116
5.3.2	Contrôle de l'ouverture dans la direction normale au réseau	118
5.3.3	Contrôle de l'ouverture dans le cas avec dépointage	122
5.3.4	Synthèse	129
5.4	Conclusion	129
III	Procédure de formation de faisceau analogique pour les communications millimétriques	131
6	Introduction aux procédures de formation de faisceau analogique	133
6.1	Exposé du problème	133
6.1.1	Modèle système	134
6.1.2	Critères de performances	134
6.1.3	Procédures de l'état de l'art	136
6.2	Procédures de référence s'appuyant sur une excitation de phase, sous contrainte d'amplitude constante	138
6.2.1	Procédure séquentielle de mesures de puissance (PSMP)	138
6.2.2	Procédure conjointe de mesures de puissance (PCMP)	140
6.2.3	Procédure de détermination de la composante principale du canal de transmission (PDCP)	142
6.2.4	Synthèse	148
6.3	Évaluation de la robustesse du lien	150
6.3.1	Paramètres de simulation	150
6.3.2	Résultats de simulation	154
6.4	Conclusion	158
7	Procédure séquentielle de formation de faisceau analogique s'appuyant sur la composante principale du canal de transmission	161
7.1	Procédure séquentielle de détermination de la composante principale (PSDCP)	161
7.1.1	Description de la procédure	161
7.1.2	Évaluation de la complexité des traitements	163
7.1.3	Évaluation de la durée d'établissement de lien	168
7.1.4	Évaluation de la robustesse du lien	171
7.1.5	Synthèse	175
7.2	Procédure PSDCP de complexité réduite	176

7.2.1	Description de la méthode de réduction de complexité	176
7.2.2	Évaluation de la complexité des traitements	177
7.2.3	Évaluation de la robustesse du lien selon la complexité des traitements .	179
7.2.4	Synthèse	183
7.3	Retour d'informations	183
7.3.1	Retour d'informations par antenne (RIA)	183
7.3.2	Retour d'informations par précodeur (RIP)	185
7.3.3	Évaluation de la robustesse du lien selon la longueur du retour d'informa- tions	188
7.3.4	Synthèse	192
7.4	Conclusion	195
Conclusion générale		197
Annexes		201
A Configuration du canal PDCCH : niveau d'agrégation		203
B Configuration du canal PDSCH : allocation de type 1		205
C Configuration des ressources CSI-RS : le <i>CSI-RS-ResourceMapping</i>		207
C.1	Nombre de ports (<i>nrofPorts</i>)	207
C.2	Multiplexage en code des ports d'antennes (<i>cdm-Type</i>)	207
C.3	Densité fréquentielle des signaux CSI-RS (<i>density</i>)	208
C.4	Allocation et multiplexage fréquentiels des ports d'antennes (<i>frequencyDomainAllocation</i>)	209
C.5	Allocation et multiplexage temporels des ports d'antennes (<i>firstOFDMsymbolInTimeDomain</i>)	210
C.6	Allocation fréquentielle au sein du BWP (<i>freqBand</i>)	210
C.7	Configurations standardisées	212
D Canal de transmission		213
D.1	Réponse antennaire d'un réseau 2D	213
D.2	Expression de la vitesse $v_{n,m}$	214
D.3	Tables CDL	215
D.4	Expression de l'écart-type du retard τ_{rms}	218
D.5	Expression des vecteurs unitaires $\boldsymbol{\vartheta}(\theta, \phi)$ et $\boldsymbol{\varphi}(\theta, \phi)$ d'un repère sphérique . . .	218
D.6	Expression des angles d'élévation θ' et d'azimut ϕ' du repère local selon les angles d'élévation θ et d'azimut ϕ du repère global	218
E Ensemble de définition des fonctions $\bar{\theta}_{\max}$ et $\underline{\theta}_{\max}$		219
E.1	Ensemble de définition selon Δ_x	219
E.2	Ensemble de définition selon B_2	220
E.2.1	Résolution de $\Delta_x = 1 - x_0 $	221
E.2.2	Résolution de $\Delta_x = -1 + x_0 $	222
E.2.3	Conclusion	223
F Relation entre B_2 et Δ_F		225
F.1	Expression de B_2 selon Δ_x	225
F.2	Expression de Δ_x selon Δ_F	225
F.2.1	Ensemble de définition de Δ_x selon Δ_F	225
F.2.2	De Δ_F fonction de Δ_x à Δ_x fonction de Δ_F	226
F.3	Expression de B_2 selon Δ_F	226

G	Calcul du précodeur optimal f_{EIG}^*	229
H	Résolution minimale à respecter pour s'affranchir du phénomène de quantification de phase	231
I	Caractéristiques des canaux de transmission CDL	233
I.1	Profil de puissance des trajets distinguables	233
I.2	Puissance moyenne des composantes principales des canaux	234
J	Influence du combineur initial sur les performances de la procédure PSMP	235
	Table des figures	237
	Liste des tableaux	243
	Bibliographie	245

Acronymes

3GPP 3rd-Generation Partnership Project.

ARCEP Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes.

BLER Block Error Rate.

BWP BandWidth Part.

CCE Control-Channel Element.

CDL Clustered Delay Line.

CDM Code-Division Multiplexing.

CM1 CodebookMode1.

CM2 CodebookMode2.

CNA Convertisseur Numérique Analogique.

CORESET Control REsource SET.

CRB Common Resource Block.

CRI CSI-RS Resource Indicator.

CRS Cell Specific Reference Signal.

CSI-RS Channel State Information Reference Signal.

DCI Downlink Control Information.

DL DownLink.

DL-SCH Downlink Shared Channel.

DM-RS Demodulation Reference Signal.

EDGE Enhanced Data rates for GSM Evolution.

eMBB Enhanced Mobile BroadBand.

EPL Excitation de Phase Linéaire.

EPO Excitation de phase Polynomiale avec Optimisation.

EPQ Excitation de Phase Quadratique.

EQM Erreur Quadratique Moyenne.

FD-MIMO Full-Dimension MIMO.

FDD Frequency-Division Duplex.

FDM Frequency-Division Multiplexing.

FFT Fast Fourier Transform.

FR1 Frequency Range 1.

FR2 Frequency Range 2.

FTTH Fiber To The Home.

FTTLA Fiber To The Last Amplifier.

GPRS General Packet Radio Service.

GSM Global System for Mobile communications.

HS-DSCH High Speed Downlink Shared Channel.

HSPA High Speed Packet Access.

IFFT Inverse Fast Fourier Transform.

IMT International Mobile Telecommunications.

IoT Internet of Things.

LOS Line-Of-Sight.

LTE Long Term Evolution.

LTE-Advanced Long Term Evolution-Advanced.

MAC Media Access Control.

MAC-CE MAC Control Elements.

MCS Modulation and Coding Scheme.

MIB Master Information Block.

MIMO Multiple Input Multiple Output.

MMSE Minimum Mean Square Error.

mMTC massive Machine Type Communications.

MU-MIMO Multi-User MIMO.

NLOS Non-Line-Of-Sight.

NR New Radio.

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

OFDMA Orthogonal Frequency Division Multiple Access.

PAPR Peak-to-Average-Power-Ratio.

PBCH Physical Broadcast Channel.

PCH Paging Channel.

PCMP Procédure Conjointe de Mesures de Puissance.

PDCCH Physical Downlink Control Channel.

PDCP Procédure de Détermination de la Composante Principale.

PDSCH Physical Downlink Shared Channel.

PHY Physique.

PMI Precoder Matrix Indicator.

PRACH Physical Random-Access Channel.

PRB Physical Resource Block.

PSDCP Procédure Séquentielle de Détermination de la Composante Principale.

PSK Phase-Shift Keying.

PSMP Procédure Séquentielle de Mesures de Puissance.

PSS Primary Synchronization Signal.

PUCCH Physical Uplink Control Channel.

QAM Quadrature Amplitude Modulation.

QPSK Quadrature Phase-Shift Keying.

RAR Random-Access Response.

RB Resource Block.

RBG Resource Block Group.

RE Resource Element.

REG Resource-Element Group.

RIT Radio Interface Technologies.

RRC Radio Resource Control.

RSB Rapport Signal sur Bruit.

RSRP Reference Signal Received Power.

SFI Slot-Format Indicator.

SIB1 System Information Block 1.

SQP Sequential Quadratic Programming.

SR Sous-Réseaux sans optimisation.

SRO Sous-Réseaux avec Optimisation.

SSB Synchronization Signal Block.

SSS Secondary Synchronization Signal.

SU-MIMO Single-User MIMO.

SVD Singular Value Decomposition.

TCI-State Transmission Configuration Indication State.

TDD Time-Division Duplex.

TDM Time-Division Multiplexing.

TRS Tracking Reference Signal.

TTI Time Transmission Interval.

UIT Union Internationale des Télécommunications.

UIT-R secteur des Radiocommunications de l'UIT.

UL UpLink.

UMTS Universal Mobile Telecommunications System.

URLLC Ultra Reliable and Low Latency Communications.

VRB Virtual Resource Block.

W-CDMA Wideband-Code Division Multiple Access.

Introduction

Contexte général

L'accès à internet n'a cessé de se démocratiser dans le monde au cours des dernières décennies. Porté par une croissance du nombre d'internautes de 10% par an depuis 2005, le taux de pénétration d'internet a franchi le seuil symbolique de 50% en 2018 [1]. Comme l'illustre la Figure 1, la progression rapide de l'accès à internet à travers le monde est notamment due à sa version mobile, dont la croissance du nombre d'abonnements a été bien plus forte que la version fixe au cours des dernières années. L'importante croissance de l'internet mobile s'explique par la large couverture des réseaux cellulaires dans le monde, comme le représente la Figure 2, couplée à la mise sur le marché de smartphones bien moins onéreux que les ordinateurs personnels. Plus qu'un simple accès aux services voix, le réseau de téléphonie mobile est donc devenu une pierre angulaire pour l'accès à internet dans le monde.

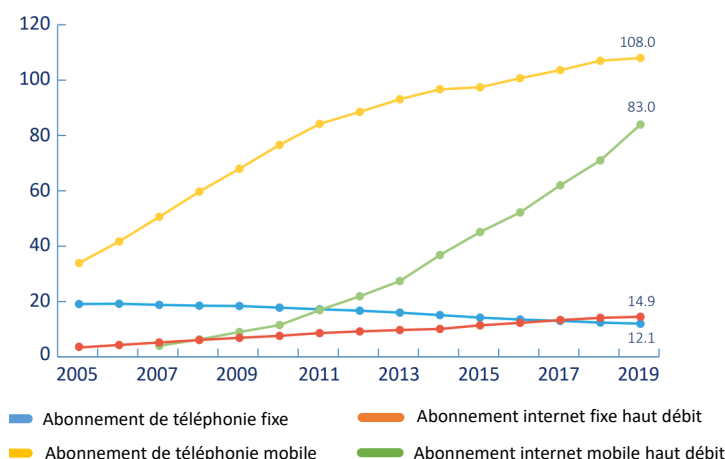


FIGURE 1 – Nombre d'abonnements pour 100 habitants pour les services de téléphonie fixe et mobile à l'échelle mondiale [1]

En France, une très large majorité de la population est connectée à internet. En effet, 92% des Françaises et Français de plus de 12 ans naviguent sur le web en 2020 [2, 1.6]. Le très fort taux de pénétration d'internet dans la population française se justifie, entre autres, par la qualité de la couverture des réseaux d'accès fixe et mobile. En 2020, 85% de la population a une connexion internet fixe à domicile et ce réseau n'a eu de cesse de se moderniser ces dernières années avec le déploiement des technologies Fiber To The Home (FTTH) et Fiber To The Last Amplifier (FTTLA) [2, 1.5.d]. En effet, le raccordement en FTTH/FTTLA a progressé de 23 points de 2015 à 2020 et 39% des Français et Françaises sont bénéficiaires de ces nouvelles technologies [2, 1.5.d]. Néanmoins, la navigation sur internet ne se limite plus aujourd'hui à un ordinateur connecté au réseau internet fixe et revêt diverses formes. À cet égard, le taux de pénétration du smartphone a progressé de 67 points entre 2011 et 2020, pour atteindre un taux d'équipement de 84% [2, 1.2.a]. L'intérêt porté à cet appareil s'explique, entre autres,

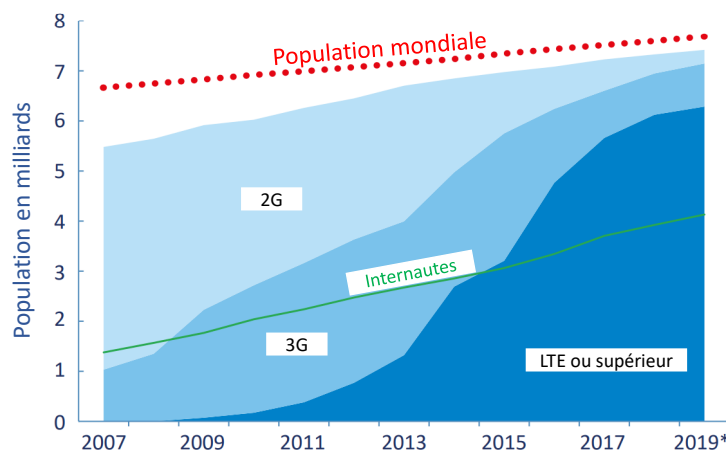


FIGURE 2 – Population mondiale couverte par les différentes générations de téléphonie mobile [1]

par le développement de l'internet mobile via les technologies cellulaires 3G, 4G et 5G. Selon l'Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes (ARCEP), 99% de la population est couverte par les réseaux 3G et 4G en France et peut donc bénéficier de l'internet mobile [3]. La technologie 5G, lancée commercialement en novembre 2020, couvre essentiellement les principales agglomérations françaises à l'heure actuelle. Une croissance rapide du nombre de sites 5G est néanmoins à attendre dans les prochaines années du fait des obligations de déploiement associées à l'attribution des blocs de fréquence 5G à 3,5 GHz [4]. Le déploiement de cette nouvelle technologie, essentiellement prévu dans les zones denses dans un premier temps, ne signifie pas pour autant que les efforts portés sur l'ensemble du territoire ne seront pas maintenus par les opérateurs. En effet, ceux-ci sont également contraints d'améliorer la couverture des zones peu denses, qui correspondent à 63% du territoire sur lequel vit 18% de la population française. L'objectif est que 97,7% de la population de ces territoires soit couverte par l'internet mobile très haut débit en 2030 [5].

Mais pourquoi déployer la 5ème génération de réseau mobile ? Trois raisons principales sont avancées par les opérateurs.

La première est la nécessité d'améliorer la capacité du réseau à écouler du trafic et à fournir des débits plus élevés. Ce premier cas d'usage est désigné par le terme de eMBB pour Enhanced Mobile BroadBand. Comme l'illustre la Figure 3, la quantité de données échangées sur le réseau n'a eu de cesse de croître depuis 2008. Le trafic lié à l'internet mobile a ainsi été multiplié par plus de 1700 entre 2008 et 2019, alors que le nombre de cartes SIM n'a pas doublé dans le même temps. Cette progression fulgurante traduit la percée des smartphones sur le marché de la téléphonie mobile, l'amélioration de la capacité des réseaux mobiles à partir de 2012 avec le déploiement de la 4G, mais aussi l'évolution des usages liés au smartphone. Ce dernier est en effet devenu l'équipement privilégié des Françaises et Français pour se connecter à internet en 2019 et devance l'ordinateur de plus de 20 points pour cet usage [7, 2.1.a]. Cette évolution des pratiques touche également l'accès à internet au sein même du domicile. En 2019, 57% de la population utilisait l'internet mobile depuis chez elle, alors que cette pratique était plutôt marginale (16% de la population) en 2011 [7, 1.3.f]. En ce sens, le déploiement de la 5G répond à l'évolution des usages et besoins de la population française, qui tend à privilégier les smartphones et l'internet mobile pour leur praticité. Cette évolution des usages a été très largement favorisée par la politique de prix agressive menée par les opérateurs depuis l'arrivée d'un quatrième acteur sur le marché en 2012. En effet, bien que le prix moyen des forfaits mobiles n'ait eu de cesse de baisser depuis 10 ans, le volume de données consommables par mois a augmenté d'année en année pour atteindre un standard de 10 Go aujourd'hui [8, 1.1.2], favorisant de fait la croissance du trafic mobile, comme l'illustre la Figure 4.

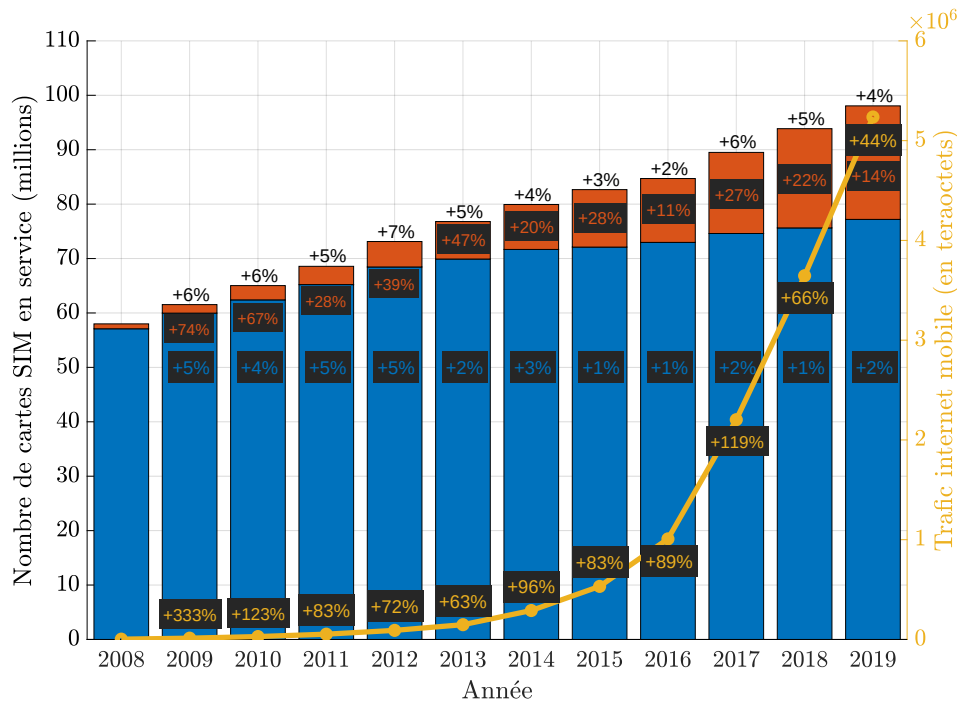


FIGURE 3 – Evolution du nombre de cartes SIM actives et du trafic internet mobile en France de 2008 à 2019 [6]

La 5G doit également permettre le développement de l'internet des objets, communément appelé Internet of Things (IoT). Cet axe de développement vise à connecter un très grand nombre d'objets communicants au réseau, dans le but d'optimiser la gestion des flux. Ce cas d'usage est couramment désigné par l'acronyme mMTC pour massive Machine Type Communications. La multiplication du nombre de capteurs connectés devrait améliorer la gestion des villes, du trafic ou encore de l'agriculture grâce aux remontées d'informations effectuées en temps réel. Selon les opérateurs et les industriels, des économies d'énergie substantielles pourront être réalisées à l'aide des données collectées par de multiples capteurs à très faible consommation d'énergie [9]. Comme le pointe l'Agence de l'Environnement et de la Maîtrise de l'Energie (ADEME), le problème est plus complexe qu'il n'y paraît, puisque le processus de fabrication compte pour l'essentiel de l'empreinte carbone des appareils connectés [10, 11]. Une analyse du cycle de vie des objets connectés est donc primordiale pour mesurer, de façon juste, les gains escomptés et la viabilité de ce type de solutions [12]. En outre, l'IoT concerne le marché des particuliers avec des solutions connectées relatives à l'électroménager, la santé, la domotique ou la sécurité. L'intérêt que porte la population française à ce type d'appareils est très récent et semble avoir été suscité par la période de confinement de 2020. Il est en effet remarquable que 37% de la population ait un foyer équipé en 2020 contre seulement 16% en 2019 [2, 1.4.c]. Il est également intéressant de noter que la part de la population qui pense ne pas utiliser d'objets connectés à l'avenir est passée de 54% à 28% sur cette même période [2, 1.4.c].

La 5G doit enfin améliorer la fiabilité et le temps de latence des communications sans fil. Le terme de *fiabilité* caractérise la capacité d'un système de communication à transmettre un message d'un point A vers un point B sans erreur. Le *temps de latence* désigne quant à lui le temps de réponse du système à une requête du terminal de l'utilisateur [13]. Les communications à très haute fiabilité et à faible temps de latence sont dites de type Ultra Reliable and Low Latency Communications (URLLC) et fournissent un lien robuste et réactif pour les usages critiques. Ces derniers correspondent par exemple aux communications entre robots dans une usine, aux communications de voiture-à-voiture entre véhicules autonomes ou encore aux opérations chirurgicales réalisées à l'aide de robots pilotés à distance.

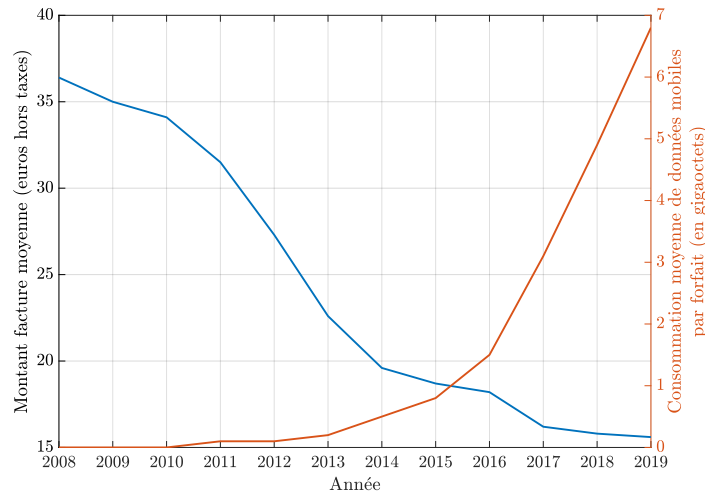


FIGURE 4 – Evolution de la consommation moyenne de données mobiles et du coût moyen des forfaits de 2008 à 2019 [6]

Le développement de cette 5ème génération de réseau mobile vise donc à lever un ensemble de verrous technologiques, afin de répondre à des cas d’usage déjà identifiés, mais aussi à ceux qui pourraient être imaginés dans le futur. Les potentiels usages et impacts de cette nouvelle technologie ont par ailleurs suscité de nombreuses interrogations de la part d’intellectuels [14,15], de groupes de citoyens [16] et d’autorités de régulation [17], qui font écho à celles de la population qui considère de plus en plus le numérique comme une menace pour l’environnement [7, 3.5.a]. Reste à la charge des divers acteurs du marché de présenter les bénéfices de cette évolution technologique pour le consommateur et pour la société.

Axes d’étude et principales contributions

Objectifs de l’étude

Les travaux de cette thèse s’inscrivent dans le contexte URLLC et visent ainsi à développer des techniques de traitement du signal qui améliorent la fiabilité et/ou le temps de latence des communications sans fil sur la couche Physique (PHY). La contrainte forte des travaux décrits dans ce manuscrit est de considérer que les communications entre l’émetteur et le récepteur s’effectuent à l’aide de signaux dont la longueur d’onde est millimétrique. Cette contrainte répond à l’identification d’un ensemble de bandes de fréquence situées entre 30 GHz et 300 GHz pour les futurs déploiements de réseaux mobiles. Celles-ci sont en effet attractives pour améliorer la capacité des réseaux, du fait de la largeur de spectre disponible. Néanmoins, les communications sur ces bandes de fréquence apportent quelques difficultés supplémentaires. Les plus notables sont que les pertes dues à la propagation en espace libre et à la pénétration des matériaux sont plus importantes. Des phénomènes d’absorptions moléculaires se manifestent également à certaines fréquences.

Diverses solutions existent pour pallier les pertes de propagation existantes. Les liaisons hertziennes s’appuient par exemple sur des antennes directives à très fort gain pour améliorer le bilan de liaison. Cette solution est viable pour une communication point à point sur un canal dont la géométrie est fixe, mais est peu adaptée aux canaux dont la structure géométrique varie dans le temps, tels que ceux caractérisant les communications cellulaires. Les réseaux d’antennes adaptatifs sont donc préférés pour ce type de scénario, du fait de leur capacité à adapter dynamiquement leur rayonnement de façon électronique. Cette propriété permet d’ajuster la direction du maximum de rayonnement des réseaux d’antennes d’émission et de réception selon la géométrie du canal et ainsi d’optimiser le bilan de liaison. Le gain apporté

par l'utilisation de réseaux d'antennes dans les bandes millimétriques compense, en théorie, les pertes induites par la propagation en espace libre. La difficulté principale qui se pose en pratique est de trouver la (les) direction(s) vers laquelle (lesquelles) focaliser l'énergie. L'idée est donc de déterminer le rayonnement du réseau d'antennes, appelé *faisceau* ou *filtre spatial* dans la suite de ce document, le plus adapté au canal. Les travaux de cette thèse traitent de cette thématique sous trois critères de performances principaux : **la robustesse de lien au sens du Rapport Signal sur Bruit (RSB) large bande, la durée d'établissement de lien et la complexité des traitements à effectuer**. La durée d'établissement de lien désigne plus précisément le temps nécessaire à la mise en oeuvre de la procédure de détermination des filtres spatiaux d'émission et de réception. Cette durée ne doit pas être confondue avec la latence du *plan de contrôle* ou la latence du *plan usager*. Pour rappel, la latence du plan de contrôle représente le temps nécessaire pour établir une connexion et accéder au service, tandis que la latence du plan usager caractérise le délai de transmission d'un paquet au sein du réseau une fois la connexion établie. Par ailleurs, notre étude intègre diverses contraintes d'implémentation dans l'objectif de réduire les coûts et la consommation énergétique des systèmes antennaires dans les bandes millimétriques. Ainsi, nos travaux considèrent que le traitement multi-antennes est effectué exclusivement sur l'étage radio-fréquence (*formation de faisceau analogique*) par l'intermédiaire d'une excitation de phase.

Aperçu du document

Ce manuscrit se décompose en trois parties qui décrivent les analyses et recherches effectuées au cours de la thèse.

La première partie du manuscrit commence par présenter brièvement les progrès techniques réalisés au cours des différentes générations de communication cellulaire. Une analyse détaillée du standard 5G NR est ensuite réalisée, notamment sur les mécanismes relatifs à la formation de faisceau analogique. L'intérêt de cette étude nous semble aujourd'hui double. En premier lieu, elle nous a permis d'identifier les paramètres à prendre en compte lors de nos recherches pour évaluer la pertinence de nos solutions. Ces paramètres ont pour avantage d'être issus d'un système existant et fonctionnel, et ont favorisé la recherche de solutions implémentables en pratique. En second lieu, cette étude a pour intérêt d'illustrer et de synthétiser les mécanismes relatifs à la formation de faisceau analogique en 5G NR. Elle vise donc également à simplifier la compréhension du standard 5G NR, dont la lecture est très difficile du fait de l'absence de schéma et du style peu intelligible qui est employé pour décrire les divers mécanismes. Une connaissance exacte ou même partielle de ceux-ci n'est néanmoins pas nécessaire à la compréhension des travaux de recherche qui suivent. La première partie du manuscrit se clôt par la description du canal de transmission Clustered Delay Line (CDL) standardisé en 5G NR pour l'évaluation de lien. Ce canal peut être utilisé pour modéliser des environnements en ligne de vue directe (Line-Of-Sight (LOS) en anglais) ou sans ligne de vue directe (Non-Line-Of-Sight (NLOS) en anglais). Le modèle CDL est exploité dans la suite du manuscrit pour évaluer les performances de multiples procédures de formation de faisceau analogique en environnement NLOS.

L'étude effectuée au cours de cette première partie a abouti à la définition de deux axes de recherche, qui portent respectivement sur les techniques d'élargissement de faisceau et les procédures de formation de faisceau analogique.

La deuxième partie du manuscrit traite plus particulièrement du premier axe de recherche, c'est-à-dire des techniques d'élargissement de faisceau. Dans un premier temps, nous présentons et analysons les principales techniques de l'état de l'art. Les conclusions obtenues ont conduit au développement d'une nouvelle technique d'élargissement de faisceau, qui a pour avantage de nécessiter peu d'opérations. Notre proposition se distingue de celles de l'état de l'art puisqu'elle est également systématique et flexible, bien qu'elle ne s'appuie que sur le contrôle de la phase des signaux émis par le réseau d'antennes.

Ces travaux ont fait l'objet d'un brevet national, d'une communication internationale et

d'une publication internationale [18, 19].

Enfin, la troisième partie du manuscrit traite du second axe de recherche, c'est-à-dire des procédures de formation de faisceau analogique. Dans un premier temps, diverses procédures de l'état de l'art sont présentées et analysées selon les trois critères de performances évoqués plus tôt : la robustesse de lien au sens du RSB large bande, la durée d'établissement de lien et la complexité des traitements à effectuer. Les conclusions obtenues ont conduit au développement d'une nouvelle procédure de formation de faisceau analogique. Celle-ci a pour avantage d'offrir une paramétrabilité importante, qui permet de favoriser plus ou moins l'un des critères de performances.

Le développement de cette procédure a abouti au dépôt d'un brevet national et à la rédaction de deux communications internationales [20, 21].

Communications et brevets

Publication internationale

- C. Fonteneau, M. Crussière and B. Jahan, "A beam broadening method for phased arrays in wireless communications". EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking 2022, Article number : 91.

Communications internationales

- C. Fonteneau, M. Crussière and B. Jahan, "A Systematic Beam Broadening Method for Large Phased Arrays," 2021 Joint European Conference on Networks and Communications 6G Summit (EuCNC/6G Summit), 2021, pp. 7-12.
- C. Fonteneau, M. Crussière and B. Jahan, "Analog Eigen-Beamforming for mmWave Systems : Performance under practical constraints," 2021 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), 2021, pp. 1-6.
- C. Fonteneau, M. Crussière and B. Jahan, "An Efficient Analog Eigen-Beamforming Procedure for Wideband mmWave MIMO-OFDM Systems," 2022 IEEE 23rd International Symposium on a World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks (WoWMoM), 2022.

Brevets nationaux

- FR 3112034 - "Procédé de modification d'une ouverture d'au moins un faisceau d'un réseau d'antennes de communication radio et dispositif correspondant." Inventeurs : C. Fonteneau, M. Crussière et B. Jahan, décembre 2021
- FR 3118324 - "Procédé de génération de faisceaux d'un réseau d'antennes de communication radio et dispositif correspondant." Inventeurs : C. Fonteneau, A. Fontes et B. Jahan, juin 2022
- FR3121807 - " Procédé de formation d'un faisceau composite par combinaison linéaire de faisceaux orthogonaux d'un réseau d'antennes de communication radio." Inventeurs : C. Fonteneau, M. Crussière et B. Jahan, octobre 2022.

Première partie

Contexte et étude système

Chapitre 1

Les communications cellulaires de la 3G à la 5G

Ce premier chapitre commence par présenter divers acteurs qui ont contribué au développement des communications cellulaires à l'échelle internationale. Nous nous intéressons ensuite plus particulièrement aux évolutions techniques qui ont marqué une rupture sur la couche PHY pour les communications cellulaires de 3ème et de 4ème génération. Enfin, les spécificités de la 5ème génération mobile sont introduites au cours de la dernière section de ce chapitre.

1.1 Contexte réglementaire

L'Union Internationale des Télécommunications (UIT), et plus particulièrement le secteur des Radiocommunications de l'UIT (UIT-R), est l'instance en charge de la régulation du spectre à l'échelle internationale. L'un des objectifs principaux de l'UIT est de spécifier les ressources spectrales allouées aux différents services (radiocommunications mobiles, transmissions satellitaires, radiodiffusion sonore et télévisuelle...) de façon à assurer que les systèmes coexistants ne se brouillent pas. L'harmonisation au niveau mondial des dispositions techniques et opérationnelles liées à l'utilisation des fréquences a plusieurs intérêts pour les entreprises et les consommateurs. En premier lieu, les économies d'échelle réalisées ont pour conséquence directe d'entraîner une réduction du coût des équipements. En second lieu, la définition d'un cadre global facilite le développement de systèmes interopérables et itinérants, améliorant de fait la connectivité des solutions disponibles sur le marché.

L'UIT-R identifie plus particulièrement les bandes de fréquences associées aux *Télécommunications Mobiles Internationales* (International Mobile Telecommunications (IMT) en anglais). En pratique, les systèmes IMT correspondent aux différentes générations mobiles et plus particulièrement à la 3G (IMT-2000), à la 4G (IMT évolués) et à la 5G (IMT-2020). Le rôle de l'UIT-R est également de définir les performances et caractéristiques attendues pour ces différentes générations. Outre ces spécifications, l'UIT-R détaille la méthodologie à utiliser pour évaluer les technologies candidates, aussi appelées *Technologies d'Interface Radio* (Radio Interface Technologies (RIT) en anglais). Ces dernières sont soumises à l'UIT-R pour vérifier qu'elles respectent bien les recommandations attendues. Les recommandations IMT-2000, IMT évolués et IMT-2020 sont remplies respectivement par 6, 2 et 3 RIT en 2021. Pour l'ensemble des générations, une ou plusieurs RIT proposées par le 3rd-Generation Partnership Project (3GPP) ont été retenues.

1.2 3GPP

Le 3GPP est aujourd'hui le principal consortium d'entreprises définissant des spécifications techniques pour les communications mobiles. **Cette collaboration internationale s'est construite progressivement et a été précédée d'initiatives à l'échelle européenne, no-**

tamment dans le cadre du développement d'un standard de seconde génération de réseau mobile, nommé **Global System for Mobile communications (GSM)**. Les recherches sur la 3ème génération mobile ont tout d'abord été menées parallèlement à une échelle continentale ou régionale, sous l'impulsion des instituts de standardisation associés. Du fait de choix techniques semblables et de l'avantage économique évident procuré par une standardisation à plus large échelle, ces mêmes instituts ont créé le 3GPP en 1998 afin de mutualiser l'effort pour cette nouvelle génération. Les travaux ont finalement abouti à la création de la norme Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) au début de l'année 2000. **Par la suite, les membres du 3GPP ont maintenu leur collaboration et ont élaboré de nouvelles spécifications techniques de 4ème et 5ème générations, respectivement nommées Long Term Evolution-Advanced (LTE-Advanced) et 5G NR, très largement déployées dans le monde aujourd'hui.**

1.3 La 3ème génération mobile

1.3.1 Les recommandations IMT-2000

Les recommandations pour les systèmes IMT-2000, établies par l'UIT-R, ont visé à favoriser le développement d'appareils communicants de faibles dimensions, pouvant accéder à des applications multimédias et à l'internet mobile haut débit dans le monde entier [22]. La 3ème génération mobile devait également fournir une solution aux problèmes rencontrés avec le GSM [23]. **Les limites capacitaires de ce dernier étaient notamment atteintes lors des heures les plus chargées de la journée, entraînant de multiples rejets d'appels et ce, malgré la densification des réseaux d'accès [13]. De plus, le GSM s'appuyait sur un réseau coeur peu adapté à l'accès aux services de données et se révélait, à cet égard, particulièrement lent.** Bien que des versions dérivées du GSM aient favorisé l'augmentation du débit, par l'évolution du réseau coeur (General Packet Radio Service (GPRS)) et des techniques d'accès radio (Enhanced Data rates for GSM Evolution (EDGE)), celui-ci n'excédait pas les 240 kbit/s en pratique [13, Chapitre 1].

1.3.2 L'UMTS

L'UMTS est la solution qui a été normalisée par le 3GPP pour répondre à ces différents défis. **Les innovations techniques de ce nouveau système sont principalement liées au réseau d'accès puisque le réseau coeur GPRS est réexploité. L'une des plus notables est la technologie Wideband-Code Division Multiple Access (W-CDMA), qui est utilisée pour moduler le signal d'information.** Le W-CDMA est une technique d'accès multiple par répartition en code, qui a pour particularité de permettre à plusieurs terminaux de recevoir des données sur les mêmes ressources temps-fréquence au sein d'une cellule. Pour ce faire, le signal d'information de chaque terminal est multiplié par un code de plus fort débit. La largeur du spectre obtenu est plus grande que celle qui aurait été observée si le code n'avait pas été appliqué ; ce phénomène est nommé *étalement de spectre*. L'utilisation de codes orthogonaux permet à un terminal de rejeter les signaux d'informations destinés aux autres terminaux et d'assurer un RSB suffisant pour décoder les données, malgré le partage des ressources temps-fréquence entre terminaux. Il est à noter que le débit du code utilisé est constant (3,84 Mcps), ce qui a pour conséquence directe d'amoindrir le nombre de codes orthogonaux disponibles lorsque le débit du flux d'informations augmente. Un faible nombre de codes est problématique dans un déploiement réel car le nombre de terminaux pouvant être multiplexés en est directement impacté. Pour pallier ce problème, le train de bits obtenu après étalement est multiplié par un code de *brouillage*, qui a pour particularité d'être propre à chaque cellule. Ce dernier a l'avantage d'autoriser la réutilisation des codes d'étalement d'une cellule à l'autre et d'accroître, par conséquent, le nombre de terminaux servis simultanément sur le réseau d'accès. Par ces différents mécanismes d'accès réseau, l'UMTS a été une technologie clé pour améliorer la capacité de l'infrastructure mobile et le débit utilisateur [13, Chapitre 1].

1.3.3 Le HSPA

Néanmoins, le débit pic de 384 kbits/s par terminal sur les liaisons montantes (UpLink (UL) en anglais) et descendantes (DownLink (DL) en anglais), ainsi que le temps de latence du plan usager de 250 ms, sont rapidement apparus comme des faiblesses de la première version de l'UMTS (*Release* 99). Afin d'outrepasser ces limites, l'évolution High Speed Packet Access (HSPA) fut intégrée à la voie descendante en 2002 (*Release* 5) et à la voie montante en 2005 (*Release* 6). Cette technologie introduit notamment des intervalles de transmission plus courts et des ordres de modulation plus élevés (UL : Quadrature Phase-Shift Keying (QPSK), DL : 16 Quadrature Amplitude Modulation (QAM)), de manière à réduire le temps de réponse du système et à améliorer le débit utilisateur. En outre, le HSPA inclut un nouveau canal sur la voie descendante, nommé High Speed Downlink Shared Channel (HS-DSCH), qui autorise le partage dynamique de ressources sur un canal commun à plusieurs terminaux. **Cette fonctionnalité améliore la capacité du réseau puisqu'elle permet d'allouer dynamiquement les ressources radio en fonction des besoins des terminaux et de leurs conditions radio.** Ces évolutions offrent aux utilisateurs des débits maximaux de 14,4 Mbit/s en voie descendante et de 5,8 Mbit/s en voie montante, ainsi qu'un temps de latence du plan usager réduit à 70 ms [13, Chapitre 1].

1.3.4 Le HSPA+

Du fait du franc succès des smartphones et des services de données mobiles au milieu des années 2000, de nouvelles études ont été menées dans l'objectif d'améliorer la capacité des réseaux à écouler du trafic. Celles-ci ont abouti à l'intégration de nouveaux mécanismes lors de la phase de normalisation du HSPA+ (*Releases* 7/8). **Le premier d'entre eux est l'agrégation de porteuses en voie descendante, qui consiste à transmettre les données d'un terminal simultanément sur plusieurs porteuses, en l'occurrence deux.** Le spectre de la transmission peut donc être doublé, tout comme le débit utilisateur. En outre, l'ordre de modulation est de nouveau élevé sur les voies montantes (16QAM) et descendantes (64QAM), afin de favoriser l'augmentation des débits pour les terminaux qui expérimentent de bonnes conditions radio. **Enfin, le HSPA+ introduit la fonctionnalité Multiple Input Multiple Output (MIMO) en voie descendante qui permet de transmettre jusqu'à 2 flux en parallèle de manière à améliorer le débit.** Grâce à l'ensemble de ces techniques, le débit maximum d'une liaison HSPA+ atteint 11,5 Mbit/s en voie montante et 42 Mbit/s en voie descendante. D'autres mécanismes, non décrits dans ce manuscrit, permettent également de réduire le temps de latence du plan usager à 30 ms [13, Chapitre 1].

1.4 La 4ème génération mobile

1.4.1 Les recommandations IMT évolués

Les recommandations pour les systèmes IMT évolués ont été établies au début de l'année 2012 et le déploiement de cette nouvelle génération a débuté l'année suivante. Ces systèmes visent à renforcer la capacité des réseaux à transférer des données mobiles, notamment en vue d'améliorer la prise en charge d'applications nécessitant un accès continu à internet. Les débits cibles sur la voie descendante sont de 100 Mbit/s dans un contexte de mobilité élevée et de 1 Gbit/s pour les faibles mobilités [24]. L'amélioration des débits s'appuie sur un élargissement de la bande passante, mais doit également s'accompagner d'une meilleure utilisation des ressources spectrales, de quantité finie. En conséquence, les recommandations de l'UIT spécifient les efficacités spectrales à atteindre selon le scénario considéré, pour les voies montantes et descendantes [25]. Conjointement à ces progrès techniques d'utilisation du spectre, le temps de latence du plan usager doit être réduit à 10 ms en vue d'améliorer la réactivité des transmissions sans fils. En outre, les systèmes IMT évolués, tout comme leurs prédécesseurs, doivent favoriser

l'interopérabilité et l'itinérance à l'échelle mondiale de manière à déployer ces solutions à un coût soutenable.

En parallèle du développement des technologies avancées de 3ème génération (HSPA/HSPA+), le 3GPP a imaginé une solution au long cours, nommé Long Term Evolution (LTE), pour répondre au besoin grandissant des utilisateurs en données mobiles. **Le LTE, dont la 1ère version a été normalisée en 2008, est considéré comme une technologie de 4ème génération dans le sens où elle constitue une rupture par bien des aspects.** Toutefois, le LTE n'est pas une technologie de 4ème génération en termes de performances, si l'on suit les recommandations IMT évolués. L'adaptation de la technologie LTE à ces dernières a abouti à la normalisation du LTE-Advanced et à sa classification en tant que système de 4ème génération en octobre 2010 [26]. Bien que cet objectif ait été rempli, les efforts de recherches ont été maintenus par le 3GPP et ont abouti à la définition du LTE-Advanced Pro à la fin de l'année 2015. **Cette dernière version est considérée comme une étape intermédiaire avant la normalisation d'une solution de 5ème génération.**

1.4.2 Le LTE

Dans l'intention de faciliter le déploiement des futurs réseaux de communication, **le 3GPP a développé la technologie LTE avec l'idée de proposer une interface radio plus flexible que les générations précédentes.** Les largeurs de bande normalisées sont ainsi au nombre de 6 et s'étendent de 1,4 MHz à 20 MHz. De plus, les voies montantes et descendantes peuvent être définies sur les mêmes fréquences ou sur des fréquences différentes. Dans le premier cas, les ressources fréquentielles sont partagées entre les 2 voies dans le domaine temporel ; ce mode de fonctionnement est communément désigné par le terme Time-Division Duplex (TDD). Dans le second cas, les ressources utilisées pour la transmission sont multiplexées en fréquence, on emploie alors le terme Frequency-Division Duplex (FDD).

La technique d'accès Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) est introduite en LTE et marque une rupture prononcée avec l'UMTS et ses évolutions. En premier lieu, l'OFDM donne la possibilité de gérer simplement des largeurs de bande variables et potentiellement très larges, ce qui est un facteur clé pour faciliter le déploiement des réseaux et améliorer les débits. En second lieu, l'OFDM a l'avantage d'être robuste aux interférences inter et intra symboles créées par les réflexions du signal sur les objets de l'environnement. L'interférence intra-symbole caractérise la distorsion temporelle du signal provoquée par l'interférence entre un symbole et ses répliques. Ce phénomène est modélisé de manière équivalente par une atténuation non uniforme des composantes du signal, qui résulte de la sélectivité en fréquence du canal. L'avantage de l'utilisation d'une modulation multiporteuses OFDM est que l'égalisation des distorsions fréquentielles du signal peut s'effectuer par sous-porteuse, plutôt que sur l'intégralité de la bande passante. L'égalisation est en conséquence moins complexe à mettre en oeuvre et autorise le déploiement de solutions dont la largeur de bande est plus importante. D'autre part, l'interférence inter-symboles est réduite par l'introduction d'un intervalle de garde, ajouté en début de symbole OFDM, qui a pour rôle d'absorber les répliques des symboles précédemment transmis. Enfin, l'Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA) donne la possibilité de partager aisément les ressources fréquentielles entre un nombre variables de terminaux dont les besoins en données sont divers. **L'OFDM, couplé à l'OFDMA, répond donc aux exigences de capacité, de débit et de flexibilité attendues de la 4ème génération mobile.**

Le symbole OFDM, composé d'un intervalle de garde et d'un message utile, forme l'unité élémentaire d'une trame LTE. Puisque la durée du message utile est inversement proportionnelle à l'écart inter-porteuse, fixé à 15 kHz en LTE, la durée du symbole OFDM utile est d'environ $66,67 \mu s$. Si l'on considère un intervalle de garde de durée constante, l'espacement inter-porteuse permet de réaliser un compromis entre l'efficacité spectrale du système et sa robustesse à l'effet Doppler. **De ce fait, un espacement de 15 kHz a été choisi de sorte à supporter des communications jusqu'à 350 km/h (voire 500 km/h pour les bandes basses), tout**

en minimisant les pertes de performances par rapport à des vitesses plus modestes (30 km/h). D'autre part, la durée de l'intervalle de garde représente un compromis entre l'efficacité spectrale et la robustesse à la dispersion des retards du canal de transmission. D'une durée de $4,7 \mu s$ en LTE, l'intervalle de garde doit permettre d'absorber les trajets multiples pour les scénarios typiques de déploiement radio mobile. Un intervalle de garde de $16,67 \mu s$ est néanmoins paramétrable dans le cas où l'étalement des retards serait plus important. En LTE, un ensemble de 14 symboles OFDM forme une sous-trame d'une durée de 1 ms. L'attribution des ressources fréquentielles pour la transmission des données via le canal Physical Downlink Shared Channel (PDSCH) est indiquée par l'intermédiaire du canal de contrôle Physical Downlink Control Channel (PDCCH) qui occupe les premiers symboles OFDM de la sous-trame. **Une sous-trame constitue un Time Transmission Interval (TTI) en LTE, c'est-à-dire l'intervalle de temps de transmission élémentaire pouvant être alloué à un terminal.**

En outre, le MIMO est une technique clé du LTE pour améliorer la robustesse du lien et le débit utilisateur. L'introduction de l'OFDM/OFDMA est particulièrement adaptée au recours de techniques MIMO en raison de l'absence d'interférences intracellulaires, hors cas Multi-User MIMO (MU-MIMO). L'absence de ces dernières dans le cas Single-User MIMO (SU-MIMO) s'explique simplement par le fait que chaque terminal est servi sur ses propres ressources fréquentielles. Ce faible niveau de bruit, associé à une puissance de réception suffisamment élevée, permet le multiplexage spatial d'un ensemble de flux et donc l'augmentation du débit utilisateur. **En Release 8, les dictionnaires définis pour le précodage MIMO sont adaptés à des réseaux d'antennes contenant 2 ou 4 antennes. Il est ainsi possible de multiplexer jusqu'à 4 couches spatiales en SU-MIMO. La Release 8 est toutefois assez peu adaptée au contexte MU-MIMO et n'offre que la possibilité de multiplexer deux terminaux, recevant chacun une couche spatiale.**

Ces techniques, couplées à de nombreuses autres non décrites ici pour des raisons évidentes de brièveté, ont permis d'améliorer considérablement le débit crête et le temps de latence des communications mobiles. En LTE, le débit crête théorique attendu sur les voies descendantes et montantes, pour un terminal hautes performances, atteint respectivement 300 Mbit/s et 75 Mbit/s, tandis que le temps de latence escompté pour le plan usager est réduit à 5 ms [13, Chapitre 1].

1.4.3 Le LTE-Advanced

Le LTE-Advanced vise à perfectionner l'expérience utilisateur offerte par le LTE. Pour cela, le 3GPP a cherché à augmenter la capacité du réseau. À l'instar du HSPA+, l'agrégation de porteuses a été ajoutée en LTE-Advanced dans l'intention d'étendre la bande passante du système. Cette technique est bénéfique à plusieurs égards. Dans le cas où très peu de terminaux sont actifs sur le réseau, l'un d'entre eux peut accéder à l'ensemble des ressources fréquentielles associées aux différentes porteuses et ainsi bénéficier d'un débit démultiplié. Dans le cas où le réseau est fortement chargé, l'agrégation permet de répartir équitablement la charge sur les différentes porteuses de manière dynamique et donc d'améliorer la capacité du système. **Le LTE-Advanced prévoit l'agrégation de 5 porteuses au maximum. En conséquence, la largeur de bande passante est en mesure d'atteindre 100 MHz.** La gestion des porteuses est définie de façon très flexible de manière à faciliter le déploiement de cette solution. Ainsi les porteuses agrégées ne se situent pas forcément sur les mêmes bandes de fréquences. De plus, dans le cas où les porteuses appartiennent à la même bande, celles-ci peuvent être contiguës ou non.

Le LTE-Advanced ajoute également deux nouveaux types de signaux de référence pour la voie descendante. **Les premiers, nommés Channel State Information Reference Signal (CSI-RS), sont utilisés pour l'estimation du canal. Leur introduction vise à utiliser jusqu'à 8 antennes à l'émission, tout en limitant la quantité de ressources spectrales consommées par les signaux de référence.** Par conséquent, les CSI-RS sont transmis avec

une plus faible densité et une plus longue périodicité temporelle que les Cell Specific Reference Signal (CRS) standardisés en LTE. **La définition des CSI-RS a entraîné la conception d'un nouveau dictionnaire de précodage pour les émetteurs composés de 8 antennes. Celui-ci a pour particularité d'être formé de deux étages. Le premier exploite les propriétés large bande et à long terme du canal, tandis que le second exploite les propriétés en bande étroite et à court terme du canal.** Ce dictionnaire donne la possibilité de multiplexer jusqu'à 8 flux spatiaux en SU-MIMO et améliore donc considérablement les débits escomptés sur la voie descendante. Les seconds signaux de référence ajoutés sur la voie descendante en LTE-Advanced sont les Demodulation Reference Signal (DM-RS). Ces signaux ont pour spécificité d'être précodés de la même façon que les données contenues dans le PDSCH, où chaque port DM-RS correspond à une couche spatiale. Grâce à ce mécanisme, la station de base n'a plus à signaler au terminal les coefficients de précodage utilisés et peut dès lors appliquer n'importe quel type de précodage à l'émission. **Ce mode de fonctionnement rend l'usage du MU-MIMO plus pertinent puisque les techniques de forçage à zéro, minimisant l'interférence entre terminaux, deviennent applicables. Dans le cas MU-MIMO, jusqu'à 4 couches spatiales peuvent être partagées entre les terminaux en LTE-Advanced, où chaque terminal se voit allouer jusqu'à 2 couches.** Aucun schéma de diversité supplémentaire n'a été ajouté en LTE-Advanced puisque l'objectif était avant tout d'améliorer l'efficacité spectrale et les débits.

D'autres évolutions relatives au MIMO en voie montante et aux relais ont également été apportées par le LTE-Advanced. Le débit crête théorique attendu sur les voies descendantes et montantes, pour un terminal hautes performances, atteint respectivement 3 Gbit/s et 1,5 Gbit/s avec cette technologie [13, Chapitre 23].

1.4.4 Le LTE-Advanced Pro

Le LTE-Advanced Pro a apporté de nombreuses améliorations à des mécanismes déjà existants tels que les communications de machine à machine, les communications directes entre terminaux, l'agrégation de porteuses ou encore le MIMO. Le Full-Dimension MIMO (FD-MIMO) désigne les mécanismes MIMO mis en oeuvre en LTE-Advanced Pro. **La première innovation est que le nombre de ports d'antennes définis dans le dictionnaire est étendu à 16, soit deux fois plus que pour les *Release* précédentes. Cette augmentation du nombre de ports s'accompagne de la capacité à modifier dynamiquement la direction du faisceau servant le terminal en azimuth, mais aussi en élévation.** Ceci marque une évolution avec les *Releases* précédentes qui ne permettent que de modifier la direction azimutale du faisceau de façon dynamique. De plus, le LTE-Advanced Pro offre la possibilité de gérer dynamiquement des réseaux d'antennes comprenant bien plus de 16 antennes. Pour ce faire, un signal CSI-RS n'est plus associé à un port d'antennes, mais à un ensemble de ports d'antennes focalisant le signal dans une direction donnée. **La quantité de ressources spectrales dédiées aux signaux pilotes ne dépend donc plus directement du nombre de ports d'antennes, mais plutôt des associations de ports effectuées et du nombre de directions évaluées.** Cette approche est intéressante puisque la focalisation des signaux CSI-RS permet d'élargir la zone de couverture et qu'un grand nombre d'antennes peuvent être contrôlées dynamiquement tout en limitant le nombre de ressources spectrales dédiées aux signaux pilotes [27, Chapitre 3].

1.5 La 5ème génération mobile

1.5.1 Les recommandations IMT-2020

En fin d'année 2015, l'IMT a défini les futurs scénarios d'applications attendus pour les IMT-2020, ainsi que les cibles de performances à atteindre pour y répondre [28]. Tel qu'énoncé dans l'introduction, trois scénarios principaux sont envisagés : les communications large bande

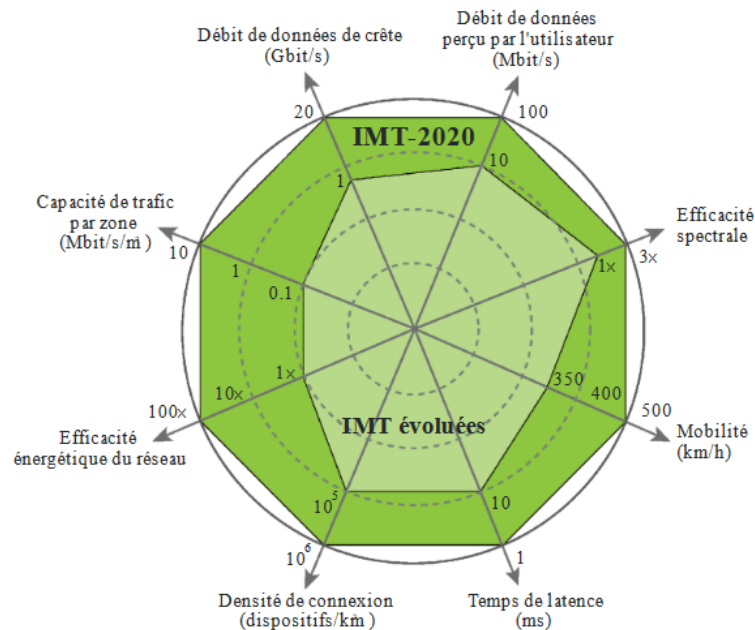


FIGURE 1.1 – Capacités clés des systèmes IMT-2020

mobiles évoluées (eMBB), les communications massives de type machine (mMTC) et les communications ultra-fiables à faible temps de latence (URLLC). Comme le représente la Figure 1.1, les capacités clés des systèmes IMT évolués doivent être considérablement améliorées par les systèmes IMT-2020 afin de répondre à ces trois scénarios d'usage. **Dans le cadre des travaux de ce manuscrit, traitant des communications URLLC, il est intéressant de constater que le temps de latence du plan usager doit être divisé par 10 de manière à ne pas excéder 1 ms.** Il est également important de noter que l'ensemble des capacités clés n'ont pas à être remplies simultanément. Ainsi, les capacités attendues pour les communications eMBB concernent essentiellement les débits de données, l'efficacité spectrale, les capacités de trafic et la mobilité, tandis que les communications URLLC sont caractérisées par des temps de latence et des taux d'erreur paquet faibles. En plus des 8 capacités clés représentées sur la Figure 1.1, l'UIT a effectué d'autres recommandations plus générales. Les systèmes IMT-2020 doivent ainsi se distinguer par leur souplesse en matière de fréquences et de largeurs de bande, par leur résilience face à des perturbations naturelles ou encore par leur protection de la vie privée des utilisateurs.

1.5.2 La 5G New Radio

La première *Release* de la 5G New Radio a été spécifiée en fin d'année 2017 par le 3GPP et a été reconnue comme une technologie de 5ème génération par l'UIT en Novembre 2020.

L'une des évolutions clés de cette nouvelle génération mobile est la montée en fréquence des transmissions. En effet, la norme 5G NR autorise des transmissions sur des bandes de fréquence comprises entre 24,25 GHz et 52,6 GHz, tandis que les fréquences exploitées par les précédentes générations mobiles sont inférieures à 6 GHz. Cette montée en fréquence nécessite une multiplication du nombre d'antennes qui constituent les réseaux émetteur et récepteur afin de compenser les pertes de propagation. Cette évolution est accompagnée par l'introduction de procédures de formation de faisceau analogique qui permettent de déterminer les filtres spatiaux d'émission et de réception. L'intérêt de l'utilisation de ces nouvelles bandes de fréquence, dites millimétriques, réside dans l'exploitation de ressources spectrales plus nombreuses, offrant

la possibilité d'augmenter considérablement la bande passante des communications et donc les débits. Puisque les caractéristiques de propagation, les contraintes matérielles et les scénarios de déploiements escomptés ne sont pas les mêmes pour les communications sous 6 GHz et celles dans les bandes millimétriques, le standard discrimine les bandes de fréquence comprises entre 410 MHz et 7,125 GHz (Frequency Range 1 (FR1)) et celles comprises entre 24,25 GHz et 52,6 GHz (Frequency Range 2 (FR2)). **Par exemple, les modes de duplexage TDD et FDD sont disponibles en FR1, alors que seulement le mode TDD est standardisé en FR2.** Cette spécificité vise avant tout à limiter la quantité de spectre nécessaire au déploiement des systèmes millimétriques dont les bandes passantes sont, en règle générale, très larges. De plus, les solutions millimétriques sont essentiellement envisagées pour couvrir de petites zones, où de fortes variations de trafic sont à attendre sur les voies montantes et descendantes. L'attribution dynamique des ressources fréquentielles à la voie montante ou descendante, uniquement réalisable en TDD, est donc une technique attrayante pour optimiser l'utilisation des ressources.

Tout comme pour le LTE, l'OFDM est utilisé sur la voie descendante, en raison des avantages précédemment décrits. **La nouveauté majeure de la 5G NR est que l'espacement inter-porteuse est flexible et que la durée de l'intervalle de garde est proportionnelle à la durée du symbole OFDM utile.** Si l'on considère un nombre fixe de symboles OFDM par TTI, l'augmentation de l'espace inter-porteuses est bénéfique pour la réduction du temps de latence car la durée d'un symbole OFDM est plus courte. Cette approche a toutefois ses limites car l'intervalle de garde est également réduit et peut éventuellement devenir trop court devant l'étalement des retards. Pour résoudre ce problème de temps de latence, la 5G NR introduit des TTI composés d'un nombre de symboles OFDM plus faible que les 14 standardisés en LTE. Par ailleurs, la position temporelle du PDCCH n'est plus contrainte aux premiers symboles OFDM d'une sous-trame en 5G NR. **Un ensemble d'espaces de recherche du PDCCH peuvent désormais être configurés, améliorant de fait la réactivité du système. Ces divers aspects seront décrits plus précisément au cours du Chapitre 2.**

La 5G NR a également pour particularité de réduire significativement le recours aux signaux « toujours » actifs émis par les stations de base. En LTE, ceux-ci sont exploités par les terminaux pour la détection et la synchronisation avec les stations de base, ou encore pour estimer le canal de propagation. Cette conception a plusieurs inconvénients, particulièrement dans le cas d'une structure réseau très dense. En effet, bien que la charge du réseau puisse être très faible pour ce type de déploiement, la limite plancher de la quantité d'énergie consommée est contrainte par les signaux « toujours » actifs ; il s'agit d'une conception peu efficace sur le plan énergétique. De plus, ces signaux créent une interférence quasi continue pour les autres cellules, ce qui a pour conséquence de réduire les débits. **Afin de réduire l'utilisation de signaux « toujours » actifs, la 5G NR abandonne les CRS du LTE et s'appuie sur l'approche CSI-RS/DM-RS standardisée en LTE-Advanced.** Par ailleurs, ce mode de fonctionnement s'intègre avantageusement aux contraintes introduites par la montée en fréquence des communications. En effet, les ondes millimétriques nécessitent de recourir à l'utilisation de réseaux d'antennes mettant en oeuvre des techniques MIMO de focalisation d'énergie pour compenser les pertes de propagation entre l'émetteur et le récepteur. Puisque les besoins en matière de fiabilité et de temps de latence peuvent fortement différer d'un terminal à l'autre, tout comme les conditions radio ou l'implémentation matérielle choisie, il est avantageux de pouvoir adapter l'émission des ressources pilotes au terminal servi. **La flexibilité de l'allocation des ressources CSI-RS est donc un atout déterminant pour la gestion des faisceaux dans les bandes millimétriques.** Un ensemble de mécanismes relatifs à la gestion des faisceaux analogiques et numériques ont été standardisés en 5G NR, ce qui offre de nombreuses possibilités d'implémentation matérielle pour la mise en oeuvre du MIMO. Les procédures de formation de faisceau peuvent également s'appuyer sur les signaux de synchronisation standardisés en 5G NR. Ces aspects seront détaillés au cours du Chapitre 2. Finalement, suite à la procédure de formation de faisceau, le PDCCH et le PDSCH peuvent être focalisés vers la direction la plus adaptée. Cet aspect sera également plus amplement détaillé au cours du Chapitre 2.

1.6 Conclusion

Cette rétrospective a mis en lumière les techniques qui ont permis d'améliorer les performances des communications cellulaires au fil des générations. La dernière génération mobile, c'est-à-dire la 5G NR, s'appuie sur divers mécanismes introduits lors des générations précédentes, comme les techniques multi-antennes MIMO ou encore la forme d'onde OFDM. De nombreuses évolutions techniques sont néanmoins introduites par cette nouvelle génération. Nous pouvons par exemple citer l'abandon des signaux pilotes « toujours » actifs, la définition de divers espacements interporteuse ou encore la réduction de la durée du TTI. L'une des évolutions les plus notables est l'exploitation des bandes millimétriques pour améliorer le débit utilisateur. Cette montée en fréquence s'accompagne d'une multiplication du nombre d'antennes qui composent les réseaux émetteur et récepteur afin de compenser les pertes de propagation expérimentées à de telles fréquences. La détermination des filtres spatiaux d'émission et de réception est notamment réalisée par l'intermédiaire de procédures de formation de faisceau analogique introduites en 5G NR. Le chapitre suivant analyse plus particulièrement ces dernières qui sont l'objet de notre second axe de recherche.

Chapitre 2

Caractéristiques de la couche physique 5G NR

Ce second chapitre vise à présenter les procédures de formation de faisceau analogique standardisées en 5G NR et à identifier les contraintes systèmes associées afin d'ancrer les travaux de recherche dans un cadre aussi réaliste que possible. La Section 2.1 commence par rappeler brièvement les généralités liées à la modulation OFDM, avant de présenter les caractéristiques de cette forme d'onde en 5G NR. Les différents types de formation de faisceau et leur implémentation respective en 5G NR sont ensuite présentés dans la Section 2.2. Une partie des notations utilisées dans les parties II et III de ce manuscrit sont également introduites lors de ces deux premières sections. Les Sections 2.3 à 2.5 présentent ensuite quelques principes fondamentaux du standard 5G NR. Enfin, les Sections 2.6 à 2.8 sont dédiées plus particulièrement à la description des mécanismes de formation de faisceau analogique pour les données de contrôle, les données utilisateurs et les signaux pilotes sur la voie descendante du standard 5G NR. Outre ces considérations spatiales, les aspects temporels sont détaillés du fait de leur importance pour l'évaluation de la durée d'établissement de lien. Les aspects fréquentiels sont décrits à titre informatif afin d'esquisser une vision globale du système, ils interviennent néanmoins peu dans la suite du travail. Les sections 2.3 à 2.8 ne sont pas nécessaires à la compréhension des parties II et III mais ont pour intérêt d'identifier précisément les contraintes qui se posent dans un système réel. Certaines d'entre elles sont prises en compte pour les simulations effectuées dans la partie III.

2.1 La modulation OFDM

La modulation OFDM, déjà utilisée sur la voie descendante du standard LTE, est reconduite sur la voie descendante de la 5G NR.

2.1.1 Généralités

La modulation OFDM présente de nombreux avantages tels qu'une largeur de bande passante flexible, une robustesse aux interférences inter et intra symboles importante, une égalisation peu complexe à mettre en oeuvre et une adéquation aux traitements MIMO. Ces points ont été abordés plus précisément dans la section 1.4.2. Le principe de l'OFDM consiste à subdiviser la bande du système en un grand nombre de porteuses individuelles nommées sous-porteuses. Chacune d'entre elles porte un unique symbole de modulation ou un ensemble de symboles de modulation si un traitement MIMO est mis en oeuvre. Ces sous-porteuses sont dites orthogonales car un symbole peut être démodulé sans interférences de la part des sous-porteuses adjacentes dans le cas d'une transmission idéale [13, Chapitre 6].

La modulation OFDM est générée en bande de base à l'aide d'une opération de transformée de Fourier discrète inverse des K symboles de modulation $S[k]$. Les K_g derniers échantillons temporels sont recopiés en début de symbole OFDM pour former l'intervalle de garde dont

TABLE 2.1 – Caractéristiques de la transmission selon la numérologie considérée [29]

Numérologie	Ecart inter-porteuse	Bande de Fréquence	Taille du préfixe cyclique	Bande passante maximale
$\mu = 0$	15 kHz	FR1	Normale	50 MHz
$\mu = 1$	30 kHz	FR1	Normale	100 MHz
$\mu = 2$	60 kHz	FR1, FR2	Normale, Etendue	200 MHz
$\mu = 3$	120 kHz	FR2	Normale	400 MHz
$\mu = 4$	240 kHz	FR2	Normale	x

le rôle est d’annuler les interférences inter symboles et de permettre de restaurer simplement l’orthogonalité entre sous-porteuses, même après transmission sur un canal multi-trajets. Le signal OFDM $s[n]$ finalement obtenu s’exprime

$$s[n] = \sum_{k=0}^{K-1} S[k] \exp\left(j \frac{2\pi n k}{K}\right), -K_g \leq n \leq K. \quad (2.1)$$

Après avoir été mis en forme par une fenêtre typiquement rectangulaire, l’écart inter-porteuse Δ_f vaut $1/T$, où T désigne la durée du signal OFDM utile.

2.1.2 La modulation OFDM en 5G NR

La modulation OFDM standardisée en 5G NR doit permettre de répondre à un grand nombre de scénarios s’étendant des macro-cellules, pour lesquelles la fréquence de transmission peut être inférieure à 1 GHz, aux nano cellules à large bande passante dans les bandes millimétriques. Pour ce faire, l’écart inter-porteuse standardisé en 5G NR est flexible et s’étend de 15 kHz à 240 kHz pour une taille de Fast Fourier Transform (FFT) fixe ($K = 4096$) [29]. L’écart inter-porteuse utilisé pour une transmission est communément désigné par sa numérologie μ , où l’association entre la numérologie et l’écart inter-porteuse est donnée dans la Table 2.1. Quelle que soit la numérologie considérée, l’intervalle de garde de taille normale est formé de $K_g = 288$ échantillons, sa durée est ainsi proportionnelle à celle du signal OFDM utile¹ [29]. La durée T_s du signal OFDM avec intervalle de garde s’exprime donc,

$$T_s(\Delta_f) = \frac{K + K_g}{\Delta_f K}. \quad (2.2)$$

Du fait que K et K_g soient constants, un écart inter-porteuse faible améliore la robustesse aux interférences inter symboles, mais limite la largeur de la bande passante maximale paramétrable. Au contraire, un écart inter-porteuse important augmente la largeur de bande passante maximale et améliore également la robustesse au bruit de phase et à l’effet Doppler [30]. Le premier cas est donc plus propice aux déploiements macro-cellules sur les bandes historiques tandis que le second cas est plus approprié aux déploiements à faible couverture dans les bandes millimétriques. Comme le présente la Table 2.1, les écarts inter-porteuses de 15/30 et 60 kHz sont standardisés pour le transport de données sur la bande FR1 tandis que la bande FR2 ne supporte que les configurations à 60 et 120 kHz conformément aux conclusions précédentes. L’écart inter-porteuse de 240 kHz est uniquement utilisé pour la transmission des blocs de synchronisation (Section 2.4) [30].

Dans la partie III de ce manuscrit, les simulations sont effectuées pour des écarts inter-porteuse de 60 kHz et 120 kHz puisque ces configurations sont autorisées dans les bandes millimétriques (FR2) pour l’émission des données utilisateur sur le PDSCH, des données de contrôle sur le PDCCH et des signaux pilotes CSI-RS.

1. L’intervalle de garde du 1er symbole OFDM est légèrement plus long toutes les 0,5 ms afin qu’une sous-trame ait une durée de 1 ms quelle que soit la numérologie.

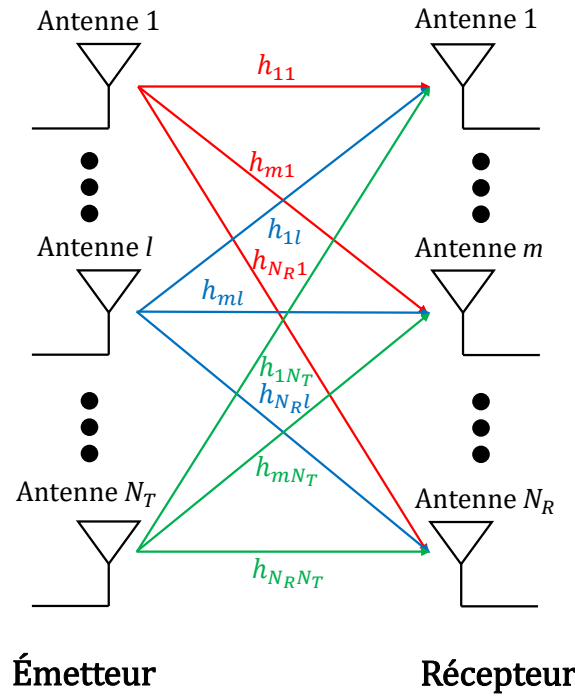


FIGURE 2.1 – Système MIMO

2.2 Traitements MIMO

Le MIMO repose sur l'utilisation d'un ensemble d'antennes d'émission et de réception afin d'exploiter la dimension spatiale du canal de transmission. Historiquement, le terme MIMO a été introduit pour désigner la transmission de flux de données indépendants sur les mêmes ressources temps-fréquence, mais son usage s'est étendu à d'autres techniques multi-antennes telles que la diversité de transmission/réception ou la formation de faisceau [13, Chapitre 5]. Dans la suite de cette section, nous nous intéressons plus particulièrement aux traitements SU-MIMO en boucle fermée, avec connaissance complète ou partielle du canal instantané à l'émission et en réception. Le scénario SU-MIMO est considéré puisque le retour d'informations Precoder Matrix Indicator (PMI) effectué par un terminal en 5G NR s'appuie sur cette hypothèse [30, 11.2]. De manière générale, le multiplexage de flux de données est bénéfique dans des environnements riches à haut RSB. Dans le cas contraire, la transmission d'un flux de données unique, mais d'ordre de modulation plus élevé, peut être préférable [31]. Des algorithmes MU-MIMO peuvent tout de même être implémentés en 5G NR à partir des PMI des terminaux à multiplexer sur les mêmes ressources temps-fréquence.

2.2.1 Généralités

Nous considérons ici un système MIMO composé de N_T antennes d'émission et de N_R antennes de réception (Figure 2.1). Dans cette configuration, le $n^{\text{ième}}$ échantillon du signal y_m reçu par la $m^{\text{ième}}$ antenne de réception s'écrit,

$$y_m[n] = \sum_{l=1}^{N_T} h_{ml}[n] * x_l[n] + b_m[n], \quad (2.3)$$

où $h_{ml}[n]$ désigne la réponse impulsionnelle du canal de transmission entre la $m^{\text{ième}}$ antenne de réception et la $l^{\text{ième}}$ antenne d'émission, $x_l[n]$ est le signal OFDM émis par la $l^{\text{ième}}$ antenne et

$b_m[n]$ correspond au bruit blanc additif gaussien au niveau de la $m^{\text{ième}}$ antenne de réception. Dans le cas où l'intervalle de garde est bien dimensionné, c'est-à-dire si sa durée est supérieure à la dispersion des retards du canal, et que la fenêtre FFT est correctement positionnée en réception, le symbole $Y_m[k]$ reçu sur la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse de la $m^{\text{ième}}$ antenne s'exprime,

$$Y_m[k] = \sum_{l=1}^{N_T} H_{ml}[k] \times X_l[k] + B_m[k], \quad (2.4)$$

où $H_{ml}[k]$ désigne la fonction de transfert entre la $m^{\text{ième}}$ antenne de réception et la $l^{\text{ième}}$ antenne d'émission, $X_l[k]$ est le symbole émis par la $l^{\text{ième}}$ antenne et $B_m[k]$ correspond au bruit blanc additif gaussien au niveau de la $m^{\text{ième}}$ antenne de réception. L'expression (2.4) peut être écrite sous la forme matricielle suivante,

$$\mathbf{y}[k] = \mathbf{H}[k]\mathbf{x}[k] + \mathbf{b}[k], \quad (2.5)$$

où $\mathbf{H}[k] \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ désigne le canal de transmission, $\mathbf{y}[k] = [Y_1[k], \dots, Y_{N_R}[k]]^T \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ et $\mathbf{x}[k] = [X_1[k], \dots, X_{N_T}[k]]^T \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ sont les vecteurs contenant respectivement les symboles reçus et émis, et $\mathbf{b}[k] = [B_1[k], \dots, B_m[k], \dots, B_{N_R}[k]]^T \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ correspond au vecteur de bruit blanc additif gaussien dont les entrées suivent une loi normale $\mathcal{N}(0, \sigma_b^2)$. L'information mutuelle (bits/s/Hz) associée à ce système MIMO-OFDM est donnée par l'expression [32],

$$\begin{aligned} I &= \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} I_k, \\ &= \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\mathbf{H}[k]\mathbf{\Sigma}[k]\mathbf{H}^H[k]}{\sigma_b^2} \right) \right], \end{aligned} \quad (2.6)$$

où $\mathbf{\Sigma}[k] = E[\mathbf{x}[k]\mathbf{x}^H[k]] \in \mathbb{C}^{N_T \times N_T}$ désigne la matrice de covariance du vecteur $\mathbf{x}[k]$ sous contrainte de puissance $\left(\sum_{k=0}^{K-1} \text{Tr}(\mathbf{\Sigma}[k]) \leq P \right)$. Les traitements MIMO peuvent être réalisés exclusivement en bande de base (formation de faisceau numérique) ou exclusivement sur l'étage radio-fréquence (formation de faisceau analogique). Dans le cas où les traitements MIMO sont effectués sur les deux niveaux, le terme de formation de faisceau hybride est employé. L'efficacité spectrale du système MIMO-OFDM dépend de la méthode de formation de faisceau implémentée.

2.2.1.1 Formation de faisceau analogique

La formation de faisceau analogique consiste à modifier l'amplitude et la phase des signaux OFDM sur l'étage radio-fréquence avant leur transmission par les antennes du réseau. La Figure 2.2 illustre une implémentation basique de la formation de faisceau analogique. Cette architecture est caractérisée par la présence d'un unique Convertisseur Numérique Analogique (CNA) transmettant un flux de données unique, le multiplexage spatial n'est donc pas possible [34]. Par conséquent, un seul symbole est transmis ($X[k]$) et reçu ($Y[k]$) par sous-porteuse. En outre, la modification de la phase et de l'amplitude des signaux OFDM est réalisée sur l'étage radio-fréquence à l'aide de déphaseurs et d'amplificateurs à gain variable. Ces opérations sont communes à l'ensemble des sous-porteuses composant le signal OFDM puisqu'elles sont effectuées après l'Inverse Fast Fourier Transform (IFFT). Les traitements multi-antennes d'émission $\mathbf{f}_{\text{RF}} = [f_{\text{RF},1}, \dots, f_{\text{RF},N_T}]^T \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ et de réception $\mathbf{w}_{\text{RF}} = [w_{\text{RF},1}, \dots, w_{\text{RF},N_R}]^T \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ sont par conséquent indépendants de la sous-porteuse k considérée. Ainsi, le symbole $Y[k]$ reçu sur la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse s'exprime,

$$Y[k] = \mathbf{w}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}[k] \mathbf{f}_{\text{RF}} S[k] + \mathbf{w}_{\text{RF}}^H \mathbf{b}[k], \quad (2.7)$$

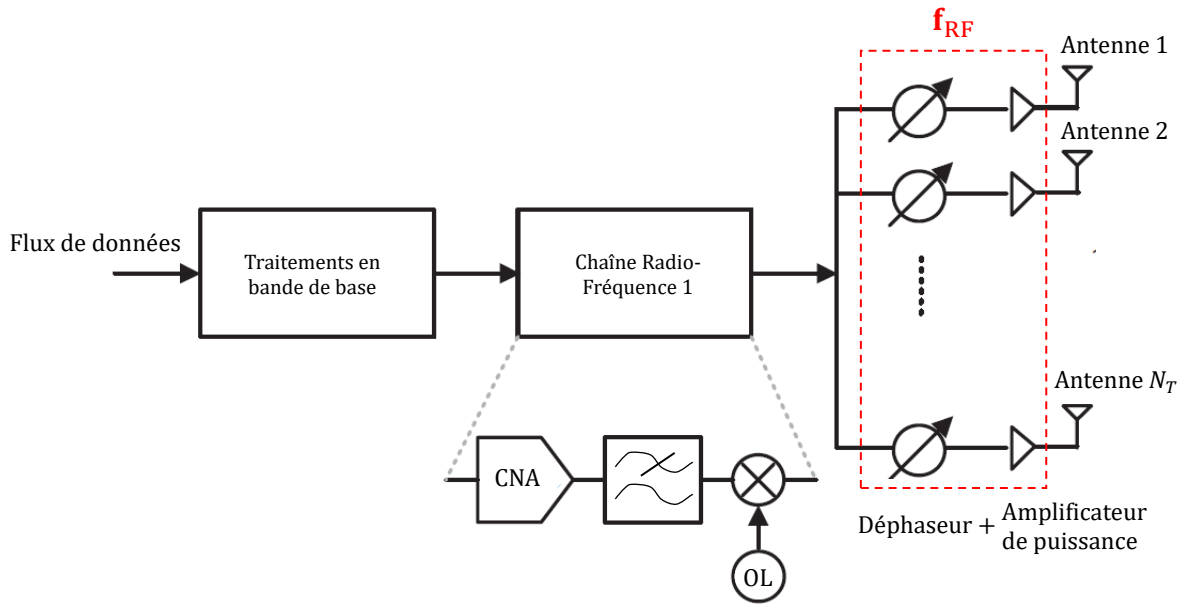


FIGURE 2.2 – Exemple d’une architecture antenne adaptée à la mise en oeuvre de la formation de faisceau analogique [33, Figure 4.63]

et l’efficacité spectrale s’exprime,

$$R = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \log_2 \left[1 + \rho^{-1} \frac{\mathbf{w}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}[k] \mathbf{f}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H[k] \mathbf{w}_{\text{RF}}}{\sigma_b^2} \right], \quad (2.8)$$

avec $\rho = \mathbf{w}_{\text{RF}}^H \mathbf{w}_{\text{RF}}$ et $\mathbf{f}_{\text{RF}}^H \mathbf{f}_{\text{RF}} \leq P$.

Dans un scénario classique de réception, le réseau d’antennes est situé en champ lointain. Par conséquent, le front d’onde perçu par le réseau est approximativement planaire. Comme observé sur la Figure 2.3, la différence de marche $\delta = d \cos(\theta_A)$ dépend de l’espacement d entre antennes et de l’angle d’arrivée θ_A de l’onde si l’on considère une structure antenne classique composée d’antennes régulièrement espacées. Le retard induit par cette différence de marche peut être exprimé sous la forme d’un déphasage $\Delta\phi = k_0\delta$, où $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ est le nombre d’onde et λ_0 est la longueur d’onde. À l’échelle du réseau, un déphasage linéaire est perçu puisque les antennes sont régulièrement espacées. Les déphaseurs du réseau d’antennes peuvent être réglés

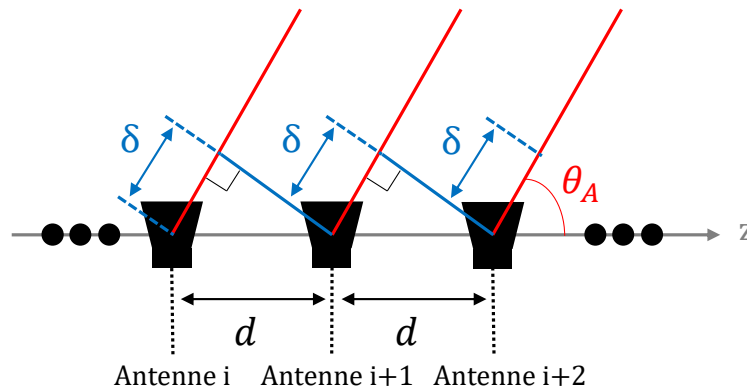


FIGURE 2.3 – Réseau en champ lointain

de sorte à compenser cet effet. On parle alors de phénomène de formation de faisceau puisque les signaux provenant de la direction θ_A sont favorisés en s'additionnant de façon cohérente. D'un point de vue mathématique, l'Excitation de Phase Linéaire (EPL) appliquée au réseau d'antennes de réception s'exprime de la façon suivante,

$$\mathbf{w}_{\text{RF}}^{\text{EPL}}(\Delta\phi) = \frac{1}{\sqrt{N_R}} [1, e^{-j\Delta\phi}, \dots, e^{-j(N_R-1)\Delta\phi}]^T. \quad (2.9)$$

Il est à noter que ce traitement est commun à l'ensemble des sous-porteuses alors que le déphasage dépend de la fréquence considérée. Cela signifie que le faisceau formé pointe dans la direction θ_A à la fréquence f_0 mais qu'une dérive sur la direction de focalisation se manifeste à mesure que l'écart augmente entre f_0 et la fréquence considérée.

L'excitation de phase linéaire est caractérisée par deux propriétés fondamentales. En premier lieu, le gain maximum G_{max} induit par le réseau d'antennes dans la direction θ_A augmente avec le nombre d'antennes contenues dans le réseau. À puissance normalisée, cette relation s'écrit [35, Chapitre 22],

$$G_{\text{max}} = 10 \log_{10}(N_R) \text{ (dB)}. \quad (2.10)$$

En second lieu, l'ouverture à -3 dB $\Delta\theta_{-3\text{dB}}$ du faisceau diminue lorsque la taille du réseau d'antennes augmente. L'angle d'arrivée θ_A de l'onde a également une influence sur l'ouverture à -3 dB du faisceau comme l'exprime la relation suivante [35, Chapitre 22],

$$\Delta\theta_{-3\text{dB}} = \frac{0,886\lambda_0}{N_R d \sin \theta_A}. \quad (2.11)$$

Bien que la description des propriétés ait été faite en réception, elles restent valables lorsqu'une excitation de phase linéaire est appliquée à l'émission. Cette excitation est attractive pour transmettre des données vers un terminal puisque la première propriété permet d'augmenter la puissance du signal reçu tandis que la seconde réduit les interférences dues aux différents émetteurs présents sur le réseau [31].

Néanmoins, d'autres traitements multi-antennes analogiques peuvent être nécessaires dépendamment du cas d'usage considéré. Ainsi, la seconde partie de ce manuscrit présente l'intérêt de recourir à des traitements multi-antennes permettant d'ajuster l'ouverture du faisceau et propose une méthode systématique d'élargissement. En outre, l'excitation de phase linéaire est bien adaptée aux environnements en ligne de vue mais des traitements multi-antennes plus efficaces existent pour les canaux plus riches. Cet aspect sera étudié dans la troisième partie du manuscrit.

2.2.1.2 Formation de faisceau numérique

La formation de faisceau numérique est effectuée en bande de base et offre le plus haut degré de flexibilité. En effet, le traitement multi-antennes est réalisé en bande de base ce qui a l'avantage de donner la possibilité de traiter les symboles par sous-porteuse à la différence de la formation de faisceau analogique. Cette propriété permet par exemple de corriger le phénomène de dérive du faisceau expérimenté avec la formation de faisceau analogique lorsque la bande passante du signal OFDM est importante [33]. En outre, la formation de faisceau numérique autorise la transmission simultanée de plusieurs flux de données comme l'illustre l'architecture proposée sur la Figure 2.4. Dans un tel scénario, le multiplexage spatial est réalisable pour un terminal (SU-MIMO) ou pour un ensemble de terminaux (MU-MIMO). Le nombre maximum de couches spatiales multiplexées entre la station de base et un terminal est égal au nombre d'antennes contenues dans le réseau en présentant le plus faible nombre. Pour une transmission SU-MIMO, le vecteur de symboles reçus $\mathbf{y}[k] \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ s'exprime,

$$\mathbf{y}[k] = \mathbf{W}_{\text{BB}}^H[k] \mathbf{H}[k] \mathbf{F}_{\text{BB}}[k] \mathbf{s}[k] + \mathbf{W}_{\text{BB}}^H[k] \mathbf{b}[k], \quad (2.12)$$

où $\mathbf{F}_{\text{BB}}[k] \in \mathbb{C}^{N_T \times N_s}$ et $\mathbf{W}_{\text{BB}}[k] \in \mathbb{C}^{N_R \times N_s}$ désignent respectivement le traitement multi-antennes réalisé en bande de base à l'émission et en réception et où $\mathbf{s}[k] = [S_1[k], \dots, S_{N_s}[k]]^T \in$

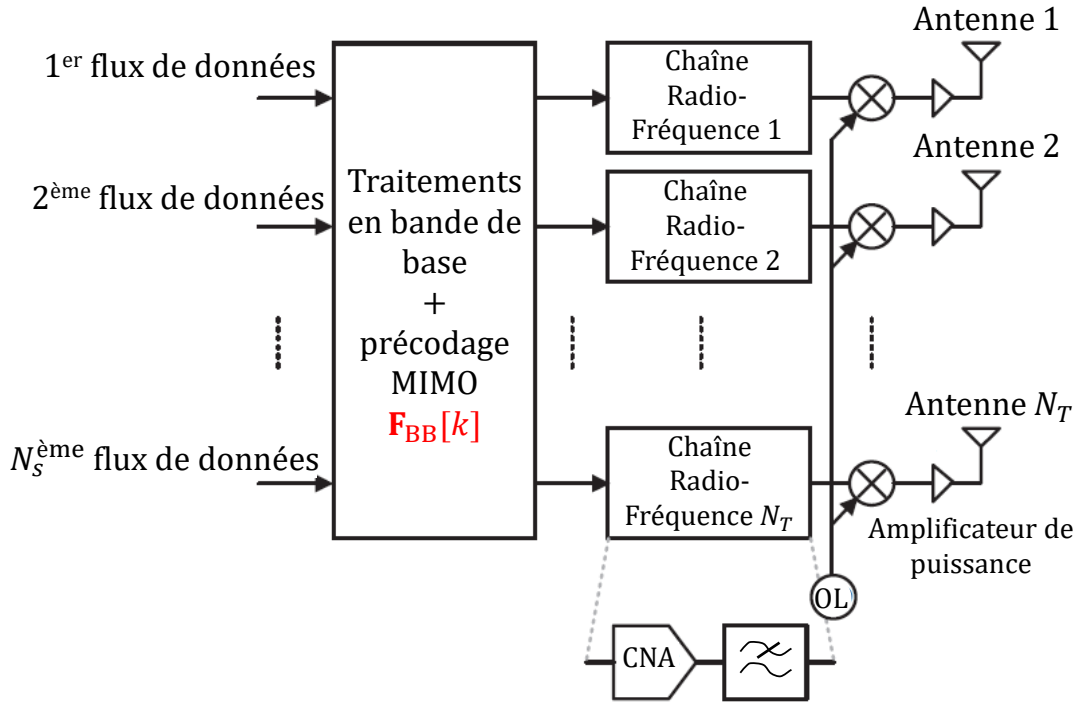


FIGURE 2.4 – Exemple d’une architecture antenne adaptée à la mise en oeuvre de la formation de faisceau numérique [33, Figure 4.64]

$\mathbb{C}^{N_s \times 1}$ est un vecteur contenant $N_s \leq \min(N_T, N_R)$ symboles d’informations. L’efficacité spectrale d’une liaison SU-MIMO d’une telle solution s’écrit,

$$R = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_s} + \mathbf{R}^{-1}[k] \frac{\mathbf{W}_{BB}^H[k] \mathbf{H}[k] \mathbf{F}_{BB}[k] \mathbf{F}_{BB}^H[k] \mathbf{H}^H[k] \mathbf{W}_{BB}[k]}{\sigma_b^2} \right) \right], \quad (2.13)$$

avec $\mathbf{R}[k] = \mathbf{W}_{BB}^H[k] \mathbf{W}_{BB}[k] \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}$ et $\sum_{k=0}^{K-1} \|\mathbf{F}_{BB}[k]\|_F^2 \leq P$. Selon la structure du canal de propagation, il peut être favorable de limiter le rang N_s de la transmission au profit de l’ordre de modulation ou de servir plusieurs terminaux dont les canaux sont faiblement corrélés [31].

En pratique, une formation de faisceau purement numérique est difficile à mettre en oeuvre dans les bandes millimétriques [34]. Tout d’abord, l’espace disponible pour les différents composants du réseau est très limité du fait que les antennes doivent être proches les unes des autres ($d \approx \lambda_0/2$) afin d’empêcher l’apparition de lobes de réseau. La présence d’une chaîne radio-fréquence complète par antenne complexifie donc la réalisation physique du réseau d’antennes. De plus, les amplificateurs de puissance et les convertisseurs analogique numérique sont des composants gourmands en énergie à de telles fréquences (Table 2.2). Enfin, le traitement en bande de base d’une telle solution est coûteux en matière de complexité puisque de nombreux flux de données de plusieurs giga échantillons par secondes doivent être traités. La formation de faisceau hybride, qui combine la formation de faisceau analogique et numérique, est ainsi préférée à la solution purement numérique dans les bandes millimétriques.

2.2.1.3 Formation de faisceau hybride

La formation de faisceau hybride est réalisée conjointement en bande de base et sur l’étage radio-fréquence comme le représente l’architecture proposée en Figure 2.5. La formation de

TABLE 2.2 – Consommation des composants d'un réseau d'antennes dans les bandes millimétriques [34]

Composant	Puissance (mW)
Amplificateur de puissance	40-250
Amplificateur faible bruit	4-86
Déphaseur	15-110
Convertisseur analogique numérique	15-795

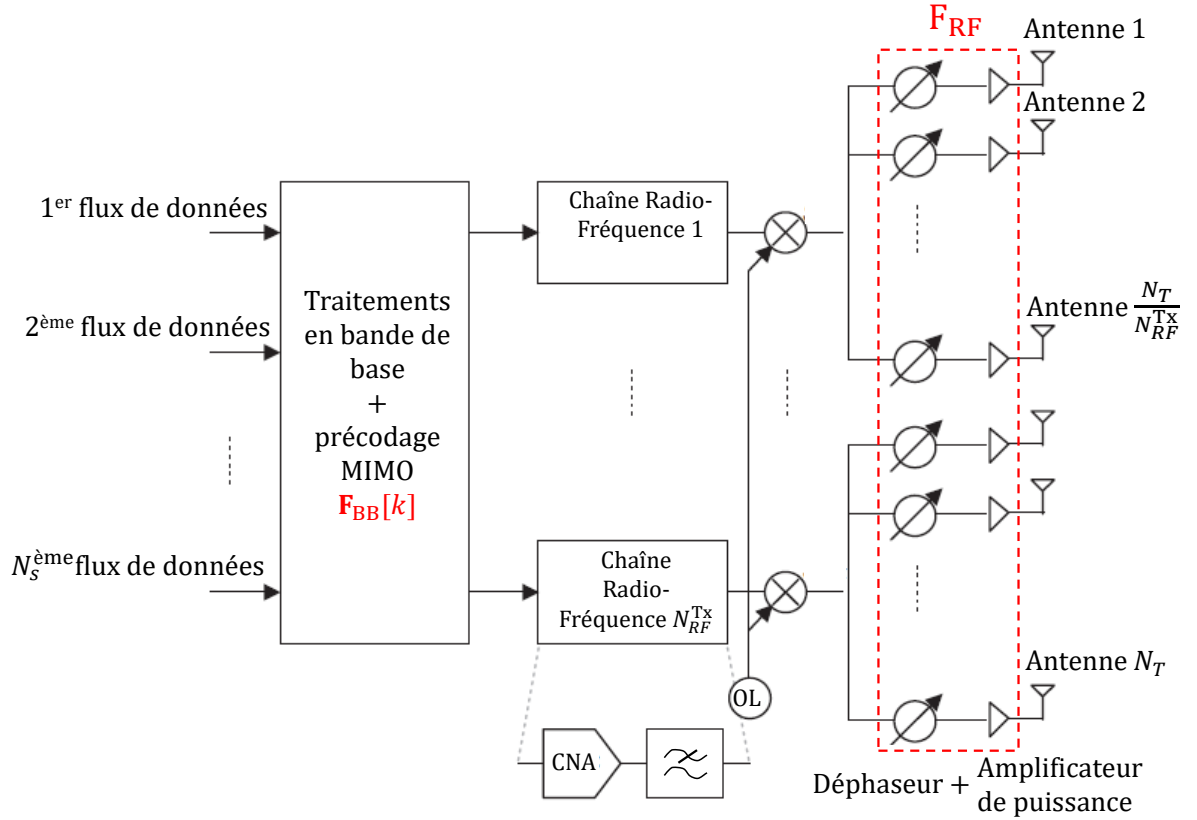


FIGURE 2.5 – Exemple d'une architecture antenne adaptée à la mise en oeuvre de la formation de faisceau hybride [33, Figure 4.66]

faisceau hybride permet de mettre en oeuvre le multiplexage spatial, améliorant l'efficacité spectrale du système, tout en limitant les difficultés posées par l'implémentation matérielle d'une solution purement numérique [34]. De plus, les performances d'une telle solution peuvent s'approcher de celles obtenues à l'aide d'une formation de faisceau numérique [36, 37]. Les traitements multi-antennes $\mathbf{F}_{BB}[k] \in \mathbb{C}^{N_{RF}^{Tx} \times N_s}$ et $\mathbf{W}_{BB}[k] \in \mathbb{C}^{N_{RF}^{Rx} \times N_s}$, qui sont effectués en bande de base, sont réalisés par sous-porteuse comme pour la formation de faisceau numérique, tandis que les traitements multi-antennes $\mathbf{F}_{RF} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_{RF}^{Tx}}$ et $\mathbf{W}_{RF} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_{RF}^{Rx}}$, qui sont effectués sur l'étage radio-fréquence, sont communs à l'ensemble des sous-porteuses à l'instar de la formation de faisceau analogique. Pour une transmission SU-MIMO, le vecteur de symboles reçus $\mathbf{y}[k] \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ s'exprime,

$$\mathbf{y}[k] = \mathbf{W}_{BB}^H[k] \mathbf{W}_{RF}^H \mathbf{H}[k] \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}[k] \mathbf{s}[k] + \mathbf{W}_{BB}^H[k] \mathbf{W}_{RF}^H \mathbf{b}[k], \quad (2.14)$$

où $\mathbf{s}[k] = [S_1[k], \dots, S_{N_s}[k]] \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ est un vecteur contenant $N_s \leq \min(N_{RF}^{Tx}, N_{RF}^{Rx})$ symboles d'informations, N_{RF}^{Tx} et N_{RF}^{Rx} désignant respectivement le nombre de chaînes radio-fréquence du

réseau d'antennes d'émission et de réception. L'efficacité spectrale d'une telle solution s'écrit,

$$R = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \log_2 \left[\det \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{N_s} + \mathbf{R}^{-1}[k] \mathbf{W}_{\text{BB}}^H[k] \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}[k] \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}[k] \\ \mathbf{F}_{\text{BB}}^H[k] \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H[k] \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}}[k] \end{pmatrix} \right], \quad (2.15)$$

avec $\mathbf{R}[k] = \sigma_b^2 \mathbf{W}_{\text{BB}}^H[k] \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}}[k] \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}$ et $\sum_{k=0}^{K-1} \|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}[k]\|_{\text{F}}^2 \leq P$. La formation de faisceau hybride n'est pas exploitée dans la suite des travaux exposés dans ce manuscrit puisque les études menées se focalisent sur les traitements effectués par l'étage radio-fréquence. Il s'agit néanmoins d'une ouverture intéressante pour l'extension des techniques présentées dans la troisième partie.

2.2.2 Traitements Multi-Antennes en 5G NR

La norme 5G NR autorise le déploiement de solutions s'appuyant sur une formation de faisceau analogique, numérique ou hybride. Nous nous intéressons ici aux techniques multi-antennes normalisées sur la voie descendante et plus particulièrement aux notions de filtrage spatial et de précodage numérique à base de dictionnaires. Le traitement multi-antennes s'appuie sur les CSI-RS pour le sondage de canal entre les ports d'antennes d'émission et de réception et sur les DM-RS pour la démodulation des données de contrôle ou des données utilisateurs transmises.

2.2.2.1 Port d'antennes

Le concept de port d'antennes désigne le fait que le canal de transmission, sur lequel un symbole est transmis, peut être déduit à partir d'un autre symbole précédemment émis sur ce même port d'antennes [30, 7.9]. Cette notion est abstraite dans le sens où un port d'antennes ne correspond pas nécessairement à une antenne physique en raison des techniques de filtrage spatial qui peuvent être implémentées. En pratique, chaque port d'antennes est associé à un signal de référence qui est exploité par le terminal afin d'estimer le canal de transmission entre les ports d'antennes d'émission et de réception. Ces signaux de référence forment un signal CSI-RS qui peut être composé de 1 à 32 ports d'antennes.

2.2.2.2 Filtrage spatial

Bien souvent, un port d'antennes CSI-RS n'est pas associé à une unique antenne physique mais plutôt à un ensemble d'antennes physiques. Cela signifie que les mesures effectuées par le terminal ne caractérisent pas le canal de transmission d'antennes à antennes mais plutôt le canal de transmission perçu après combinaison de la contribution des antennes. Du fait de cette combinaison, un port d'antennes CSI-RS est émis dans une direction privilégiée de l'espace ; ce type de traitements est ainsi communément désigné par le terme de filtrage spatial.

Le filtrage spatial peut être effectué en bande de base et/ou sur l'étage radio-fréquence. Dans le cas d'une formation de faisceau purement numérique, le filtrage spatial numérique, noté $\mathbf{F}_{\text{BB}}^1$ sur la Figure 2.6, a pour avantage de limiter la quantité de retour d'informations nécessaire et le nombre de ressources occupées par les signaux CSI-RS, tout en améliorant la portée de ceux-ci [38]. Le filtrage spatial induit par un traitement multi-antennes sur la chaîne radio-fréquence, noté $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ sur la Figure 2.6, a pour avantage de faciliter l'implémentation matérielle d'un grand nombre d'antennes et de limiter la consommation énergétique (Section 2.2.1).

Quel que soit le type de filtrage spatial employé, un ensemble de signaux CSI-RS, où chaque signal CSI-RS est composé de 1 à 32 ports d'antennes, est émis par la station de base puis mesuré par le terminal. Ce dernier remonte plusieurs indicateurs à la station de base, dont le CSI-RS Resource Indicator (CRI) qui indique le signal CSI-RS sélectionné parmi ceux émis. Cette information permet à la station de base de connaître le filtre spatial d'émission le plus approprié selon le type de mesures effectuées. Celles-ci sont de différentes natures et peuvent consister en une simple évaluation de la puissance de réception, aussi appelée Reference Signal

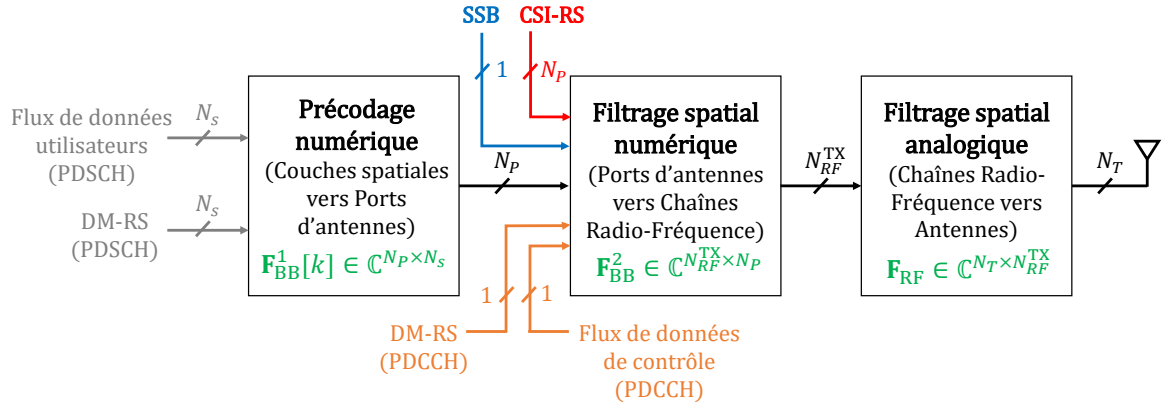


FIGURE 2.6 – Traitements multi-antennes d'émission incluant des opérations de filtrage spatial et de précodage numérique

Received Power (RSRP), ou en des traitements plus complexes de précodage numérique à base de dictionnaires (PMI).

2.2.2.3 Précodage numérique

Le précodage numérique consiste à traiter les signaux en bande de base, avant leur émission par les ports d'antennes du réseau émetteur, afin de mettre en oeuvre des techniques de multiplexage spatial, de focalisation ou de diversité de transmission. Nous nous intéressons plus particulièrement aux deux premières techniques qui reposent sur une connaissance partielle du canal de transmission en 5G NR, puisqu'il s'agit de l'hypothèse qui a été choisie dans la partie III de ce manuscrit. Cette information partielle est obtenue via le retour d'une matrice de précodage PMI qui appartient à l'un des dictionnaires définis par le standard 5G NR. Les dictionnaires normalisés sont les suivants :

- Type I : Cette famille de dictionnaires permet d'obtenir une approximation grossière du canal de transmission et est donc plus adaptée aux scénarios SU-MIMO [30, 11.2] [39]. L'objectif premier est de focaliser les différentes couches spatiales dans la direction du terminal, qui a pour tâche de supprimer les interférences inter-couches. Le Type I s'appuie sur une sélection de faisceau et a pour avantage de limiter la quantité d'informations à remonter tout comme la complexité des calculs effectués par le terminal [39]. Cette famille se compose de deux sous-familles :
 - Type I *Single-Panel* [40, 5.2.2.2.1] : Ce dictionnaire est adapté au cas où l'émetteur est composé d'un seul panneau d'antennes. Celui-ci comprend $N_1 \times N_2$ ports d'antennes, où N_1 et N_2 définissent le nombre de ports d'antennes selon la première et la seconde dimension (Table 2.3). De 2 à 32 ports d'antennes sont pris en charge par ce dictionnaire qui permet de multiplexer jusqu'à 8 flux de données.
 - Type I *Multi-Panel* [40, 5.2.2.2.2] : Ce dictionnaire vise à réduire la complexité d'implémentation antennaire associée au Type I *Single-Panel* [41]. En effet, le Type I *Single-Panel* requiert la calibration en temps de l'ensemble des antennes d'un panneau, qui doivent également être uniformément espacées. Le Type I *Multi-Panel* permet quant à lui de déployer N_g panneaux d'antennes comprenant chacun $N_1 \times N_2$ ports d'antennes synchronisés et uniformément espacés (Table 2.3). Le Type I *Multi-Panel* autorise le déploiement de solutions pour lesquelles l'espacement inter-panneaux est différent de l'espacement entre ports d'antennes au sein d'un panneau [42]. Le retard supplémentaire induit par un espacement non uniforme entre panneaux est compensé par un terme de déphasage φ_{p1} lorsque $N_g = 2$ et par des déphasages $\{\varphi_{p1}, \varphi_{p2}, \varphi_{p3}\}$ lorsque $N_g = 4$. En outre, puisque les panneaux peuvent être synchronisés ou non en temps, deux modes de fonctionnement sont normalisés.

TABLE 2.3 – Nombre de ports d’antennes supportés selon le type de dictionnaire utilisé [40, Tables 5.2.2.2.1-2 et 5.2.2.2.2-1]

Nombre de ports d’antennes CSI-RS	Type I <i>Single-Panel</i> / Type II (N_1, N_2)	Type I <i>Multi-Panel</i> (N_g, N_1, N_2)
2	(1,1)	x
4	(2,1)	x
8	(2,2) ; (4,1)	(2,2,1)
12	(3,2) ; (6,1)	x
16	(4,2) ; (8,1)	(2,4,1) ; (2,2,2) ; CM1 : (4,2,1)
24	(4,3) ; (6,2) ; (12,1)	x
32	(4,4) ; (8,2) ; (16,1)	(2,8,1) ; (2,4,2) ; CM1 : (4,4,1) ; (4,2,2)

Dans le cas du CodebookMode1 (CM1), les panneaux d’antennes sont synchronisés en temps et les corrections de phase φ_{p_i} sont large bande. Dans le cas du CodebookMode2 (CM2), les panneaux d’antennes ne sont pas synchronisés en temps ; le déphasage dépend alors des ressources fréquentielles considérées. Les corrections de phase φ_{p_i} sont par conséquent effectuées par sous-bande. Le retour d’informations du CM2 est bien plus important que celui du CM1 du fait de la correction par sous-bande. Le CM2 ne gère pas les configurations à 4 panneaux d’antennes de manière à ce que la quantité d’informations à remonter reste limitée. Jusqu’à 4 flux de données peuvent être multiplexés quel que soit le mode du dictionnaire considéré.

- o Type II [40, 5.2.2.2.3] : Ce dictionnaire permet d’acquérir une connaissance fine du canal de transmission au prix d’un retour d’informations bien plus important [30, 11.2.2] [39]. Une connaissance fine du canal est notamment bénéfique dans les scénarios MU-MIMO pour lesquels le nombre de flux transmis par l’émetteur est supérieur au nombre d’antennes de réception des terminaux ; il est alors primordial que les interférences entre couches soient supprimées dès le précodage pour assister ces derniers au décodage des flux de données [43]. Les configurations antennaires admises en Type II sont les mêmes que celles standardisées pour le Type I *Single-Panel* (Table 2.3). Le Type II s’appuie sur la combinaison de 4 faisceaux orthogonaux au maximum, où chaque faisceau est associé à une valeur d’amplitude et de phase. Une valeur d’amplitude par faisceau, codée sur 3 bits, est remontée pour l’ensemble de la bande de fréquence considérée et est ajustée par sous-bande, par une valeur codée sur 1 bit, lorsque *subbandAmplitude*='true'. La valeur de phase est quant à elle remontée par sous-bande et est codée selon une QPSK ou une 8-Phase-Shift Keying (PSK). Jusqu’à 2 flux de données peuvent être multiplexés par terminal avec le dictionnaire de Type II.

Quel que soit le dictionnaire considéré, le précodage numérique $\mathbf{F}_{\text{BB}}^1[k] = \mathbf{F}_{\text{BB}}^{1,1} \mathbf{F}_{\text{BB}}^{1,2}[k]$ est caractérisé par une structure à deux étages. Le premier étage $\mathbf{F}_{\text{BB}}^{1,1}$ vise à capturer les caractéristiques large bande et à long terme du canal tandis que le second étage $\mathbf{F}_{\text{BB}}^{1,2}[k]$ poursuit les caractéristiques par sous-bande et à court terme du canal [43]. En 5G NR, la matrice $\mathbf{F}_{\text{BB}}^{1,1}$ spécifie les faisceaux sélectionnés (Type I) ou combinés (Type II) et la matrice $\mathbf{F}_{\text{BB}}^{1,2}[k]$ spécifie, entre autres, les terme de co-phasage entre polarisations [30, 11.2].

Le précodage numérique à base de dictionnaires standardisé en 5G NR forme donc un ensemble flexible qui vise à s’adapter à de multiples scénarios (SU-MIMO/MU-MIMO) et à diverses structures antennaires (réseaux uniformes ou non, synchronisés en temps ou non).

2.2.2.4 Traitements multi-antennes des différents signaux de la voie descendante

Les signaux de synchronisation Synchronization Signal Block (SSB), les signaux pilotes CSI-RS, le canal de contrôle PDCCH et le canal de données PDSCH peuvent être filtrés spatialement comme l'illustre la chaîne de traitements multi-antennes de la Figure 2.6. Afin de faciliter la réception de signaux filtrés spatialement à l'émission, la 5G NR introduit la possibilité d'indiquer la configuration spatiale d'un signal. Pour ce faire, les signaux DM-RS de démodulation des canaux PDCCH et PDSCH peuvent être associés à des signaux pilotes CSI-RS de même filtre spatial d'émission [40, 5.1.5]. L'idée est de s'appuyer dans un premier temps sur des signaux pilotes CSI-RS et/ou sur les signaux de synchronisations SSB pour permettre au terminal de déterminer, par l'intermédiaire de procédures de balayage de faisceaux, le filtre de réception le plus adapté à un filtre d'émission donné. Dans un second temps, l'indication de l'association spatiale entre le signal DM-RS du PDCCH/PDSCH et l'un des signaux CSI-RS permet au terminal d'ajuster immédiatement son filtre de réception, à partir des mesures précédemment effectuées. Ce mécanisme existe également entre signaux CSI-RS, ou encore entre un signal CSI-RS et un signal SSB, pour affiner les procédures de balayage de faisceaux [40, 5.1.5]. Les associations entre signaux de même filtre spatial sont réalisées par l'intermédiaire de la structure Transmission Configuration Indication State (TCI-State) en 5G NR. Les mécanismes d'association diffèrent pour les signaux DM-RS du PDCCH/PDSCH et pour les signaux CSI-RS. Ces aspects sont détaillés dans les Sections 2.6 à 2.8.

Le PDSCH est le seul canal qui autorise la mise en oeuvre du multiplexage spatial. Le dictionnaire de Type I donne la possibilité de multiplexer 8 flux spatiaux au maximum dans un scénario SU-MIMO, mais jusqu'à 12 flux spatiaux peuvent être multiplexés en MU-MIMO puisque 12 ports DM-RS sont associés au canal PDSCH [44, Table 7.4.1.1.2-2]. Au contraire, le canal PDCCH n'autorise pas le multiplexage de flux puisqu'il est composé d'un unique port DM-RS. Ce canal peut néanmoins être filtré spatialement afin d'améliorer le bilan de liaison de la transmission.

Dans la suite de ce manuscrit, nous nous intéressons uniquement à l'opération de filtrage spatial puisque l'essentiel des traitements antennaires sont déportés sur l'étage radio-fréquence dans les bandes millimétriques. La Partie II traite plus particulièrement des techniques d'élargissement de faisceau, qui permettent de décorréler l'ouverture du faisceau et la taille du réseau d'antennes. En outre, la Partie III étudie la pertinence de la combinaison de faisceaux pour l'opération de filtrage spatial. Cette étude est menée selon divers critères d'évaluation tels que la robustesse de lien, la durée d'établissement de lien et la complexité des traitements.

2.3 Structure temps-fréquence d'une trame 5G NR

Dans un système réel, et plus particulièrement dans un système 5G NR, l'émission des données utilisateurs sur le PDSCH, des données de contrôle sur le PDCCH et des signaux de sondage de canal CSI-RS est contrainte par la structure en temps et en fréquence des trames d'informations échangées entre l'émetteur et le récepteur. L'objectif de cette section est de présenter la structure standardisée en 5G NR et d'introduire les éléments de terminologie nécessaires à la compréhension des sections suivantes.

2.3.1 Structure temporelle

La trame 5G NR est d'une durée de 10 ms quels que soient la numérolgie et le mode de duplexage considérés. À l'instar du LTE, une trame est divisée en 10 sous-trames de 1 ms. Les symboles OFDM contenus dans une sous-trame forment des slots, où chaque slot est composé de 14 symboles. Puisque la durée d'un symbole OFDM dépend de la numérolgie considérée, le nombre de symboles OFDM par sous-trame n'est pas fixe. Par conséquent, le nombre de slots par sous-trame dépend de la numérolgie, c'est-à-dire de l'écart inter-porteuse Δ_f des symboles

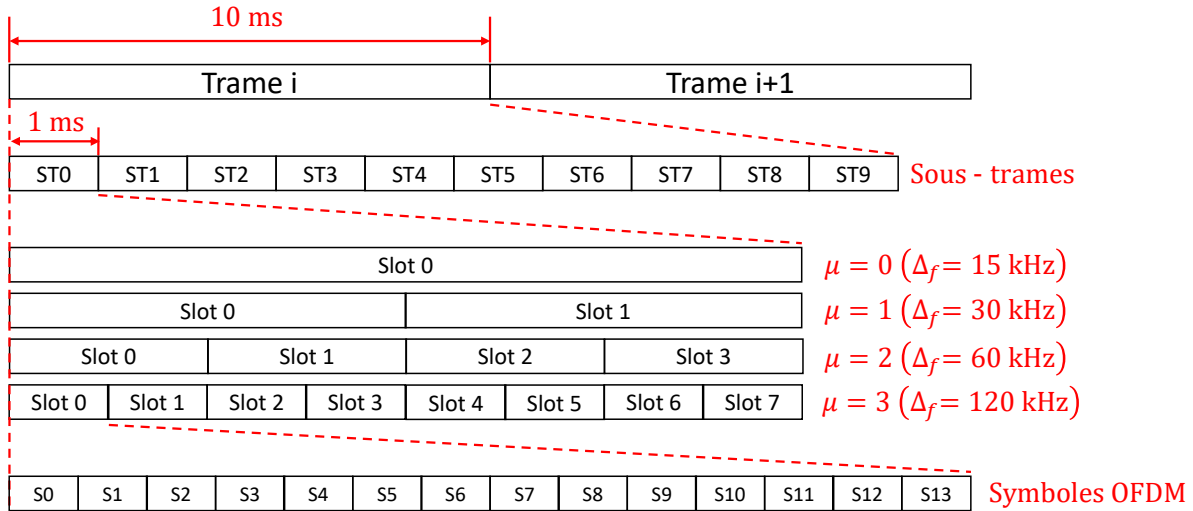


FIGURE 2.7 – Structure de la trame pour les numérolgies standardisées en 5G NR

OFDM émis. Ces notions sont illustrées sur la Figure 2.7 pour l'ensemble des numérolgies disponibles.

2.3.2 Structure fréquentielle

2.3.2.1 Définition des ressources physiques

Un Resource Element (RE), c'est-à-dire une sous-porteuse d'un symbole OFDM, constitue la plus petite ressource physique en 5G NR. Comme l'illustre la Figure 2.8, 12 sous-porteuses consécutives dans le domaine fréquentiel forment un Resource Block (RB). Cette dernière définition diffère de celle admise en LTE. En effet, le RB spécifié en LTE est une unité à 2 dimensions qui est composée de 12 sous-porteuses dans le domaine fréquentiel et qui s'étend sur 1 slot dans le domaine temporel. L'une des raisons qui explique ce changement de définition est que la durée d'une transmission est flexible en 5G NR et peut être inférieure à celle d'un slot, contrairement à la première version du LTE [30, 7.3].

2.3.2.2 Le point A et les blocs de ressources

La grille de ressources, en partie tracée sur la Figure 2.8, permet de modéliser les signaux transmis sur les ressources spectrales pour un espacement inter-porteuse donné. La 5G NR supporte plusieurs numérolgies, et donc plusieurs grilles de ressources, pour une même fréquence porteuse. Afin que le terminal puisse trouver la localisation des RB contenus dans les grilles de ressources et ce, malgré leur écart inter-porteuse différent, la norme 5G NR introduit trois notions qui sont le point A, le Common Resource Block (CRB) et le Physical Resource Block (PRB). Celles-ci sont illustrées sur la Figure 2.9.

Le point A sert de référence pour spécifier la structure fréquentielle de l'ensemble des grilles de ressources associées à une porteuse. Ce point coïncide avec la sous-porteuse 0 du CRB 0 pour l'ensemble des numérolgies considérées et n'est pas nécessairement localisé au sein de la bande fréquentielle attribuée à la porteuse [30, 7.3]. La localisation fréquentielle du point A (*offsetToPointA* [45, P248]) est obtenue par le terminal en décodant le System Information Block 1 (SIB1) lors de l'accès initial à la cellule (Section 2.4). Les ressources utilisées en pratique pour transmettre les signaux se situent sur la grille PRB dont la configuration fréquentielle est spécifiée à partir de la grille CRB. 275 PRBs au maximum sont attribués à une porteuse, ce qui correspond à une largeur de bande passante de 50/100/200/400 MHz pour un espacement inter-porteuse respectif de 15/30/60/120 kHz [30, 7.3].

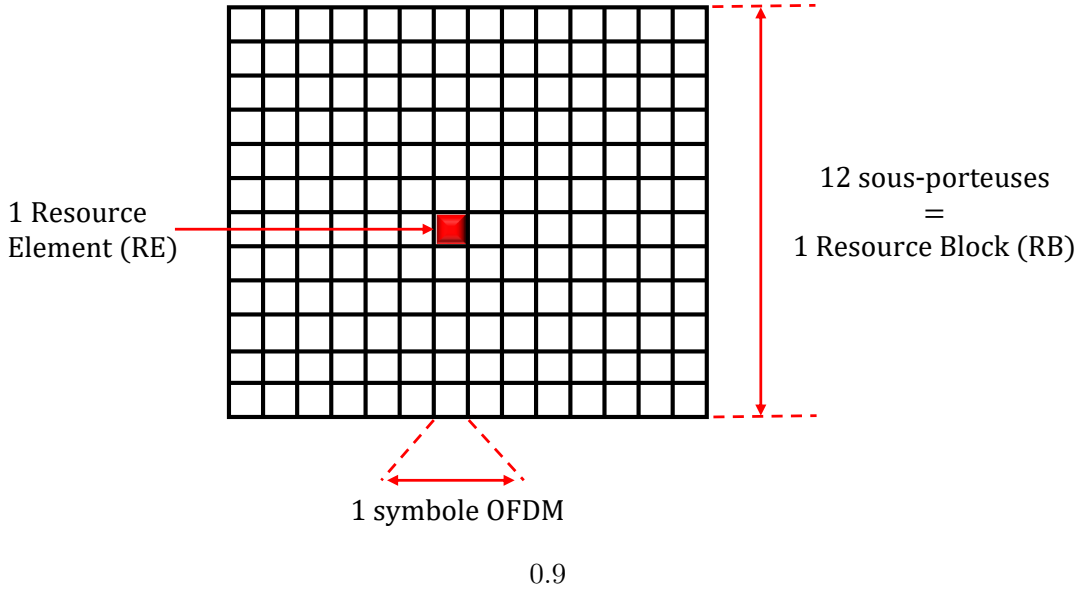


FIGURE 2.8 – Resource Element et Resource Block en 5G NR

2.3.2.3 BandWidth Part (BWP)

Lors de la normalisation du LTE, il a été décidé que l'ensemble des terminaux devait être en mesure de prendre en charge la largeur de bande passante maximale paramétrable, c'est-à-dire 20 MHz. Cette approche n'est pas reconduite en 5G NR puisque la largeur de bande passante maximale de 400 MHz serait une contrainte trop forte du point de vue de la complexité matérielle et, par conséquent, de coût. De plus, la réception de signaux sur une largeur de bande importante peut être coûteuse en énergie par rapport à une communication à bande étroite [30, 7.4]. C'est pourquoi la 5G NR a introduit le concept de BandWidth Part (BWP) qui permet à la station de base d'adapter le nombre de PRB associés au terminal aux capacités et aux besoins de ce dernier. Une fois l'accès initial à la cellule complété, le terminal peut être associé à 4 BWPs au maximum sur la voie descendante [30, 7.4]. L'intérêt d'attribuer plusieurs BWPs à un même terminal réside dans la configuration de BWPs de largeurs différentes qui peuvent être activés ou non selon le type de données à transmettre. Ainsi, comme illustré sur la Figure 2.10, un BWP composé uniquement de quelques PRBs peut être activé lorsque des données de contrôle sont transmises, tandis qu'un BWP beaucoup plus large peut être enclenché pour la transmission d'une grande quantité de données utilisateurs.

De façon plus formelle, un BWP est défini par un ensemble de PRBs contigus, sélectionnés à partir d'un ensemble de CRBs contigus, pour une numérologie et une porteuse données [44, 4.4.5]. Comme le représente la Figure 2.9, un BWP est caractérisé par deux paramètres [45, P195] :

- *locationAndBandwidth* : Allocation fréquentielle du BWP caractérisée par les paramètres $N_{\text{BWP}}^{\text{start}}$ et $N_{\text{BWP}}^{\text{size}}$:
 - $N_{\text{BWP}}^{\text{start}}$: Position fréquentielle du premier PRB occupé par le BWP. Le CRB d'indice $N_{\text{BWP}}^{\text{start}} = O_{\text{carrier}} + RB_{\text{start}}$ correspond au premier PRB occupé, où O_{carrier} représente l'offset fréquentiel en nombre de CRBs entre le point A et la première sous-porteuse utilisable de la porteuse (*offsetToCarrier* [45, P354]) et où le RB_{start} est un offset fréquentiel en nombre de CRBs entre la première sous-porteuse utilisable de la porteuse et le début du BWP [46, 12].
 - $N_{\text{BWP}}^{\text{size}}$: Nombre de PRB occupés par un BWP. Jusqu'à 264 RB de bande passante peuvent être configurés pour un BWP sur la bande FR2 [47, Table 5.3.2-1].

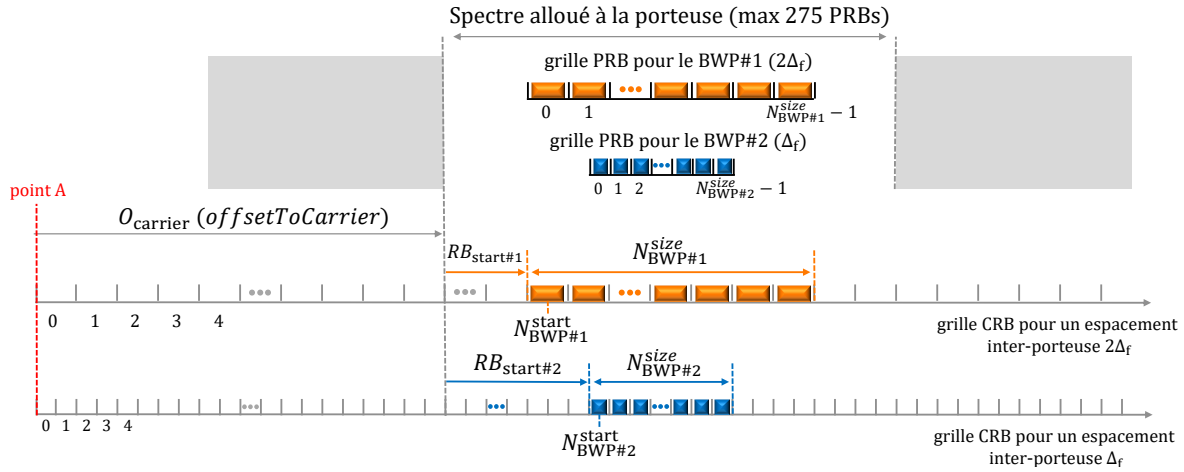


FIGURE 2.9 – Point A, blocs de ressources physiques/communs et paramétrage de BWP en 5G NR

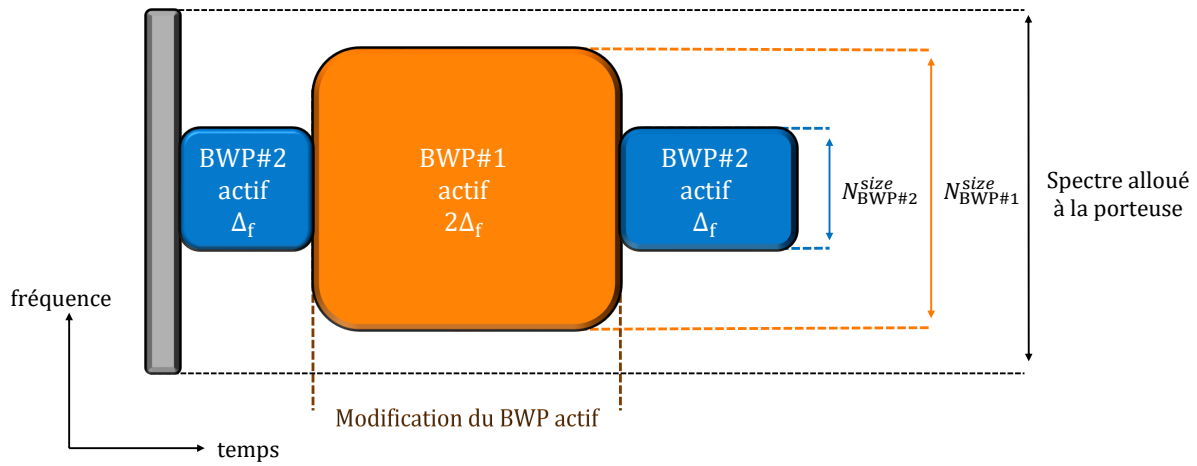


FIGURE 2.10 – Adaptation de la largeur de bande passante via le changement de BWP actif

- *subcarrierSpacing* : Ecart inter-porteuse Δ_f utilisé par défaut pour les canaux et les signaux de référence du BWP.

Seulement l'un des BWP est actif à un instant donné et la signalisation du changement de BWP est réalisée dynamiquement par le DCI 1-1 (Downlink Control Information) transmis sur le canal PDCCH (Section 2.6.1), il s'agit donc d'une procédure rapide à mettre en oeuvre.

Dans la partie III de ce manuscrit, les simulations sont effectuées jusqu'à 200 MHz de bande passante, soit la largeur maximale autorisée sans agrégation de porteuses pour un espacement inter-porteuse de 60 kHz sur la bande FR2 en 5G NR.

2.4 Accès initial à la cellule

Le premier objectif d'un terminal est d'accéder au réseau via la procédure dite d'accès initial à la cellule. Celle-ci inclut les fonctions et procédures par lesquelles le terminal recherche les cellules du réseau (Section 2.4.1) et y accède via le mécanisme dit de *Random Access* (Section 2.4.2). L'une des particularités de la procédure d'accès initial à la cellule proposée en 5G NR est la possibilité de mettre en oeuvre des méthodes de formation de faisceau pour améliorer la

TABLE 2.4 – Durée et largeur de bande d'un SSB selon la numérolgie [30, Table 16.1]

Numerology (kHz)	SSB Bandwidth (MHz)	SSB Duration (μs)	Frequency Range
15	3.6	285	FR1 (<3 GHz)
30	7.2	143	FR1
120	28.8	36	FR2
240	57.6	18	FR2

TABLE 2.5 – Nombre de SSB pouvant être émis selon la bande de fréquence de la transmission [29]

Bande de fréquence	Nombre de SSB émis
$f < 3$ GHz	$L \leq 4$
$3 \leq f \leq 6$ GHz	$L \leq 8$
$f > 6$ GHz	$L \leq 64$

couverture d'une cellule. Le faisceau choisi lors de l'accès initial à la cellule peut directement être exploité pour l'émission du canal de contrôle PDCCH (Section 2.6) ou pour l'émission du canal de données PDSCH (Section 2.7).

2.4.1 Recherche de cellules

La recherche de cellules est effectuée par le terminal lorsqu'il cherche à établir une connexion initiale. En outre, la recherche de cellules est réalisée en continue de sorte à assurer la mobilité du terminal d'une cellule à l'autre, que celui-ci soit déjà connecté au réseau ou bien en état de veille/inactif [30, 16.1]. De façon similaire au LTE, cette recherche se base sur la détection des signaux de synchronisation, composés du Primary Synchronization Signal (PSS) et du Secondary Synchronization Signal (SSS), puis sur le décodage du canal de contrôle Physical Broadcast Channel (PBCH) contenant le Master Information Block (MIB).

2.4.1.1 Synchronization Signal Block (SSB)

Le PSS, le SSS et le PBCH forment un SSB dont la structure temps-fréquence est illustrée sur la Figure 2.11. Puisque le nombre de sous-porteuses et de symboles OFDM occupés sont constants quelle que soit la numérolgie considérée pour la transmission du SSB, la durée et la largeur de bande occupée dépendent de la numérolgie (Table 2.4). En 5G NR, la numérolgie de 240 kHz est seulement disponible pour la transmission des SSBs et est avantageuse dans le contexte millimétrique comme le détaille la Section 2.4.1.2 [30, 16.1.1].

2.4.1.2 Multiplexage temporel des SSBs

Une différence clé entre le SSB et les signaux équivalents du LTE est la possibilité de focaliser les signaux contenus dans le SSB dans une direction de l'espace. Ce mécanisme est primordial dans les bandes millimétriques pour déterminer la direction vers laquelle transmettre le signal, en vue d'améliorer le bilan de liaison. Le mécanisme retenu en 5G NR consiste simplement à transmettre un ensemble de SSBs sur une durée de 5 ms, où chaque SSB peut être émis dans une direction différente, de sorte à déterminer la meilleure d'entre elles pour servir le terminal. Le nombre L de directions en mesure d'être testées en 5 ms dépend du nombre de SSBs pouvant être transmis sur cette même durée, ce qui dépend de la bande de fréquence de la transmission (Table 2.5). Il existe deux raisons qui justifient l'accroissement de L lorsque la fréquence porteuse augmente. La première est que la mise en oeuvre de techniques de focalisation à fort gain et à faible ouverture devient plus essentielle à mesure que la fréquence augmente et ce, afin de compenser les pertes de propagation en espace libre. Un nombre plus important de

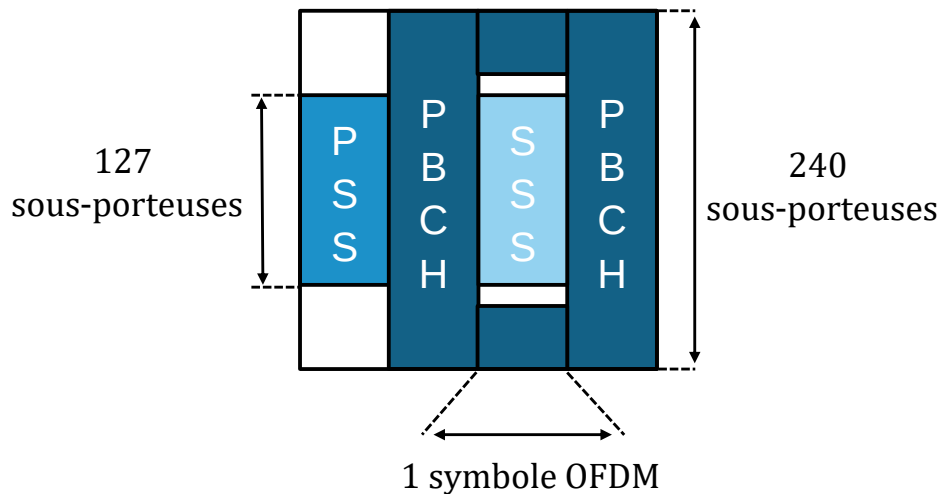


FIGURE 2.11 – Structure d'un bloc SSB en temps et en fréquence

faisceaux doit donc être testé car chacun d'entre eux couvre une zone angulaire plus restreinte. La seconde raison est que la faible durée d'un SSB pour les fréquences hautes, du fait de l'écart inter-porteuse plus important, permet la transmission d'un grand nombre de SSBs pour une durée d'allocation modérée. Les slots allouables à la transmission du SSB sont dépeints sur la Figure 2.13 pour les différentes numérolgies standardisées. De manière générale, le nombre L de faisceaux utilisés pour l'accès initial à la cellule établit un compromis entre la latence du plan de contrôle et la puissance de réception des signaux de synchronisation [48] [49]. En effet, la diminution du nombre de faisceaux testés requiert le recours à des techniques d'élargissement de faisceau pour couvrir une même zone angulaire, ce qui entraîne un affaiblissement du gain du réseau d'antennes à l'émission et, par conséquent, une puissance de réception plus faible.

La fenêtre de 5 ms sur laquelle les L SSBs sont émis est répétée de façon périodique, où la périodicité est paramétrable par la station de base (Figure 2.12). Cette fenêtre de 5 ms est positionnée sur la première moitié ou bien sur la seconde moitié d'une trame. Lors de l'accès initial à la cellule, ou lors de la recherche de cellules voisines, le terminal considère par défaut qu'un SSB est répété au moins une fois toutes les 20 ms [30, 16.1.3]. Cette valeur correspond par conséquent à la durée pendant laquelle le terminal recherche le PSS/SSS avant de changer de fréquence si aucun signal de ce type n'a été détecté. La périodicité par défaut admise en 5G NR est quatre fois plus longue que la périodicité de 5ms des signaux PSS et SSS du LTE. Ce choix a été effectué pour améliorer l'efficacité énergétique des réseaux, mais a pour inconvénient de contraindre le terminal à camper plus longtemps sur chaque fréquence pour la détection des signaux PSS et SSS. Cette contrainte est compensée par un nouveau mécanisme de la 5G NR qui n'astreint plus les signaux de synchronisation à être centrés sur la fréquence porteuse. Ainsi, le terminal doit rechercher le PSS et le SSS sur les quelques positions fréquentielles qui leurs sont potentiellement allouées, plutôt que sur les nombreuses fréquences porteuses standardisées. Par la suite, le PBCH et le SIB1 permettent au terminal de déduire la position fréquentielle de la porteuse relativement à celle du SSB.

Les autres valeurs de périodicité paramétrables pour la répétition de la fenêtre de 5 ms sont 5, 10, 40, 80 et 160 ms. L'intérêt de configurer une périodicité plus faible que 20 ms est essentiellement de réduire la durée nécessaire à la recherche de cellules. Un paramétrage supérieur à 20 ms vise, quant à lui, à améliorer l'efficacité énergétique du réseau. Il est néanmoins possible qu'une telle cellule ne soit pas détectée par le terminal. Cette éventualité ne pose pas de problème en pratique si celle-ci est paramétrée en tant que cellule secondaire et indiquée par le réseau au terminal, une fois ce dernier connecté [30, 16.1.3].

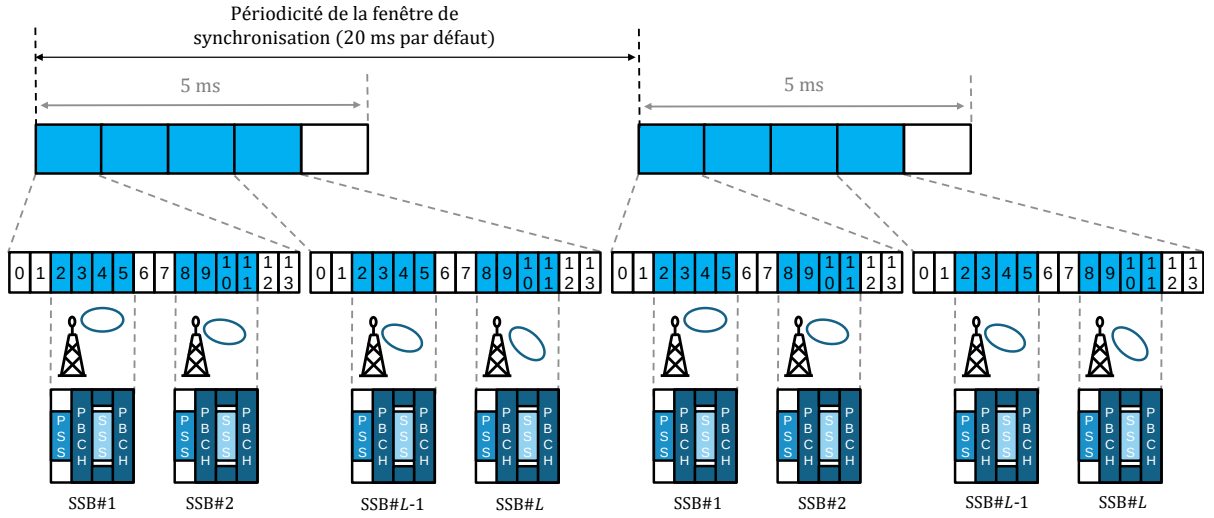


FIGURE 2.12 – Exemple de périodicité de la fenêtre de synchronisation dans le cas où $3 \text{ GHz} \leq f \leq 6 \text{ GHz}$ et $\Delta_f = 15 \text{ kHz}$

2.4.1.3 Rôle des signaux de synchronisation PSS/SSS et du canal PBCH

Le PSS est le premier signal recherché par le terminal. Celui-ci est exploité pour la synchronisation symbole qui consiste à détecter le début d'un symbole OFDM. Cette opération est nécessaire à la démodulation car elle détermine les échantillons du signal temporel sur lesquels appliquer la fenêtre FFT. Le PSS est également utilisé en pratique pour la synchronisation en fréquence de l'oscillateur local du terminal sur celui de la station de base. La qualité de réalisation de ces deux opérations conditionne les performances de démodulation du terminal [13, Chapitre 13].

Une fois que les synchronisations symbole et fréquentielle sont réalisées, le terminal est en mesure de détecter le SSS dont la position est fixe par rapport au PSS. La détection du SSS permet au terminal de déterminer l'identité de la cellule. Le nombre d'identités possibles (1008) est doublé par rapport au LTE et accorde une plus grande flexibilité de déploiement pour les réseaux denses [33, 4.1.4].

Le PBCH contient une petite quantité d'informations nécessaires au terminal pour obtenir l'ensemble des données systèmes permettant d'accéder à la cellule. Ainsi, le *SS-block time index* indique la position temporelle du SSB traité au sein de la fenêtre de 5 ms tandis que le *Half-frame bit* spécifie la position de cette fenêtre dans la trame, c'est-à-dire en première ou en seconde moitié de celle-ci. Par l'intermédiaire de ces deux informations, le terminal est en mesure de déduire les bornes temporelles des trames reçues [30, 16.1.5.3]. En outre, le MIB du PBCH contient le paramètre *ssb-SubcarrierOffset* qui indique l'offset fréquentiel en nombre de sous-porteuses entre les SSBs et la grille CRB, puisque la sous-porteuse 0 du SSB n'est pas nécessairement alignée à la sous-porteuse 0 d'un CRB. Le MIB du PBCH indique également la position relative du CORESET 0 (COntrol REsource SET) par rapport à celle du SSB, ainsi que la numérotation utilisée pour la transmission du SIB1 [30, 16.1.5.3] [45, P283]. Le CORESET 0 contient le PDCCH qui doit être décodé par le terminal afin que ce dernier détermine la position temps-fréquence du SIB1 (Section 2.6.2). Ce message système, transmis sur le PDSCH, détient les dernières informations requises pour accéder à la cellule. Celui-ci contient notamment les positions fréquentielles du point A par rapport au SSB (*offsetToPointA*) et par rapport à la première sous-porteuse de la porteuse (*offsetToCarrier*) [30, 16.1.5.3]. Ce message d'informations système peut également contenir la position temporelle des SSB émis au sein d'une fenêtre de 5 ms et la périodicité de celle-ci, l'allocation semi-statique des symboles à la voie montante ou descendante dans le cas TDD (Section 2.5.2) ou bien encore le BWP initial

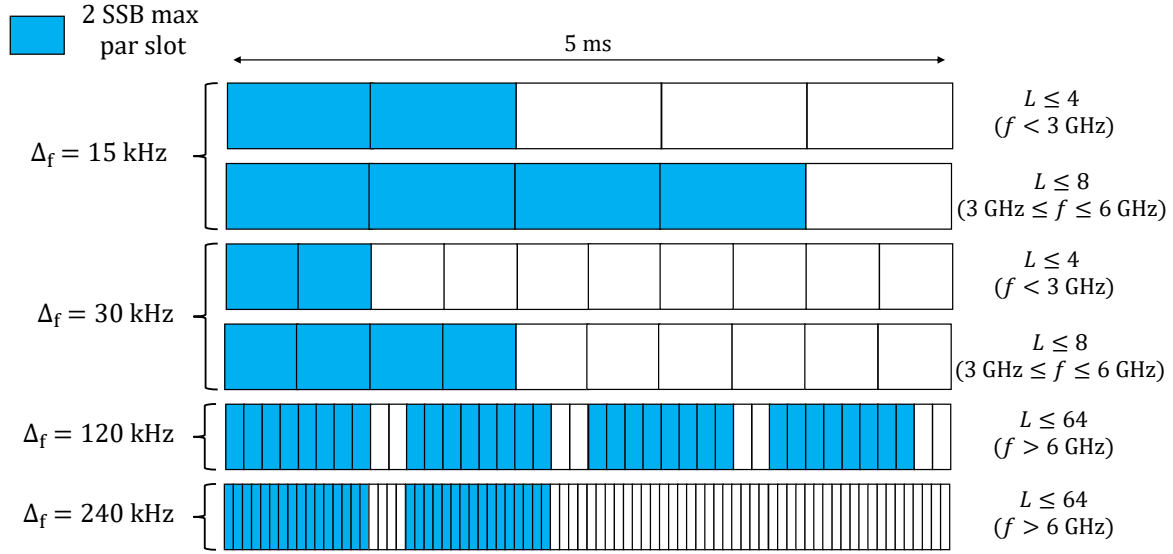


FIGURE 2.13 – Slots allouables à la transmission du SSB [29]

de la cellule (*initialDownlinkBWP*) [45, P167]. Les différentes étapes de la recherche de cellule ainsi que le rôle des signaux impliqués dans la procédure sont résumés sur la Figure 2.14.

2.4.2 Accès à une cellule

Une fois que le terminal a détecté une cellule et a acquis les informations systèmes associées, celui-ci peut y accéder par la procédure dite de *random-access*. Cette dernière est composée de 4 étapes qui sont illustrées sur la Figure 2.15 :

- Etape 1 : Le terminal émet un préambule, aussi appelé Physical Random-Access Channel (PRACH), afin d'établir une connexion avec la cellule. L'une des fonctionnalités clés consiste à coupler chaque occasion de transmission temps-fréquence du PRACH à un unique bloc SSB. Ainsi, la station de base peut déterminer le faisceau préférentiel du terminal à partir de la position temps-fréquence du préambule émis.
- Etape 2 : Le réseau répond au terminal en émettant un Random-Access Response (RAR) afin de signifier que le préambule a été reçu. Le réseau fournit également une commande d'alignement temporel au terminal de manière à compenser le temps de propagation de l'onde. Une identité temporaire est également fournie au terminal ayant émis le préambule ainsi qu'une autorisation à transmettre le Message 3 sur des ressources spécifiques.
- Etapes 3/4 : Ces deux étapes visent à résoudre de potentiels conflits via l'émission d'un message par le terminal (Message 3) puis la station de base (Message 4). En effet, il est possible que deux terminaux aient émis le même préambule simultanément lors de la première étape et qu'un identifiant temporaire identique ait été transmis aux terminaux en question lors de la seconde étape. L'étape 3 doit permettre de détecter ce cas de figure et l'étape 4 doit assurer que deux terminaux différents n'aient pas la même identité.

Dans le cas où la 4ème étape est un succès, le terminal est connecté à la cellule. À partir de cet instant, le terminal est en capacité de communiquer avec le réseau. En outre, la station de base spécifie au terminal l'allocation des symboles aux voies montante et descendante (Section 2.5) ainsi que la configuration temps-fréquence-espace du canal de contrôle PDCCCH (Section 2.6), du canal de données PDSCH (Section 2.7) et des signaux pilotes CSI-RS exploités pour l'estimation de canal (Section 2.8).

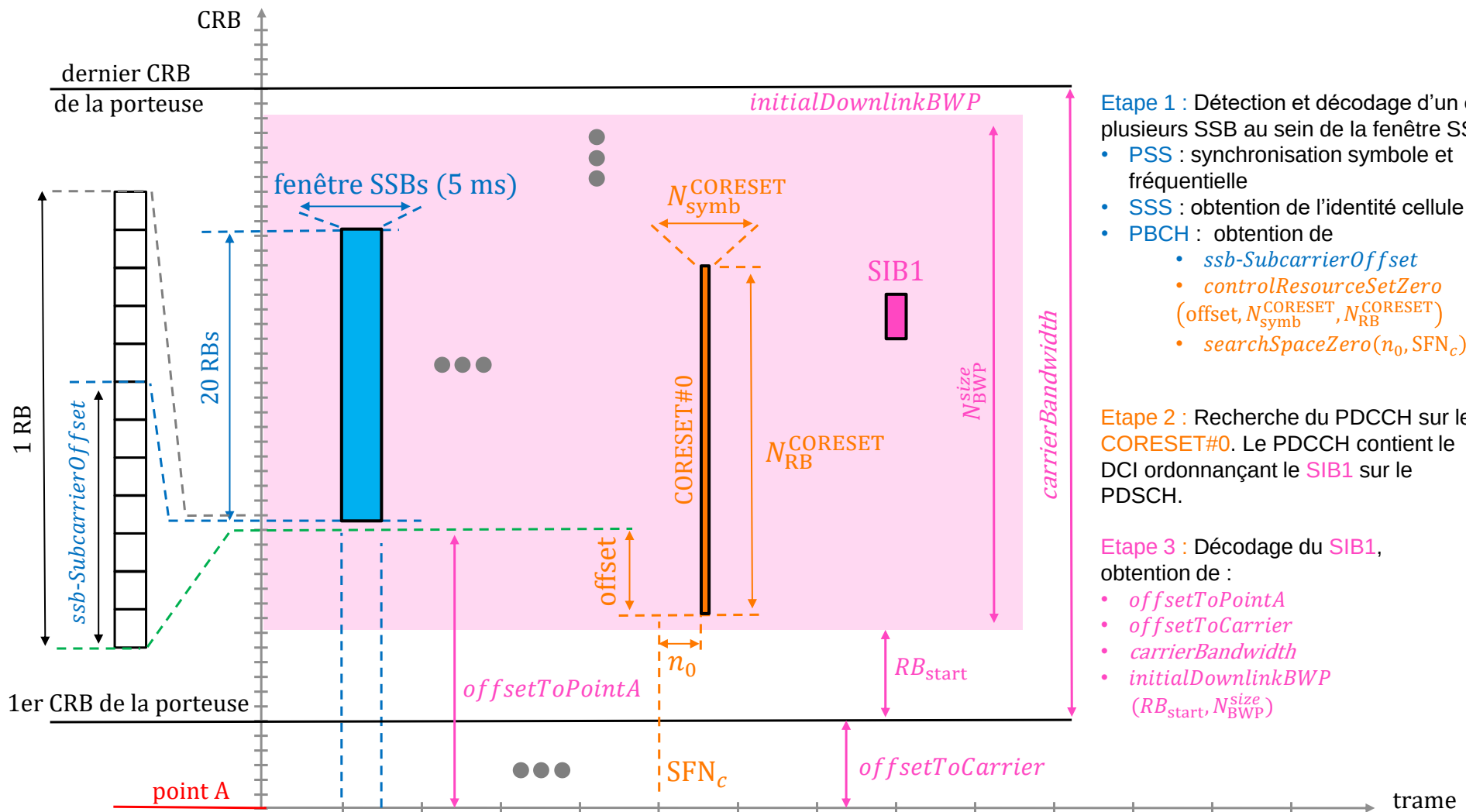


FIGURE 2.14 – Recherche de cellule en 5G NR

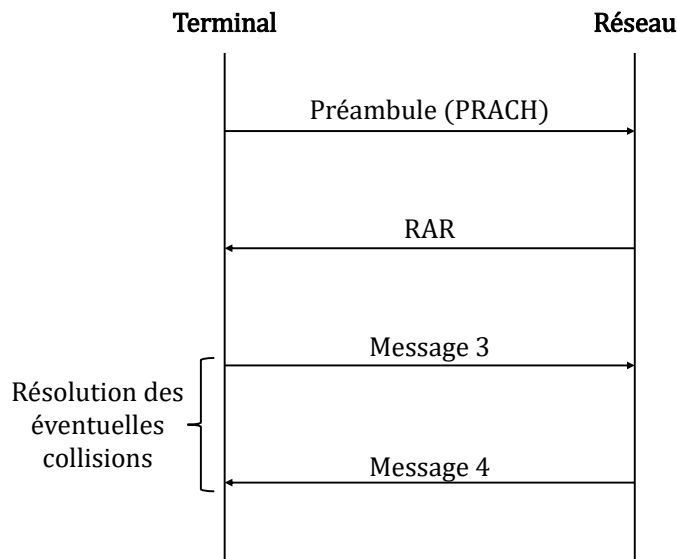


FIGURE 2.15 – Procédure basique d'accès à une cellule en 5G NR

Bien que les faisceaux à fort gain et à ouverture étroite soient adaptés à la compensation des pertes de propagation en espace libre, ceux-ci augmentent la latence du plan de contrôle lors de l'accès initial à la cellule comme il l'a été vu au cours de cette section. La technique d'élargissement de faisceau proposée dans la partie II est pertinente à cet égard.

2.5 Le mode de duplexage TDD

Le TDD est l'unique mode de duplexage standardisé pour les communications sur les bandes millimétriques en 5G NR. Ce mode n'est pas une nouveauté apportée par la 5ème génération mobile puisque le TDD fait partie intégrante du LTE. Néanmoins, l'allocation des symboles OFDM est réalisée de façon semi-statique en LTE alors que celle-ci peut être gérée dynamiquement en 5G NR. Cette fonctionnalité vise au développement de réseaux d'accès qui s'adaptent en temps réel aux variations du trafic, de façon à optimiser l'utilisation des ressources temps-fréquence. Les configurations semi-statiques ne sont pas pour autant abandonnées en 5G NR. En effet, ce mode facilite le déploiement des cellules en pratique puisqu'une allocation commune des symboles OFDM peut être définie, de sorte à minimiser les interférences [30, 7.8.1].

2.5.1 Le temps de garde

L'une des contraintes fortes associées au mode TDD est la nécessité de recourir à un temps de garde, au cours duquel aucune transmission n'a lieu, lors du passage de la voie montante à la voie descendante et vice versa. Cet intervalle temporel est nécessaire puisque le temps de propagation de l'onde n'est pas instantané et car le changement de voie requiert une durée de l'ordre de 20 μ s en pratique du fait de considérations matérielles [30, 7.8.1]. Deux mécanismes distincts, illustrés sur la Figure 2.16, sont établis pour créer un temps de garde. Pour la transition de la voie descendante vers la voie montante, cette garde est simplement introduite en mettant un terme à la transmission des données sur la voie descendante avant la fin du slot. Ce mécanisme est mis en oeuvre grâce à l'introduction de symboles dits *flexibles* en 5G NR. Ces derniers tirent leur nom de leur particularité à pouvoir être associés aux deux voies. Cela ne signifie pas que des communications s'effectuent simultanément sur les deux voies, mais plutôt que le symbole peut être attribué à la voie montante ou descendante de façon dynamique. Dans le

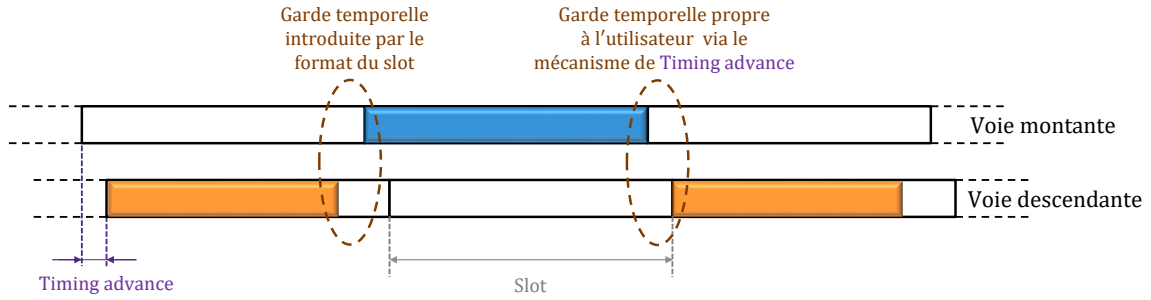


FIGURE 2.16 – Les gardes temporelles en 5G NR

cas où aucune communication n'est programmée entre la station de base et le terminal sur un symbole *flexible*, celui-ci forme un temps de garde qui peut être utilisé pour basculer de voie. Pour la transition de la voie montante vers la voie descendante, le temps de garde est créé en anticipant la transmission des données sur la voie montante. Ce mécanisme, nommé *Timing Advance*, est adapté à chaque terminal puisque le temps de propagation de l'onde dépend de la position de celui-ci dans la cellule. Outre son intérêt à former un temps de garde nécessaire à la transition de voie, le *Timing Advance* assure l'orthogonalité entre les terminaux sur la voie montante [30, 15.2]. En effet, pour que l'orthogonalité soit maintenue, les signaux des terminaux doivent arriver approximativement au même moment. Plus précisément, l'écart temporel entre les signaux émis par les terminaux ne doit pas excéder la durée de l'intervalle de garde. L'intérêt du mécanisme de *Timing Advance* est donc double.

2.5.2 Configuration d'une trame TDD

Le mécanisme de base d'un terminal consiste à rechercher les signaux de contrôle éventuellement émis par la station de base. Ces derniers sont primordiaux pour le terminal puisqu'ils indiquent les ressources temps-fréquence allouées à l'émission ou la réception de ses données. Les symboles OFDM sont donc considérés par défaut comme des symboles associés à la voie descendante, hormis si une instruction de transmission est reçue. Ce mécanisme est très simple sur le papier, mais n'est pas des plus adaptés en pratique s'il n'est pas complété par d'autres [30, 7.8.3]. En effet, la gestion des interférences peut se révéler complexe si un ensemble de systèmes TDD doivent coexister sans que des contraintes ne soient établies sur l'allocation des symboles. D'autre part, la recherche des signaux de contrôle est coûteuse en énergie pour le terminal et parfois non pertinente. Il serait par exemple peu judicieux que les terminaux de la cellule recherchent les signaux de contrôle éventuellement émis par la station de base, alors que celle-ci reçoit une transmission de la part de l'un d'entre eux sur la voie montante. C'est pourquoi une configuration semi-statique d'allocation de symboles est standardisée en 5G NR.

2.5.2.1 Configuration semi-statique

La configuration semi-statique d'allocation de symbole normalisée en 5G NR est bien plus flexible que celle du LTE qui n'admet que 7 configurations de trame [50, 4.2]. La structure *TDD-UL-DL-ConfigCommon* [45, P388], qui peut être transmise au terminal via le SIB1, contient la configuration d'allocation des symboles OFDM de la cellule sur les voies montantes et descendantes. Une telle structure est composée de 3 sous-structures au maximum qui définissent l'espacement inter-porteuse (*referenceSubcarrierSpacing*) et les motifs (*pattern1*, *pattern2*) d'allocation des symboles aux voies descendantes et montantes. La configuration du *pattern2* est complètement optionnelle. Dans le cas où le *pattern2* est configuré, celui-ci est simplement concaténé au *pattern1*. Chaque motif est paramétré par la structure *TDD-UL-DL-Pattern* [45, P389] composée de 5 paramètres essentiels, illustrés sur la Figure 2.17 :

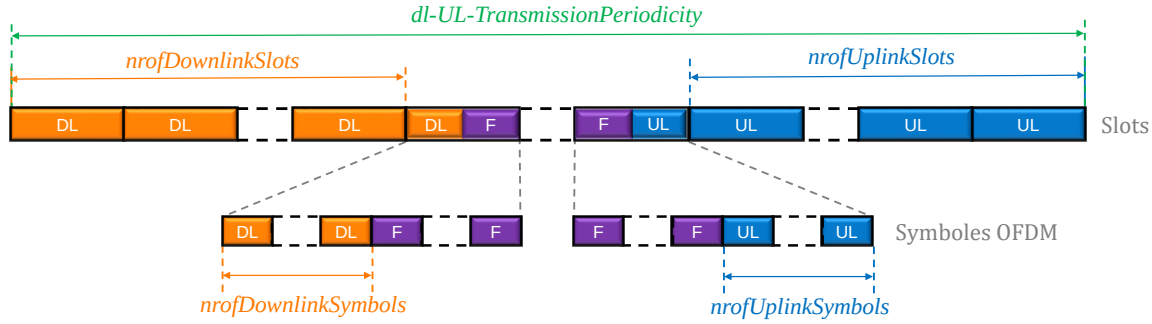


FIGURE 2.17 – Allocation des symboles OFDM d’une cellule sur les voies montantes et descendantes

- *dl-UL-TransmissionPeriodicity* : Périodicité du motif d’allocation des symboles sur les voies montantes et descendantes (0,5ms ; 0,625ms ; 1ms ; 1,25ms ; 2ms ; 2,5ms ; 5ms ; 10ms). La valeur de périodicité paramétrable dépend de la numérogie [46, 11.1].
- *nrofDownlinkSlots* : Nombre de slots consécutifs, en début de motif, contenant uniquement des symboles sur la voie descendante.
- *nrofDownlinkSymbols* : Nombre de symboles consécutifs sur la voie descendante au début du slot situé après ceux contenant uniquement des symboles sur la voie descendante.
- *nrofUplinkSlots* : Nombre de slots consécutifs, en fin de motif, contenant uniquement des symboles sur la voie montante.
- *nrofUplinkSymbols* : Nombre de symboles consécutifs sur la voie montante à la fin du slot précédant ceux contenant uniquement des symboles sur la voie montante.

Les symboles non alloués par la structure sont considérés comme flexibles. Il est important de noter que les paramètres de périodicité (*dl-UL-TransmissionPeriodicity*) et de numérogie μ_{ref} (*referenceSubcarrierSpacing*) ont un impact direct sur le nombre de slots étant alloués par la structure *TDD-UL-DL-Pattern*. Cette relation s’écrit simplement $S = P \times 2^{\mu_{ref}}$, où S , P et $2^{\mu_{ref}}$ correspondent respectivement au nombre de slots à allouer, à la périodicité en millisecondes et au nombre de slots contenus dans 1 ms pour la numérogie μ_{ref} . Dans le cas où le *pattern1* et le *pattern2* sont configurés, la période totale attendue doit être un diviseur de 20 ms selon la norme [46, 11.1].

La norme 5G NR donne également la possibilité d’affiner l’allocation des symboles OFDM pour chaque terminal à partir de la configuration cellule précédemment décrite. Il s’agit d’une configuration restrictive, dans le sens où des symboles OFDM définis comme flexibles au niveau de la cellule sont attribués à la voie montante ou descendante du terminal [30, 7.8.3]. Les informations de configuration sont contenues dans la structure *TDD-UL-DL-ConfigDedicated* [45, P389], qui comprend les paramètres de ré-allocation de l’ensemble des slots à modifier. Pour un slot donné, ces paramètres sont contenus dans la structure *TDD-UL-DL-SlotConfig* [45, P390], qui est composée de 2 paramètres :

- *slotIndex* : l’indice du slot à ré-allouer
- *symbols* : ré-allocation des symboles du slot d’indice *slotIndex*. Il existe 3 types de ré-allocation :
 - *allDownlink* : l’ensemble des symboles OFDM du slot sont attribués à la voie descendante du terminal
 - *allUplink* : l’ensemble des symboles OFDM du slot sont attribués à la voie montante du terminal
 - *explicit* : $nrofDownlinkSymbols/nrofUplinkSymbols$ donne le nombre de symboles OFDM, en début/fin de slot, sur la voie descendante/montante.

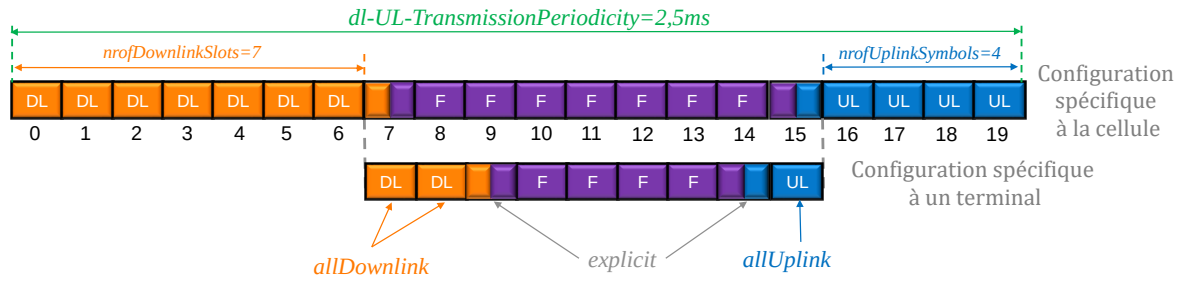


FIGURE 2.18 – Allocation des symboles OFDM d’une cellule et d’un terminal sur les voies montantes et descendantes

La Figure 2.18 représente un exemple d’allocation des symboles OFDM pour une cellule et pour un terminal servi par celle-ci. Un écart inter-porteuse de 120 kHz ($\mu = 3$) est considéré. La périodicité du premier et unique motif de la cellule est de 2,5 ms ($dl\text{-}UL\text{-}TransmissionPeriodicity = 2,5$). Par conséquent, le motif est composé de $S = 2,5 \times 2^3 = 20$ slots. Les 7 premiers slots de ce motif sont configurés de sorte à ne contenir que des symboles sur la voie descendante ($nrofDownlinkSlots=7$) tandis que les 4 derniers sont configurés pour n’allouer que des symboles sur la voie montante ($nrofUplinkSlots=4$). Quelques symboles supplémentaires sont attribués à la voie descendante ($nrofDownlinkSymbols$) sur le slot 7 et à la voie montante sur le slot 15 ($nrofUplinkSymbols$). Cette configuration est affinée au besoin d’un terminal de la cellule. Pour ce faire, les slots 7 et 8 sont complètement attribués à la voie descendante (*allDownlink*) alors que le slot 15 est alloué à la voie montante (*allUplink*). Enfin, les slots 9 et 14 se voient attribuer quelques symboles supplémentaires sur les voies descendantes et montantes respectivement via la configuration dite *explicit*.

2.5.2.2 Configuration dynamique

La norme 5G NR inclut également un mécanisme de signalisation dynamique pour l’allocation des symboles OFDM. L’attribution de ces derniers à la voie montante ou descendante peut être effectuée pour un terminal ou pour un ensemble de terminaux [30, 7.8.3] à l’aide du message de contrôle Slot-Format Indicator (SFI) contenu dans le DCI 2-0 du PDCCH [30, 10.1.6]. Le SFI est assimilable à un pointeur qui spécifie le format de slot sélectionné dans la table qui contient l’ensemble des formats de slots standardisés en 5G NR. Les 56 formats actuellement standardisés sont listés dans le document [46, Table 11.1.1-1] et une partie d’entre eux est représentée sur la Figure 2.19 à titre d’exemple. Le SFI est utile pour contraindre le comportement des terminaux qui n’ont pas reçu d’instructions dynamiques liées à la réception ou à l’émission de signaux. En effet, si les symboles sont flexibles du point de vue du terminal, celui-ci continue à rechercher les signaux de contrôle ou à mesurer/émettre les signaux pilotes périodiques qui ont potentiellement été configurés. Le SFI permet à la station de base d’empêcher ces mesures/émissions de façon dynamique si elles ne lui sont pas nécessaires. Si les configurations semi-statique et dynamique définissent un symbole OFDM en tant que symbole flexible, le terminal considère que celui-ci est réservé et qu’aucune communication n’aura lieu sur la voie montante ou la voie descendante. Ce mécanisme est utile pour réserver des ressources à d’autres technologies radio [30, 7.8.3].

Dans la suite de ce document, l’allocation des symboles OFDM à la voie montante ou descendante n’est pas prise en compte afin de simplifier les notions et leur illustration. L’ensemble des symboles composant une trame sont donc considérés flexibles, bien qu’il s’agisse d’une configuration peu réaliste en raison de sa complexité de mise en oeuvre et des interférences inter-cellulaires attendues en déploiement réel.

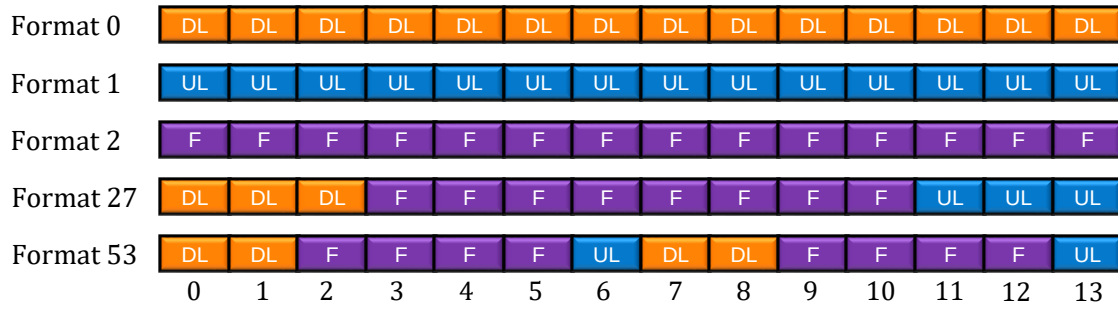


FIGURE 2.19 – Exemples de slots standardisés en 5G NR

2.6 Transmission des données de contrôle sur la voie descendante

De façon à assurer la transmission des données utilisateurs sur les voies montantes et descendantes, un ensemble de messages de contrôle L1/L2, c'est-à-dire provenant des couches 1 (PHY) et 2 (Media Access Control (MAC)), est adressé par la station de base au terminal. Le PDCCH (Section 2.6.1) est l'unique canal de contrôle défini en 5G NR sur la voie descendante [30, 5.8]. Ce canal est transmis sur des ressources temps-fréquence spécifiques qui appartiennent à un CORESET (Section 2.6.2) et dont la périodicité est spécifiée par l'espace de recherche (Section 2.6.3). L'une des nouveautés importantes de la 5G NR est la possibilité de focaliser les signaux de contrôle dans la direction du terminal afin d'améliorer le bilan de liaison [30, 10.1].

2.6.1 PDCCH

Le message de contrôle porté par le PDCCH est nommé le DCI. Le nombre de ressources temps-fréquence occupées par le PDCCH dépend du niveau d'agrégation qui est choisi pour transmettre ce canal. En outre, le PDCCH a son propre signal de démodulation DM-RS et peut être focalisé dans la direction du terminal pour améliorer le bilan de liaison (Sections 2.2.2 et 2.6.2).

2.6.1.1 DCI

Il existe plusieurs formats de DCI [30, 10.1] :

- formats 1-0 et 1-1 : Ces formats sont employés pour l'ordonnancement des données utilisateurs sur la voie descendante. Le format 1-0 supporte les fonctionnalités de base tandis que le format 1-1, de taille plus importante, est utilisé pour celles plus avancées. Par exemple, les deux formats supportent l'indicateur qui spécifie le positionnement temps-fréquence des données utilisateurs portées par le PDSCH ainsi que l'indicateur du Modulation and Coding Scheme (MCS) utilisé. Par contre, seul le format 1-1 supporte les indicateurs liés aux traitements multi-antennes, notamment le TCI-State qui joue un rôle primordial pour la réception des données utilisateurs lorsqu'une formation de faisceau analogique est employée.
- formats 0-0 et 0-1 : Ces formats sont employés pour l'ordonnancement des données utilisateurs sur la voie montante. De la même façon que pour les deux formats précédents, le format 0-0 supporte les fonctionnalités de base tandis que le format 0-1 est utilisé pour celles plus avancées.
- format 2-0 : Ce format indique dynamiquement le format d'un slot pour le mode de duplexage TDD (Section 2.5.2.2).
- format 2-1 : Ce format indique à un terminal qu'une partie des ressources qui lui étaient dédiées a en réalité été préemptée pour servir un autre terminal.
- formats 2-2 et 2-3 : Ces formats sont utilisés pour contrôler la puissance d'émission des données de contrôle/utilisateurs et des ressources pilotes sur la voie montante.

2.6.1.2 Niveau d'agrégation

Le niveau d'agrégation spécifie implicitement le nombre de ressources temps-fréquence utilisées pour la transmission du PDCCH [30, 10.1.2]. Il existe 5 niveaux d'agrégation, ainsi le PDCCH peut être transmis sur 1, 2, 4, 8 ou 16 Control-Channel Element (CCE). Un CCE est composé de 6 Resource-Element Group (REG), où chaque REG correspond à un RB d'un symbole OFDM. Augmenter le niveau d'agrégation revient donc simplement à dédier plus de ressources temps-fréquence au PDCCH. Ce mécanisme permet d'adapter le codage de canal et donc la robustesse du lien de contrôle aux conditions radio du terminal à servir. Les RBs occupés pour la transmission du PDCCH peuvent être contigus en fréquence ou non. Le premier cas est bénéfique pour faciliter la coordination des cellules et donc limiter les interférences. Cela permet également d'exploiter les ressources fréquentielles les plus favorables en termes de propagation. Le second cas exploite la diversité fréquentielle pour améliorer la robustesse du lien lorsque le canal varie rapidement en temps. Les deux configurations sont représentées en Annexe A.

2.6.2 CORESET

Un CORESET (*ControlResourceSet* [45, P215]) correspond à un ensemble de ressources temps-fréquence, définies de façon semi-statique, sur lesquelles le terminal essaie de décoder le PDCCH. Il s'agit d'une zone sur laquelle le PDCCH peut être transmis mais rien n'assure au terminal qu'il est effectivement présent. Un CORESET peut être commun à un ensemble de terminaux (*PDCCH-ConfigCommon* [45, P281]), tel le CORESET 0 signalé par le MIB du PBCH, ou dédié à un terminal (*PDCCH-Config* [45, P280]). Jusqu'à 3 CORESETs par BWP peuvent être dédiés à un terminal et ce dernier n'est pas censé traiter ceux qui se situent éventuellement hors du BWP actif [46, 10.1 - P77].

2.6.2.1 Configuration temps-fréquence

Du point de vue temporel, un CORESET occupe de 1 à 3 symboles OFDM (*duration*) et peut se situer n'importe où dans le slot (Section 2.6.3). Il s'agit d'une différence majeure par rapport au LTE pour lequel les symboles OFDM dédiés à la transmission du PDCCH se trouvent nécessairement en début de slot. La configuration de multiples CORESETs multiplexés en temps en 5G NR est bénéfique du point de vue de la latence, car il n'est plus nécessaire pour le réseau d'attendre le début d'un slot pour indiquer la transmission de données. Du point de vue fréquentiel, la largeur d'un CORESET est un multiple de 6 RBs et s'étend au maximum sur la largeur du BWP (*frequencyDomainResources*). Trois exemples de configuration sont donnés sur la Figure 2.20 pour un BWP quelconque.

2.6.2.2 Configuration spatiale

Dans le cas où l'émetteur filtre spatialement les données transmises, l'indication du filtre spatial utilisé assiste le récepteur à adapter son filtre spatial de réception pour le décodage du PDCCH. Pour ce faire, une structure TCI-State est activée par CORESET, afin d'indiquer qu'il existe une relation spatiale entre le port DM-RS du PDCCH potentiellement transmis et un signal pilote CSI-RS déjà émis, pour lequel la direction de réception est connue du terminal [40, 5.1.5].

La configuration d'une relation spatiale et son activation s'effectuent à deux niveaux distincts. Dans un premier temps, la couche Radio Resource Control (RRC) (couche 3) définit pour chaque CORESET un maximum de 64 TCI-States, où chaque TCI-State établit une relation spatiale avec un signal CSI-RS [40, 5.1.5]. Dans un second temps, l'un des TCI-States configurés peut être activé via un message MAC Control Elements (MAC-CE) [51, 6.1.3.15]. Ce message de couche 2 est inséré dans un bloc de transport issu du canal de transport Downlink Shared Channel (DL-SCH) [51, 6.2.1], qui est transmis sur le canal physique PDSCH. Le TCI-State doit être considéré actif par le terminal sur le slot $k + 1 + 3N_{slot}^{subframe, \mu}$, où k correspond au slot pendant lequel le terminal a transmis l'acquittement associé à la réception de la commande

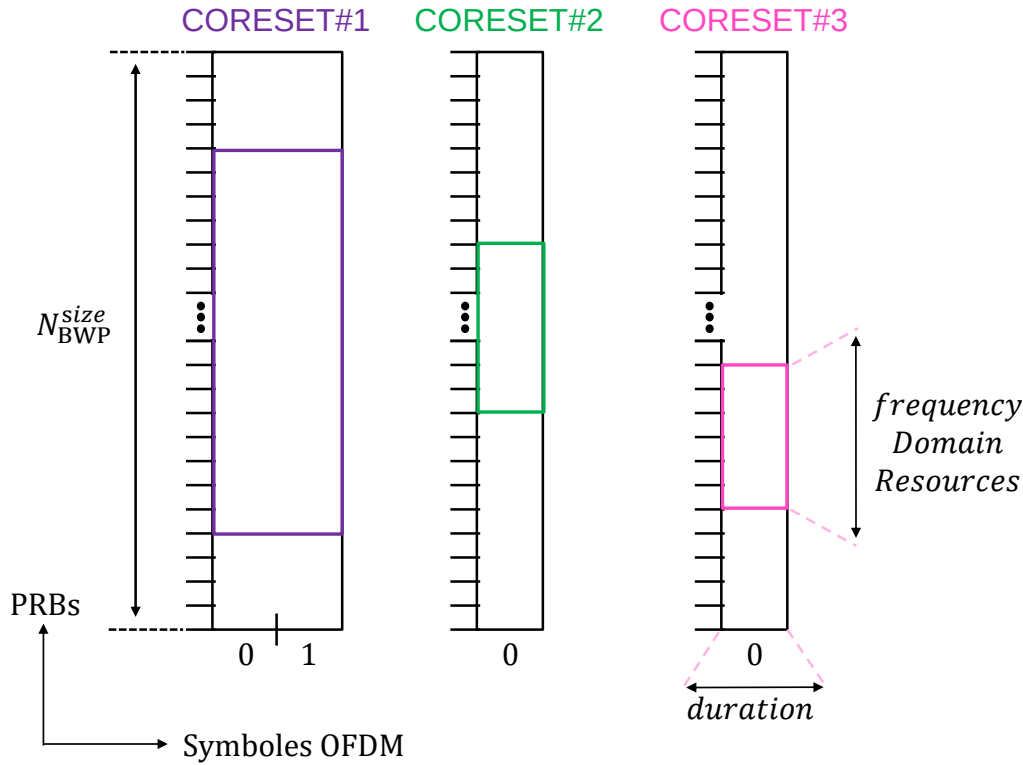


FIGURE 2.20 – Exemple d’une configuration de CORESETs pour un BWP

d’activation et où $N_{slot}^{subframe,\mu}$ désigne le nombre de slots contenus dans une sous-trame pour la numérologie μ [46, 10.1 - P78]. Ce mécanisme d’acquiescement permet d’assurer au réseau que le terminal a été informé du changement de faisceau à l’émission et qu’il va donc ajuster son faisceau de réception pour les occasions suivantes de décodage du PDCCH sur le CORESET.

Pour résumer, l’activation d’un TCI-State est contrainte par les étapes suivantes :

- Etape 1 : Présence d’un espace de recherche pour la transmission du PDCCH. Ce dernier ordonnance sur le PDSCH un bloc de transport DL-SCH qui contient le message MAC-CE d’activation du TCI-State.
- Etape 2 : Décodage du PDSCH et transmission du message d’acquiescement sur le Physical Uplink Control Channel (PUCCH), c’est-à-dire sur le canal de contrôle de la voie montante. Le message d’acquiescement est émis au moins $T_{proc,1}$ secondes après la fin du dernier symbole du PDSCH portant le bloc de transport. Ce temps est nécessaire au décodage du PDSCH et à la préparation du message d’acquiescement transmis sur le PUCCH. La durée $T_{proc,1}$ dépend de plusieurs paramètres et plus particulièrement de la capacité de calculs du terminal [40, 5.3].
- Etape 3 : Le TCI-State doit être considéré actif par le terminal sur le slot $k + 1 + 3N_{slot}^{subframe,\mu}$, où k correspond au slot sur lequel le terminal a transmis l’acquiescement associé à la réception de la commande d’activation et où $N_{slot}^{subframe,\mu}$ désigne le nombre de slots contenus dans une sous-trame pour la numérologie μ . Puisque la durée d’un slot est de 1 ms quelle que soit la numérologie considérée, cette étape requiert environ 3 ms.

Il est à noter qu’il n’est pas nécessaire de recourir au message MAC-CE dans le cas où un seul TCI-State est associé au CORESET par la couche RRC, puisque le TCI-State est alors considéré actif par défaut. En outre, si aucun TCI-State n’a été configuré par la couche RRC, ou si un ensemble de TCI-States a été configuré mais qu’aucun d’entre eux n’a été activé par un message MAC-CE, le terminal doit considérer qu’il existe une relation spatiale avec le SSB sélectionné lors de l’accès initial à la cellule [46, 10.1 - P77-78].

2.6.3 Espace de recherche

Un espace de recherche (*SearchSpace* [45, P356]) est associé à un CORESET et peut être adressé à un terminal (*PDCCH-Config* [45, P280]) ou être commun à un ensemble de terminaux (*PDCCH-ConfigCommon* [45, P281]). L'espace de recherche spécifie le premier symbole du slot recouvert par le CORESET (*monitoringSymbolsWithinSlot*) ainsi que la périodicité de celui-ci en nombre de slots (*monitoringSlotPeriodicityAndOffset*). La norme spécifie quinze valeurs possibles de périodicité : 1, 2, 4, 5, 8, 10, 16, 20, 40, 80, 160, 320, 640, 1280 et 2560 slots. Il est important de noter qu'un ensemble d'espaces de recherche peut être défini pour un même CORESET [30, 10.1.3]. En outre, l'espace de recherche vise à simplifier la procédure de décodage à l'aveugle du PDCCH, qui nécessite de déterminer le niveau d'agrégation utilisé et le groupe de CCEs occupés pour transmettre le PDCCH ainsi que le format du DCI transporté. Pour ce faire, l'espace de recherche spécifie les niveaux d'agrégations possibles et les formats DCI attendus dans le CORESET. Ce fonctionnement limite le nombre de décodages à l'aveugle effectués par le terminal.

2.6.4 Exemple de configuration

L'objectif de cette section est d'illustrer les interdépendances entre le PDCCH, les CORESETs et les espaces de recherche nécessaires à la réception des signaux de contrôle, à partir d'un exemple de configuration qui est représenté sur la Figure 2.21.

En premier lieu, nous considérons que 3 CORESETs sont configurés conformément à la Figure 2.20. Les CORESETs #1/#2/#3 s'étendent respectivement sur 96/24/6 PRBs en fréquence et sur 2/1/1 symboles en temps. Le nombre de CCEs contenus dans les CORESETs #1/#2/#3 est donc de 32/4/1, ce qui autorise un niveau d'agrégation maximal respectif de 16/4/1 pour le PDCCH. Les données de contrôle sur le CORESET #1 peuvent par conséquent être transmises avec un codage de canal de rendement plus faible que sur les CORESETs #2 et #3 afin d'améliorer la robustesse de la liaison.

En second lieu, nous considérons qu'aucun TCI-State n'a été configuré pour le CORESET #1. Dans ce cas de figure, le standard 5G NR spécifie que le terminal doit considérer que la station de base émet le PDCCH avec le filtre spatial sélectionné lors de l'accès initial à la cellule, soit le faisceau SSB#init sur la Figure 2.21. Pour les CORESETs #2/#3, nous admettons que l'envoi de messages MAC-CE a permis d'activer les TCI-States qui indiquent que le PDCCH est émis avec le même filtre spatial que les CSI-RS #1/#2. Ces filtres spatiaux sont connus du terminal puisque la puissance des signaux pilotes CSI-RS #1/#2 a été mesurée antérieurement au cours d'une procédure de balayage de faisceaux à l'émission. Cet aspect est détaillé en Section 2.8.

Enfin, nous admettons que les espaces de recherche #1/#2/#3/#4 débutent sur les symboles 1/6/11/0 d'un slot, ont une périodicité de 2/1/1/3 slots et sont associés au CORESET #1/#2/#2/#3. Comme illustré sur la Figure 2.21, le PDCCH est émis avec le même filtre spatial sur les espaces de recherche #2/#3 puisqu'ils sont associés au même CORESET.

L'exemple de configuration présenté sur la Figure 2.21 illustre l'intérêt de la norme 5G NR, tant en matière de robustesse des données de contrôle que de latence du plan usager. En effet, il est possible de transmettre les signaux de contrôle via divers filtres spatiaux ce qui limite la probabilité de rupture de lien. En outre, la possibilité de configurer des espaces de recherche en milieu ou en fin de slot améliore la réactivité du système par rapport au standard LTE, pour lequel le PDCCH est nécessairement émis en début de slot. Bien que la latence du plan usager ne fasse pas partie du périmètre d'étude des parties II et III, les différentes contraintes présentées au cours de cette section sont des facteurs clés à prendre en compte pour évaluer les performances d'un système 5G NR dans les bandes millimétriques.

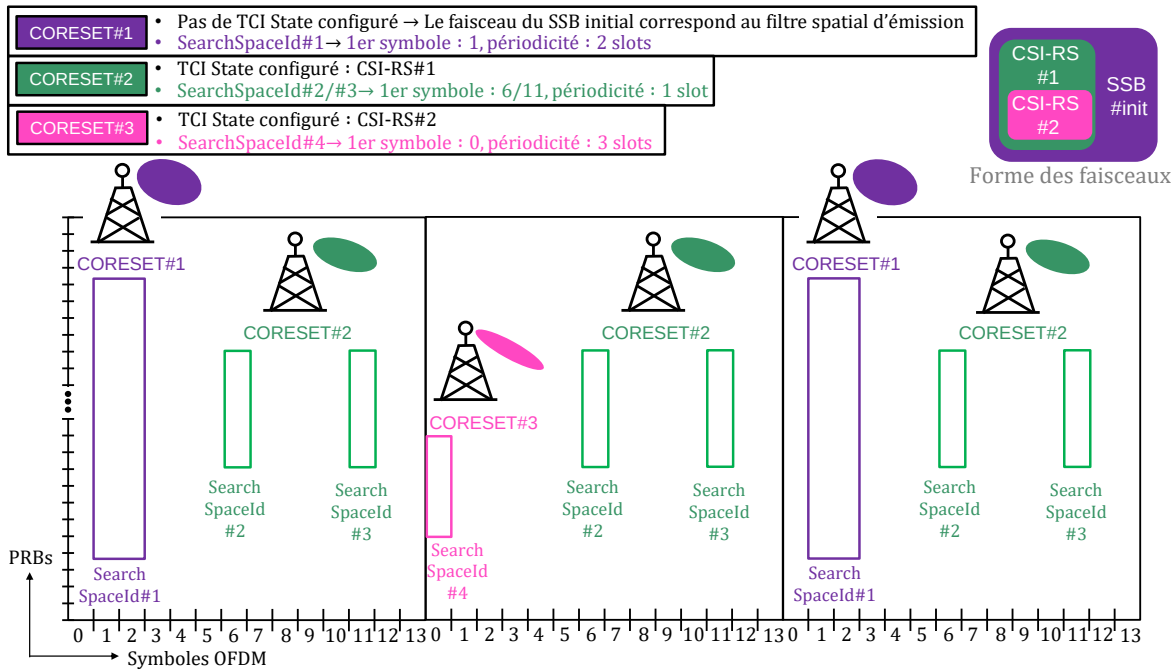


FIGURE 2.21 – Exemple d'une configuration de CORESETs et d'espaces de recherche pour la réception du PDCCH au sein d'un BWP

2.7 Transmission des données utilisateurs sur la voie descendante

Le canal physique PDSCH porte les canaux de transport Paging Channel (PCH) et DL-SCH. Le PCH est notamment utilisé pour le transport de messages permettant à un terminal en veille/inactif d'être informé que des données doivent lui être transmises. Le DL-SCH est le canal en charge du transport des données utilisateurs et supporte des fonctionnalités telles que le filtrage spatial, le multiplexage spatial et l'attribution dynamique de ressources temps-fréquence (Sections 2.7.1 et 2.7.2) selon l'état du canal [30, 6.4.4.1]. Le canal DL-SCH est également utilisé pour le transport d'informations systèmes telles que le message SIB1. Le paramétrage des caractéristiques du PDSCH (*PDSCH-Config* [45, P288]) peut être effectué par BWP pour chaque terminal (*BWP-DownlinkDedicated* [45, P197]).

2.7.1 Allocation des ressources fréquentielles

La norme 5G NR définit deux types d'allocation des ressources fréquentielles : le type 0 et le type 1. Le type 0 est plus coûteux que le type 1 en matière de signalisation, mais est également plus flexible [30, 9.9]. Le DCI 1-0, de plus petite taille que le DCI 1-1, ne supporte ainsi que les allocations de type 1 [30, 10.1.4].

2.7.1.1 Allocation de type 0

L'allocation de type 0 est basée sur un bitmap qui indique les PRBs alloués à la transmission du PDSCH pour un BWP donné. De façon à ce que la signalisation ne soit pas trop coûteuse, un bit active un groupe de PRBs contiguës, nommé Resource Block Group (RBG), plutôt qu'un unique PRB [30, 10.1.10]. La taille d'un RBG dépend de la taille du BWP et de la configuration choisie (Table 2.6). L'allocation de type 0 offre une grande flexibilité pour l'allocation des ressources fréquentielles, mais est coûteuse du point de vue de la signalisation par rapport à la quantité de données utiles transmises, notamment lorsque seulement quelques PRBs sont alloués.

TABLE 2.6 – Taille d’un RBG en nombre de RBs selon la taille du BWP et la configuration choisie [40, Table 5.1.2.2.1-1]

Taille du BWP	Configuration 1	Configuration 2
1-36	2	4
37-72	4	8
73-144	8	16
145-275	16	16

2.7.1.2 Allocation de type 1

L’allocation de type 1 ne repose pas sur un bitmap, mais encode plutôt l’allocation du PDSCH à partir d’une position de départ et d’une taille d’allocation en nombre de RBs. À la différence de l’allocation de type 0, les PRBs exploités ne sont pas directement indiqués. En effet, l’allocation de type 1 s’appuie sur des Virtual Resource Block (VRB) qui sont associés aux PRBs, avec ou sans entrelacement. Dans le cas où il n’y a pas d’entrelacement, les VRBs contigus indiqués sont directement associés à des PRBs également contigus. Cette configuration est intéressante pour exploiter les ressources physiques qui bénéficient de conditions radio instantanées favorables [30, 9.9]. Si l’entrelacement est préféré, un ensemble non contigu de doublets ou de quadruplets de PRBs contigus est alloué au PDSCH sur la largeur du BWP. Cette configuration permet de bénéficier de la diversité fréquentielle du canal [30, 9.9]. Ces deux configurations sont illustrées en Annexe B.

2.7.2 Allocation des ressources temporelles

La norme 5G NR définit deux types d’allocation des ressources temporelles : le type A et le type B [40, 5.1.2.1]. L’allocation de type A permet d’attribuer la majorité des symboles d’un slot au canal PDSCH et est donc destinée aux scénarios requérant le transport d’une quantité importante de données. L’allocation de type B donne la possibilité d’attribuer seulement une fraction du slot au canal PDSCH et adresse par conséquent les scénarios exigeant une faible latence du plan usager [30, 9.11.1].

2.7.2.1 Allocation de type A

Pour l’allocation de type A, le premier DM-RS du PDSCH est transmis sur le 2ème ou le 3ème symbole du slot [30, 9.11.1]. Ce choix a été effectué afin de réserver les premiers symboles aux éventuels espaces de recherche qui pourraient y être définis, à l’instar du LTE. Le premier symbole S alloué à la transmission du PDSCH est situé sur l’un des quatre premiers symboles OFDM du slot. Le nombre L de symboles alloués est de 3 au minimum et de 14 au maximum, sous la condition que les symboles alloués appartiennent au même slot [40, Table 5.1.2.1-1]. Une représentation des configurations possibles est donnée sur la Figure 2.22.

2.7.2.2 Allocation de type B

Pour l’allocation de type B, le premier DM-RS du PDSCH est transmis sur le premier symbole OFDM alloué au PDSCH [30, 9.11.1]. Ce choix a été effectué de façon à traiter le DM-RS le plus tôt possible et donc à réduire le temps de latence lié au décodage du PDSCH. Le premier symbole S alloué à la transmission du PDSCH peut être situé sur l’ensemble des symboles du slot, à l’exception du dernier. Le nombre L de symboles alloués au PDSCH est de 2, 4 ou 7, sous la condition que les symboles alloués appartiennent au même slot [40, Table 5.1.2.1-1]. Une représentation des configurations paramétrables est donnée sur la Figure 2.22.

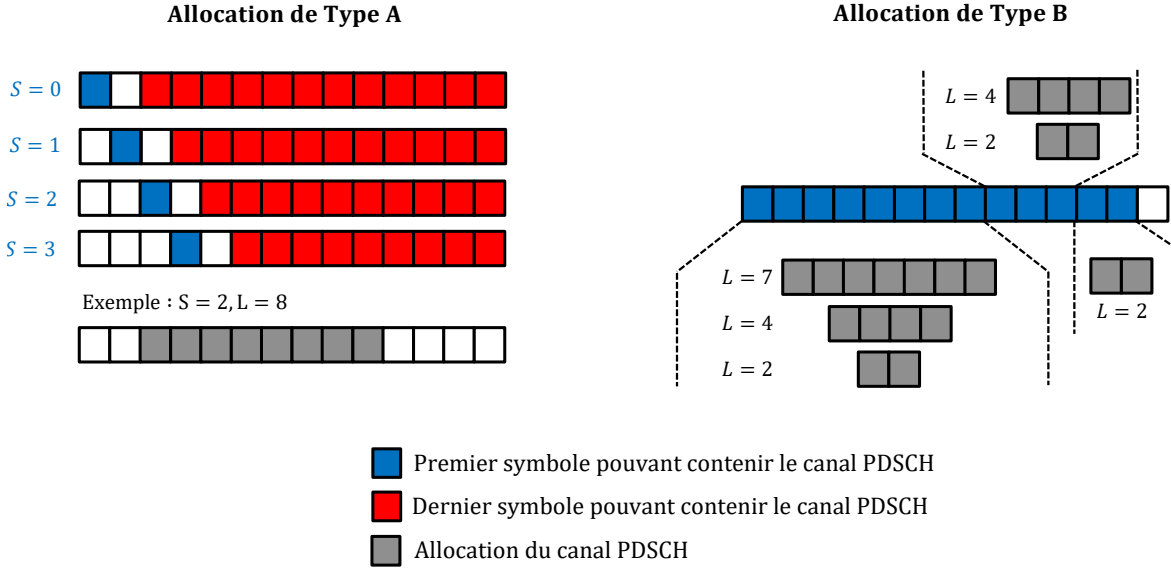


FIGURE 2.22 – Allocation temporelle du canal PDSCH pour le type A et le type B

2.7.2.3 Table d'allocations

Du fait du grand nombre de configurations d'allocation temporelle envisageables, il a été choisi qu'un ensemble réduit de configurations doit être établi par la couche RRC avant que l'une d'entre elles soit activée par le DCI lors de l'allocation de ressources. Jusqu'à 16 configurations d'allocation temporelle (*PDSCH-TimeDomainResourceAllocation* [45, P293]) peuvent être établies par terminal et par BWP par la couche RRC, où chacune d'entre elles est caractérisée par :

- *mappingType* : Allocation de type A ou B.
- *startSymbolAndLength* : Indication des valeurs prises par S et L .
- k_0 : Nombre de slots séparant le DCI et le PDSCH qu'il ordonnance. Cette valeur est comprise entre 0 et 32 [45, P293].

Il est à préciser que le terminal ne s'attend pas à recevoir un PDSCH dont le premier symbole serait reçu avant le premier symbole du PDCCH l'ordonnançant [5.1.2.1] [40]. Un exemple de configuration de table est donné à la Figure 2.23.

2.7.3 Configuration spatiale

La norme donne la possibilité de contrôler la configuration spatiale du PDSCH avec ou sans signalisation [40, 5.1.5]. Le premier cas requiert l'activation par la couche RRC de l'option *tc- PresentInDCI* au niveau du CORESET. Le terminal s'attend alors à recevoir une configuration spatiale via le DCI 1-1 lors de l'ordonnancement du PDSCH. Dans le second cas, une règle par défaut est appliquée par le terminal pour déterminer la configuration spatiale du PDSCH. En outre, ces deux cas sont traités de la même façon par le terminal lorsque la durée minimale *timeDurationForQCL* n'est pas respectée entre le PDSCH et le PDCCH l'ayant ordonné [40, 5.1.5].

2.7.3.1 Le paramètre *timeDurationForQCL*

Le paramètre *timeDurationForQCL* caractérise la durée minimale entre la réception du DCI et le PDSCH ordonné par celui-ci, pour que le terminal ait le temps de détecter le PDCCH, de décoder le DCI et d'ajuster son faisceau de réception pour obtenir les données ordonnées.

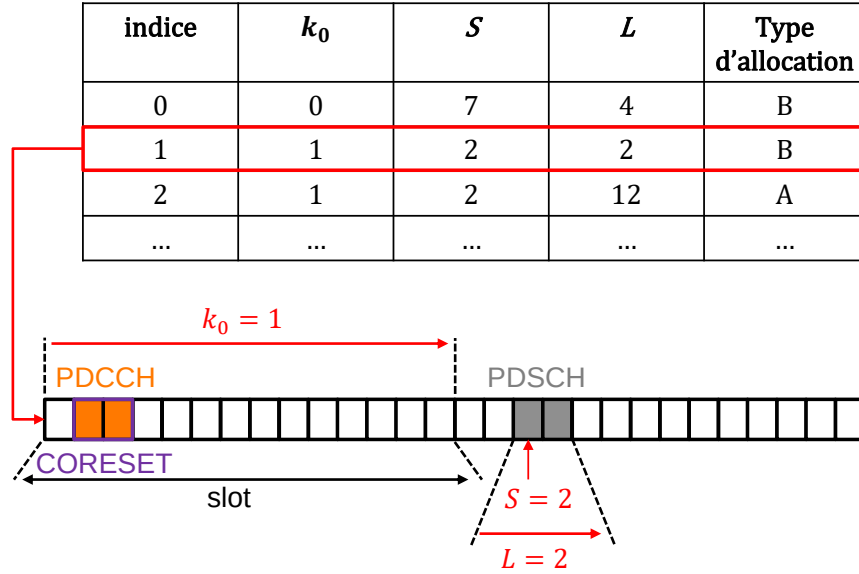


FIGURE 2.23 – Exemple d’une table d’allocation PDSCH établie par la couche RRC et de la configuration d’indice 1 de celle-ci

TABLE 2.7 – *timeDurationForQCL* en nombre de symboles OFDM selon l’écart inter-porteuse et les performances du terminal [45, P407]

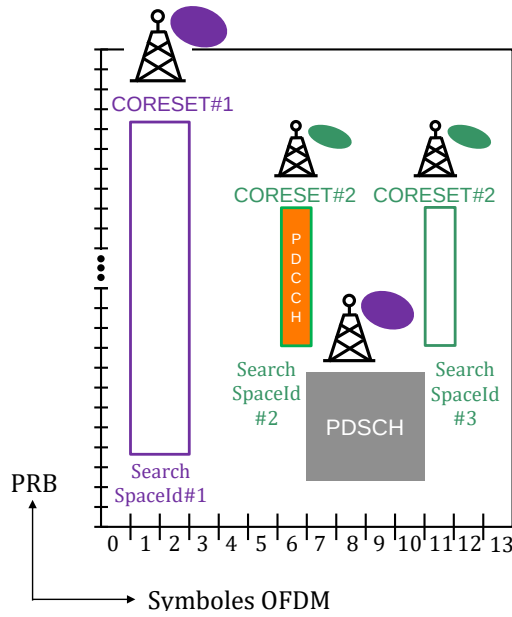
Ecart inter-porteuse	<i>timeDurationForQCL</i> {nombre symboles; durée (ms)}
60 kHz	{7; 0,125}, {14; 0,25}, {28; 0,5}
120 kHz	{14; 0,125}, {28; 0,25}

sur le canal PDSCH [52, 53] [54, 3.2.2] [55, *timeDurationForQCL*]. Ce paramètre est exprimé en nombre de symboles OFDM et dépend des performances du terminal (Table 2.7).

Afin de réduire le temps de latence, la norme autorise le non-respect de la durée *timeDurationForQCL* entre l’émission du PDSCH et du DCI l’ayant ordonné. La difficulté est que le terminal n’a pas le temps de détecter et décoder le DCI, ce qui signifie que le terminal ne connaît ni le CORESET sur lequel se trouve le PDCCH qui contient le DCI, ni l’information spatiale éventuellement contenue dans ce dernier. Sans ces informations, une règle par défaut doit être établie afin que le terminal choisisse un faisceau de réception adapté à celui utilisé à l’émission. La règle définie par la norme est que le terminal doit utiliser le faisceau de réception associé au CORESET de plus petite identité dans le dernier slot contenant un ou des CORESET [40, 5.1.5]. Cette règle est illustrée sur la Figure 2.24.

2.7.3.2 Indication de la configuration spatiale avec signalisation et avec respect de *timeDurationForQCL*

La configuration et l’activation d’une relation spatiale entre le port DM-RS du PDSCH et une ressource pilote CSI-RS est un processus en trois étapes qui nécessite le recours aux couches RRC, MAC et PHY. La couche RRC définit pour le PDSCH d’un BWP un maximum de 128 TCI-States, où chaque TCI-State établit une relation spatiale avec un signal CSI-RS [45, P288] [40, 5.1.5]. Puisqu’une activation directe du TCI-State via le DCI serait coûteuse du point de vue de la signalisation (7 bits), une sélection d’un sous-ensemble de 8 TCI-States au maximum est réalisée via l’envoi d’un message MAC-CE [51, 6.1.3.14]. Finalement, le TCI-State peut être activé par le DCI 1-1 via 3 bits de signalisation. La norme dissocie néanmoins deux



Le PDCCH transmis sur le SearchSpaceId#2 ordonnance le PDSCH via le DCI indiquant une allocation temporelle d'indice 0. La durée *timeDurationForQCL* n'est pas respectée entre la transmission du PDCCH et du PDSCH, la règle par défaut est donc appliquée.

indice	k_0	S	L	Type d'allocation
0	0	7	4	B
1	1	2	2	B
2	1	2	12	A
...	...	...	...	...

FIGURE 2.24 – Allocation temporelle du PDSCH sans respect de la contrainte *timeDurationForQCL*

types de scénarios (Figure 2.25) :

- o La commande MAC-CE n'a pas été reçue : Cela signifie que le DCI n'est pas associé à un sous-ensemble de TCI-States et que l'indication spatiale ne pourra être comprise par le terminal lors de l'ordonnancement du PDSCH. Le terminal considère alors que le port DM-RS du PDSCH est émis avec le même filtre spatial que le SSB sélectionné lors de l'accès initial à la cellule.
- o La commande MAC-CE a été reçue : Si le DCI du PDCCH qui ordonnance le PDSCH est de format 1-1 et contient l'information spatiale, le terminal choisit le faisceau de réception associé.

2.7.3.3 Indication de la configuration spatiale sans signalisation et avec respect de *timeDurationForQCL*

Dans le cas où l'option *tci-PresentInDCI* n'est pas activée au niveau du CORESET ou que le PDSCH est ordonné via le DCI 1-0, le terminal considère simplement que le port DM-RS du PDSCH est émis avec le même filtre spatial que le CORESET portant le PDCCH ordonnant le PDSCH. Cette configuration est illustrée sur la Figure 2.26.

2.7.3.4 L'indication de la configuration spatiale : Un compromis entre le bilan de liaison et le temps de latence

Les exemples précédents ont permis d'illustrer que l'indication de la configuration spatiale du canal PDSCH forme un compromis entre le bilan de liaison et la latence du plan usager. En effet, l'indication spatiale permet de transmettre le canal PDSCH avec un faisceau adapté au canal de transmission, mais nécessite de respecter la durée *timeDurationForQCL* entre le PDCCH et les données ordonnées sur le PDSCH. Cette durée dépend des performances du terminal et de l'écart inter-porteuse comme le rappelle la Table 2.7.

En 5G NR, le temps de transmission élémentaire des données est réduit par rapport au standard LTE, du fait de l'introduction de l'allocation de type B. Cette nouvelle fonctionnalité, couplée à la grande flexibilité temporelle des espaces de

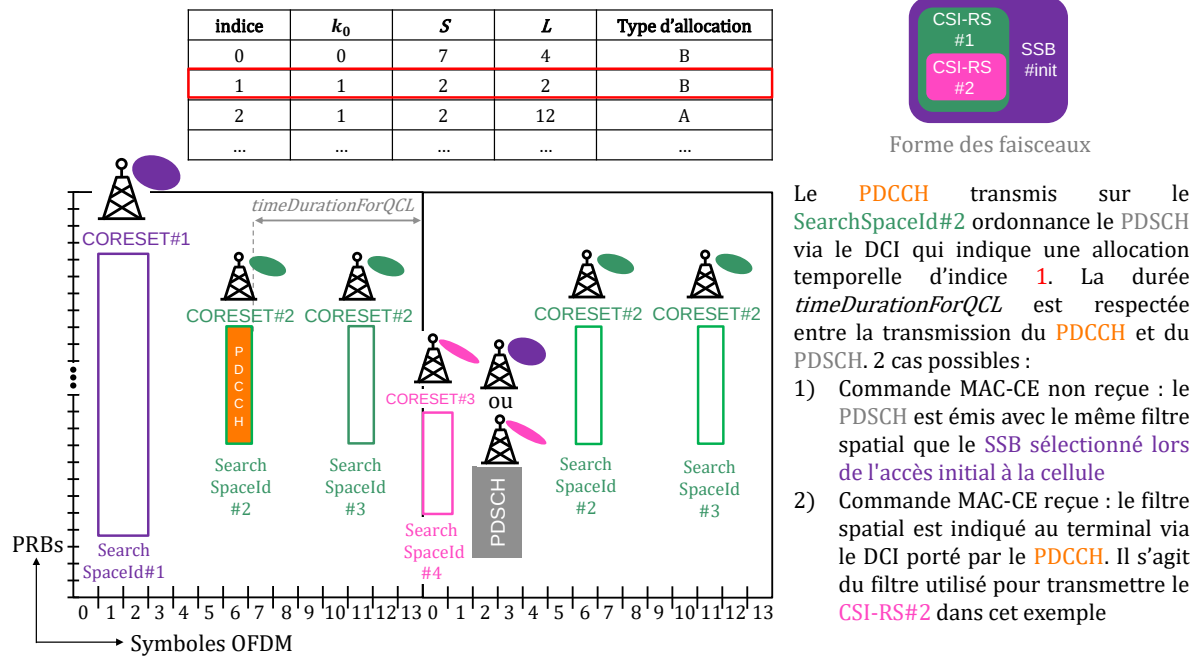


FIGURE 2.25 – Indication de la configuration spatiale avec signalisation et avec respect de *timeDurationForQCL* (cas 60 kHz avec *timeDurationForQCL* = 7)

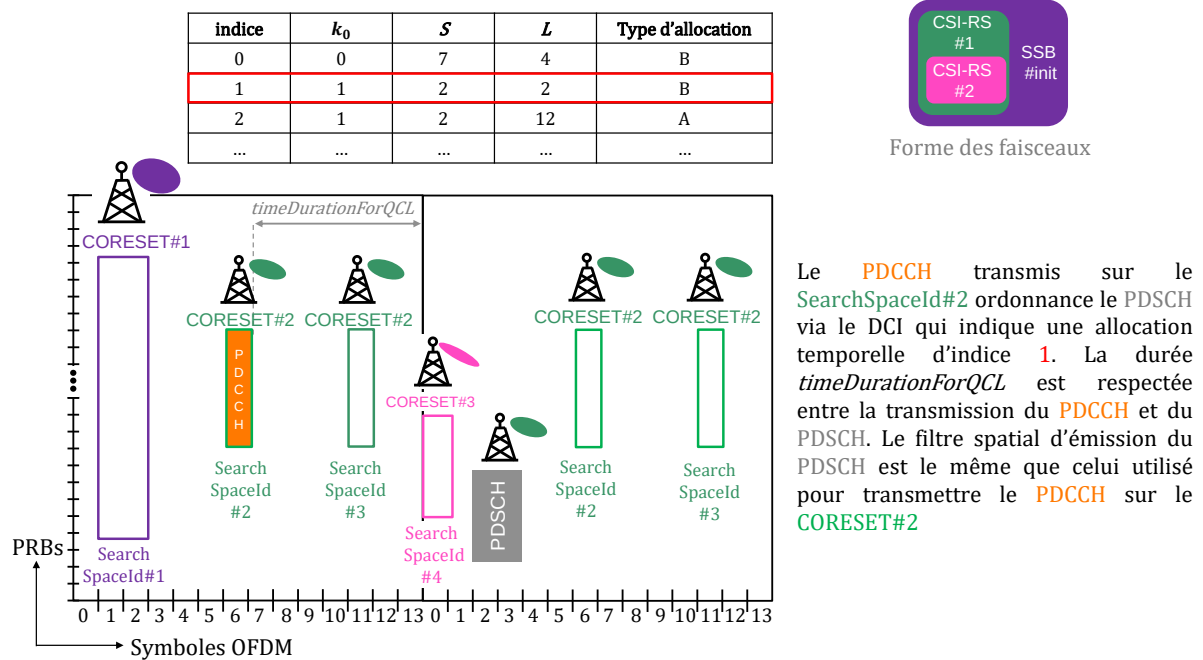


FIGURE 2.26 – Indication de la configuration spatiale sans signalisation et avec respect de *timeDurationForQCL* (cas 60 kHz avec *timeDurationForQCL* = 7)

recherche du PDCCH, réduit fortement la latence du plan usager. En outre, un compromis existe entre le bilan de liaison et la latence du plan usager dans les bandes millimétriques. En effet, le respect de la contrainte *timeDurationForQCL* entre le canal PDCCH et les données ordonnancées sur le PDSCH peut améliorer le bilan de liaison au détriment du temps de latence. Nous rappelons ici que la latence du plan usager ne fait néanmoins pas partie du périmètre d'étude des parties II et III. Les différentes contraintes présentées au cours de cette section n'en restent pas moins des facteurs clés pour les simulations systèmes 5G NR dans les bandes millimétriques.

2.8 Gestion de la formation de faisceau analogique

La gestion des faisceaux analogiques est primordiale pour les communications sur les bandes millimétriques de manière à adapter les filtres spatiaux d'émission et de réception aux caractéristiques du canal. La détermination des filtres spatiaux est notamment réalisée à l'aide des signaux CSI-RS (Section 2.8.1), qui sont employés pour la mise en oeuvre de procédures de balayage de faisceaux (Section 2.8.2). La configuration temporelle des faisceaux à mesurer est paramétrable (Section 2.8.3), tout comme celle du retour d'informations associé (Section 2.8.4). De la même façon que pour la réception des canaux PDCCH et PDSCH, une configuration spatiale peut être configurée afin d'assister le terminal lors de la procédure de balayage (Section 2.8.5). La mesure de la qualité des faisceaux permet notamment de détecter une rupture de lien potentielle, qui peut être contrecarrée par un mécanisme de rétablissement de lien (Section 2.8.6).

2.8.1 Sondage de canal via les signaux CSI-RS

2.8.1.1 Généralités

Comme évoqué au cours du Chapitre 1, les signaux CSI-RS ont été introduits en LTE-Advanced et conservés en 5G NR de sorte à réduire la quantité de ressources spectrales occupées par les signaux pilotes « toujours » actifs. Les signaux CSI-RS sont employés pour divers usages. En premier lieu, ils sont exploités par le terminal pour suivre et compenser les dérives en temps et en fréquence de l'oscillateur qui n'est pas parfait en pratique. Le motif temps-fréquence des signaux CSI-RS prend une forme particulière pour cet usage, on les désigne donc plus particulièrement par le terme Tracking Reference Signal (TRS). En outre, les signaux CSI-RS sont utilisés par le terminal pour déterminer le traitement multi-antennes à appliquer à l'émission pour un réseau contenant de 1 à 32 ports d'antennes [40, 5.2.2.2] [44, Table 7.4.1.5.3-1]. À cet égard, la paramétrabilité des signaux CSI-RS définis en 5G NR est suffisamment flexible pour s'adapter aux différents types de formation de faisceau possibles (Section 2.2). Les signaux CSI-RS peuvent ainsi être employés pour déterminer le traitement multi-antennes à appliquer en bande de base et/ou sur l'étage radio-fréquence.

2.8.1.2 Configuration des signaux CSI-RS : la structure *NZP-CSI-RS-Resource*

Les signaux CSI-RS bénéficient d'une grande flexibilité temporelle et fréquentielle et sont configurés par terminal. Cette dernière propriété ne signifie pas pour autant qu'un signal CSI-RS est mesuré par un unique terminal, puisque plusieurs terminaux peuvent être associés à une même ressource CSI-RS [30, 8.1.1]. Une ressource CSI-RS (*NZP-CSI-RS-Resource* [45, P275]) est configurée par la couche RRC et est notamment caractérisée par les paramètres suivants (Figure 2.27) :

- *nzp-CSI-RS-ResourceId* : Identifiant de la ressource CSI-RS
- *resourceMapping* : Configuration du nombre de ports de la ressource CSI-RS et de son allocation temps-fréquence. L'allocation temporelle est définie sur un slot. Le paramétrage du *resourceMapping* est décrit en détails en Annexe C.

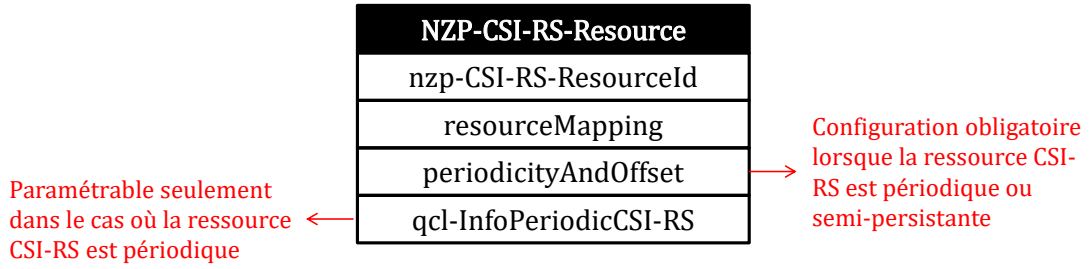


FIGURE 2.27 – Configuration d’une ressource CSI-RS via la couche RRC

- *periodicityAndOffset* : Périodicité de transmission de la ressource CSI-RS. Ce paramètre vient compléter la configuration temporelle par slot définie par le *resourceMapping* et est uniquement valable pour les ressources transmises de façon périodique ou semi-périodique (Section 2.8.3) [45, P276]. Les valeurs de périodicité standardisées sont les suivantes : 4, 5, 8, 10, 16, 20, 32, 40, 64, 80, 160, 320 et 640 slots.
- *qcl-InfoPeriodicCSI-RS* : Configuration spatiale de la ressource CSI-RS dans le cas où celle-ci est périodique (Section 2.8.5).

2.8.1.3 Caractéristiques d’une ressource CSI-RS employée pour la formation de faisceau analogique

De manière générale, le nombre de RE occupés par une ressource CSI-RS, sur une largeur fréquentielle de 1 RB et sur une durée temporelle d’un slot, est égal au nombre de ports d’antennes attribués à celle-ci [30, 8.1.1]. En particulier, une ressource CSI-RS exploitée pour la formation de faisceau analogique est composée uniquement de 1 ou 2 ports d’antennes, conformément aux configurations *row2* et *row3* définies par la norme (Figure C.6). Par conséquent, une ressource CSI-RS utilisée à cette fin occupe 1 ou 2 RE(s) par RB et par slot.

D’un point de vue fréquentiel, le signal CSI-RS est transmis au maximum sur la largeur du BWP. Dépendamment du paramètre de densité fréquentielle configuré par la structure *resourceMapping* (Annexe C), un RB sur deux ou bien l’ensemble des RBs du BWP sont occupés. D’un point de vue temporel, un signal CSI-RS peut être positionné sur n’importe quel symbole du slot.

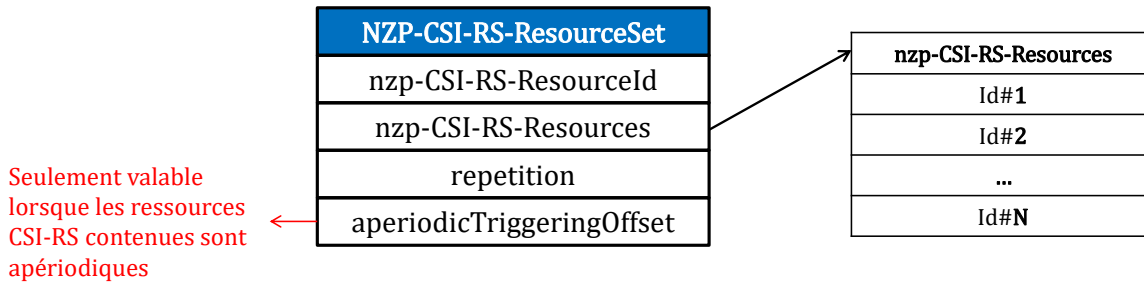
2.8.2 Configuration du balayage de faisceaux analogiques

Le balayage de faisceaux consiste à transmettre et/ou recevoir des signaux CSI-RS dans différentes directions de l’espace afin de déterminer les plus favorables pour maximiser la puissance du signal reçu [30, 12.2]. Puisque le traitement multi-antennes est réalisé au niveau de l’étage analogique, les ressources CSI-RS doivent être multiplexées en temps. Ces ressources sont agrégées dans une structure de plus haut niveau (*NZP-CSI-RS-ResourceSet* [45, P277]) qui définit, par l’intermédiaire du paramètre *repetition*, si elles peuvent être exploitées pour déterminer le filtre spatial d’émission ou de réception.

2.8.2.1 Configuration du balayage de faisceaux : la structure *NZP-CSI-RS-ResourceSet*

Les ressources CSI-RS spécifiées dans la section précédente ne peuvent être exploitées telles quelles, elles sont agrégées dans une structure nommée *NZP-CSI-RS-ResourceSet*. Cette dernière se compose notamment des éléments suivants (Figure 2.28) :

- *nzp-CSI-ResourceSetId* : Identifiant du conteneur de ressources CSI-RS.

FIGURE 2.28 – Configuration d'un *NZP-CSI-RS-ResourceSet* via la couche RRC

- *nzp-CSI-Resources* : Liste des identifiants des ressources CSI-RS appartenant au conteneur.
- *repetition* : Indique si le terminal peut considérer que les ressources CSI-RS du conteneur sont transmises avec le même filtre spatial d'émission (*repetition=on*) ou non (*repetition=off*).
- *aperiodicTriggeringOffset* : Ce paramètre est spécifié uniquement si les ressources CSI-RS du conteneur sont apériodiques, c'est-à-dire si le paramètre *periodicityAndOffset* des ressources CSI-RS n'a pas été configuré. Les ressources CSI-RS apériodiques d'un conteneur sont activées dynamiquement via le champ *CSI request* du DCI 0-1 [30, 10.1.5]. Le paramètre *aperiodicTriggeringOffset* spécifie l'offset X entre le slot contenant le DCI d'activation et le slot à l'intérieur duquel les ressources CSI-RS du conteneur sont transmises. Le choix de X est contraint par les performances du terminal et l'écart inter-porteuse comme le détaille la section 2.8.3.

2.8.2.2 Balayage à l'émission ou en réception ? Le paramètre *repetition*

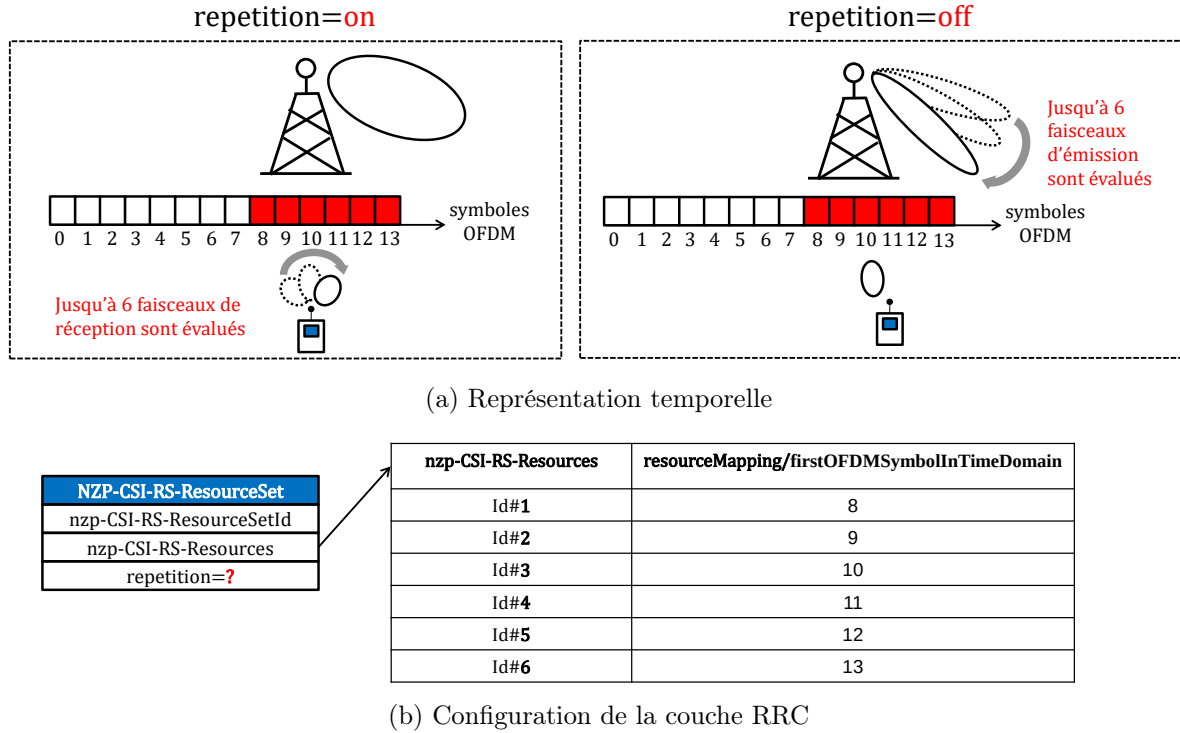
Le paramètre *repetition* spécifie au terminal si le balayage de faisceaux est réalisé à l'émission par la station de base (*repetition=off*) ou s'il peut être effectué en réception au niveau du terminal (*repetition=on*). Dans le cas d'une formation de faisceau analogique avec un panneau d'antennes, le nombre maximum de faisceaux testés sur la durée d'un slot dépend du nombre de ressources CSI-RS dans le conteneur *NZP-CSI-RS-ResourceSet* et ne peut pas excéder le nombre de symboles OFDM composant un slot, c'est-à-dire 14 [56, 2.1.1]. Deux exemples de configuration sont donnés sur la Figure 2.29.

2.8.3 Configuration temporelle des ressources mesurées

Les signaux CSI-RS exploités pour la formation de faisceau analogique sont transmis de façon périodique, semi-persistante ou apériodique. Comme décrit par la suite, ces configurations temporelles répondent à des besoins variés et sont donc plus ou moins pertinentes selon le scénario considéré. La configuration temporelle des ressources CSI-RS est spécifiée par la structure *CSI-ResourceConfig* [45, P230], qui contient un ou des *NZP-CSI-RS-ResourceSet*. Les ressources CSI-RS contenues dans les structures *CSI-ResourceConfig* sont exploitées pour le retour d'informations lorsqu'elles sont associées à des structures *CSI-ReportConfig* (Section 2.8.4).

2.8.3.1 Ressources CSI-RS périodiques

De manière générale, les ressources CSI-RS périodiques visent à couvrir l'ensemble de l'espace de façon continue. Cette configuration répond notamment aux scénarios de forte mobilité, où un suivi continu de la position du terminal est nécessaire, ou encore aux scénarios de forte charge [57]. En effet, le caractère « toujours » actif des ressources CSI-RS périodiques permet de limiter la quantité de signalisation transmise au terminal puisque ce dernier considère que les

FIGURE 2.29 – Influence du paramètre *repetition*

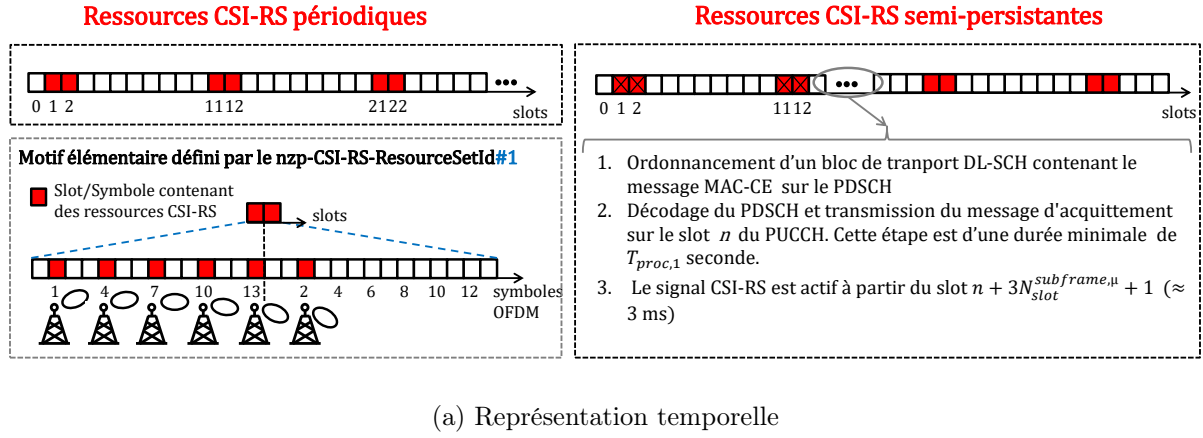
signaux CSI-RS sont forcément émis [58]. En outre, ces ressources peuvent être exploitées par l'ensemble des terminaux, ce qui limite la quantité de ressources temps-fréquence nécessaires par rapport à une configuration où des ressources pilotes seraient dédiées à chaque terminal.

Pour rappel, le caractère périodique d'une ressource CSI-RS est spécifié par le paramètre *periodicityAndOffset* au niveau de la structure *NZP-CSI-RS-Resource* de la couche RRC (Section 2.8.1). Les valeurs de périodicité standardisées sont les suivantes : 4, 5, 8, 10, 16, 20, 32, 40, 64, 80, 160, 320 et 640 slots [45, P232]. Le standard contraint les ressources CSI-RS périodiques contenues dans un *NZP-CSI-RS-ResourceSet* d'être de même périodicité [40, 5.2.2.3.1]. En outre, le terminal considère que les ressources CSI-RS périodiques sont actives par défaut, elles n'ont donc pas besoin d'être activées par un message MAC-CE ou par le DCI. Un exemple de configuration est donné sur la Figure 2.30.

2.8.3.2 Ressources CSI-RS aperiodiques

Une ressource CSI-RS aperiodique n'est pas répétée dans le temps, contrairement à son homologue périodique, et est signalée de façon dynamique via le champ *CSI request* du DCI 0-1. Les signaux CSI-RS aperiodiques sont essentiellement exploités afin d'affiner le lien entre la station de base et un terminal de la cellule dans l'objectif d'améliorer le bilan de liaison avant une communication. Ainsi, dans le cas où un grand nombre de données doivent être transmises vers un terminal, la station de base peut déclencher des ressources CSI-RS aperiodiques de manière à ce que la station de base (resp. le terminal) ajuste au mieux son faisceau d'émission (resp. de réception) [57].

Pour être tout-à-fait précis, le DCI signale la transmission de l'ensemble des ressources CSI-RS aperiodiques présentes dans un conteneur *NZP-CSI-RS-ResourceSet* (Section 2.8.2) ou dans de multiples conteneurs *NZP-CSI-RS-ResourceSet* de même *aperiodicTriggeringOffset* [59, P52]. Pour rappel, le paramètre *aperiodicTriggeringOffset* spécifie l'offset X entre le slot contenant le DCI d'activation et le slot à l'intérieur duquel les ressources CSI-RS sont transmises. La variable X peut prendre les valeurs 0, 1, 2, 3, 4, 16 et 24 slots [40, 5.2.1.5.1]. En outre, les valeurs X configurées en pratique sont contraintes par les capacités du terminal. En effet, une durée minimale est à respecter entre le DCI signalant la transmission des ressources CSI-RS



NZP-CSI-RS-ResourceSet	nzp-CSI-RS-Resources	periodicityAndOffset Periodicity = 10 slots	resourceMapping/firstOFDMsymbolInTime Domain
nzp-CSI-RS-ResourceSetId#1	Id#7	Offset = 1 slot	1
nzp-CSI-RS-Resources	Id#8	Offset = 1 slot	4
repetition=off	Id#9	Offset = 1 slot	7
	Id#10	Offset = 1 slot	10
	Id#11	Offset = 1 slot	13
	Id#12	Offset = 2 slots	2

(b) Configuration de la couche RRC

FIGURE 2.30 – Configuration d'un *NZP-CSI-RS-ResourceSet* contenant des ressources CSI-RS périodiques ou semi-persistantesTABLE 2.8 – *beamSwitchTiming* selon l'écart inter-porteuse et les performances du terminal [45, P423]

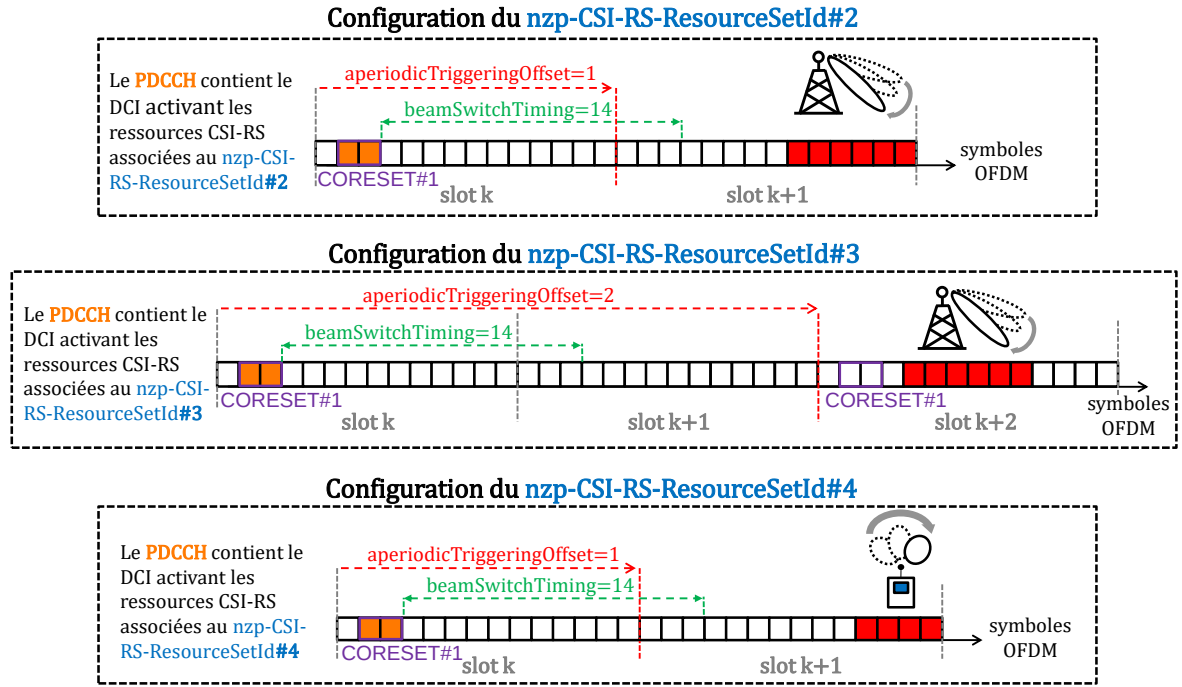
Ecart inter-porteuse	Désignation	<i>beamSwitchTiming</i> {nombre symboles ; durée (ms)}
60 kHz	KB_1	{14 ; 0,25} , {28 ; 0,5} , {48 ; 0,86}
120 kHz	KB_2	{14 ; 0,125} ; {28 ; 0,25} ; {48 ; 0,43}

apériodiques et leur émission de sorte à ce que le terminal ait le temps de détecter le PDCCH, de décoder le DCI et d'ajuster son faisceau de réception. Cette durée minimale dépend du paramètre *beamSwitchTiming* qui caractérise le nombre minimum de symboles OFDM entre le dernier symbole du PDCCH contenant le DCI, qui indique l'émission des ressources CSI-RS, et le premier symbole sur lequel les ressources CSI-RS sont effectivement émises [40, 5.1.6.1.1]. Le paramètre *beamSwitchTiming* dépend des performances du terminal et de l'écart inter-porteuse, comme le détaille la Table 2.8. Trois exemples de configuration sont présentés sur la Figure 2.31.

2.8.3.3 Ressources CSI-RS semi-persistantes

Une ressource CSI-RS semi-persistante correspond à une ressource périodique qui peut être activée ou désactivée via un message MAC-CE [51, 6.1.3.12]. Il s'agit par conséquent d'un entre-deux des configurations précédentes [58]. À ce titre, une ressource CSI-RS semi-persistante établit un compromis entre la version périodique, peu coûteuse en signalisation du fait de sa configuration semi-statique, et la version apériodique qui bénéficie d'une grande souplesse, au prix d'une signalisation DCI non négligeable. L'activation d'une ressource CSI-RS semi-persistante est décrite sur la Figure 2.30.

La périodicité d'une ressource CSI-RS semi-persistante est spécifiée par le paramètre *periodicityAndOffset* au niveau de la structure *NZP-CSI-RS-Resource* de la couche RRC (Section



(a) Représentation temporelle

NZP-CSI-RS-ResourceSet	nzp-CSI-RS-ResourceSetId#2	nzp-CSI-RS-Resources	resourceMapping/ firstOFDMsymbolInTimeDomain
		Id#1	8
		Id#2	9
		Id#3	10
		Id#4	11
		Id#5	12
		Id#6	13

NZP-CSI-RS-ResourceSet	nzp-CSI-RS-ResourceSetId#3	nzp-CSI-RS-Resources	resourceMapping/ firstOFDMsymbolInTimeDomain
		Id#13	4
		Id#14	5
		Id#15	6
		Id#16	7
		Id#17	8
		Id#18	9

NZP-CSI-RS-ResourceSet	nzp-CSI-RS-ResourceSetId#4	nzp-CSI-RS-Resources	resourceMapping/ firstOFDMsymbolInTimeDomain
		Id#19	10
		Id#20	11
		Id#21	12
		Id#22	13

(b) Configuration de la couche RRC

FIGURE 2.31 – Configuration de trois *NZP-CSI-RS-ResourceSet* contenant des ressources CSI-RS aperiodiques pour un terminal dont le paramètre *beamSwitchTiming* vaut 14 symboles OFDM

2.8.1). Les valeurs de périodicité paramétrables sont les mêmes que pour une ressource CSI-RS périodique, c'est-à-dire 4, 5, 8, 10, 16, 20, 40, 80, 160, 320 et 640 slots.

2.8.3.4 La structure *CSI-ResourceConfig*

La configuration temporelle des ressources CSI-RS est spécifiée par la structure *CSI-ResourceConfig* qui contient un ou des *NZP-CSI-RS-ResourceSet*. Les ressources CSI-RS contenues dans les structures *CSI-ResourceConfig* sont exploitées pour le retour d'informations lorsqu'elles sont associées à des structures *CSI-ReportConfig* (Section 2.8.4). Une structure *CSI-ResourceConfig* se compose notamment des éléments suivants :

- *csi-ResourceConfigId* : Identifiant de la structure *CSI-ResourceConfig*.
- *csi-RS-ResourceSetList* : Liste des identifiants des *NZP-CSI-RS-ResourceSet* ou des *CSI-SSB-ResourceSet* contenus dans le *CSI-ResourceConfig*. Un *CSI-SSB-ResourceSet* correspond simplement à un ensemble de SSBs sur lequel les mesures sont effectuées. Il est à noter que le standard spécifie que le nombre S de *NZP-CSI-RS-ResourceSet* contenus est égal à 1 lorsque les ressources CSI-RS sont périodiques ou semi-persistantes, alors que $S \geq 1$ pour des ressources CSI-RS apériodiques [40, 5.2.1.2].
- *resourceType* : Ce paramètre spécifie si les ressources CSI-RS contenues dans le(s) *NZP-CSI-RS-ResourceSet* du *CSI-ResourceConfig* sont périodiques, semi-persistantes ou apériodiques. Ce paramètre est commun à l'ensemble des ressources CSI-RS d'un même *CSI-ResourceConfig*.
- *bwp-Id* : Ce paramètre précise le BWP sur lequel les ressources CSI-RS sont définies.

Des exemples de configuration de structures *CSI-ResourceConfig*, s'appuyant sur les *NZP-CSI-RS-ResourceSet* représentés sur les Figures 2.30 et 2.31, sont illustrés sur la Figure 2.32. Une fois la configuration des structures *CSI-ResourceConfig* effectuée, le retour d'informations est spécifié par des structures de type *CSI-ReportConfig*.

2.8.4 Retour d'informations

À l'instar des signaux CSI-RS, le retour d'informations admet trois types de configuration temporelle. Il est important de noter que toutes les configurations temporelles de retour d'informations et de ressources CSI-RS ne sont pas nécessairement compatibles. De plus, la durée minimale à respecter entre la mesure des signaux CSI-RS et le retour d'informations dépend de la configuration temporelle de ce dernier. Le type de mesures à effectuer et la configuration temporelle du retour d'informations sont spécifiés par la structure *CSI-ReportConfig*, qui est décrite plus en profondeur au cours de cette section.

2.8.4.1 Contraintes sur le retour d'informations selon la configuration temporelle des ressources CSI-RS mesurées

Comme évoqué lors de l'introduction de cette section, un ensemble de règles contraignent le retour d'informations.

En premier lieu, la configuration temporelle du retour d'informations dépend de la configuration temporelle des ressources CSI-RS mesurées. Il n'est par exemple pas pertinent de définir un retour d'informations périodique/semi-persistant sur une ressource CSI-RS apériodique, car le retour d'informations se base sur une mesure unique du canal de transmission. L'ensemble des associations autorisées est donné sur la Figure 2.33. Cette dernière spécifie également les canaux sur lesquels le retour d'informations peut être effectué ainsi que les périodicités paramétrables.

En second lieu, une durée minimale doit être respectée entre la mesure des ressources CSI-RS et le retour d'informations. Cette durée est nécessaire pour que le terminal ait le temps d'estimer le canal, d'effectuer le traitement ordonné par la station de base et de préparer le retour d'informations [60]. Elle dépend donc des capacités de calculs du terminal, du type de traitements à effectuer (la détermination du précodage numérique est par exemple bien plus

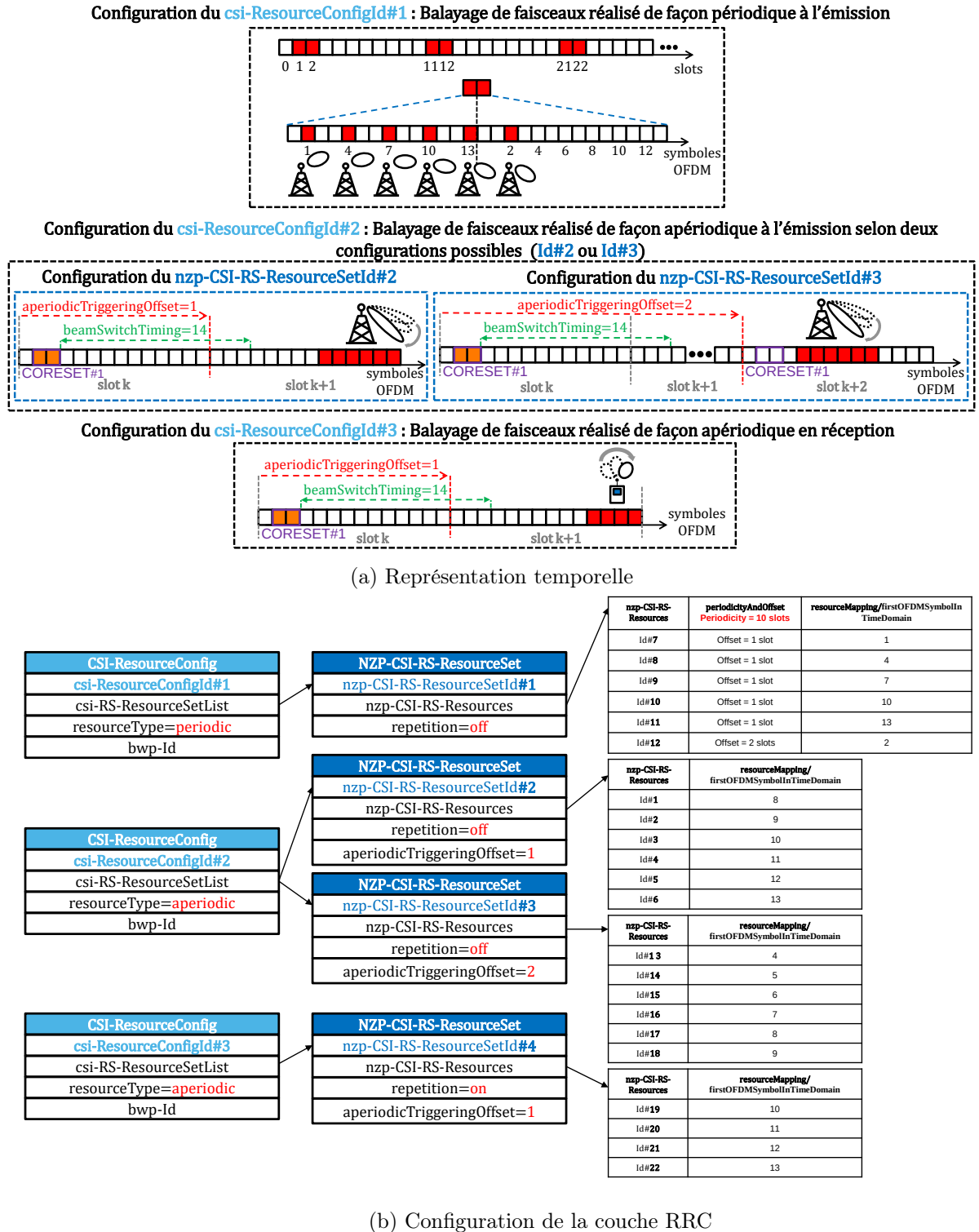


FIGURE 2.32 – Configuration d'un ensemble de `CSI-ResourceConfig` associés à un (des) `NZP-CSI-RS-ResourceSet`, contenant des ressources CSI-RS périodiques ou aperiodiques, pour un terminal dont le paramètre `beamSwitchTiming` vaut 14 symboles OFDM

Périodicité du retour d'informations (périodique/semi-persistant) :

- PUCCH : 4, 5, 8, 10, 16, 20, 40, 80, 160, 320 slots
- PUSCH : 5, 10, 20, 40, 80, 160, 320 slots

Association du retour d'informations aux ressources CSI-RS selon leur configuration temporelle respective	Retour d'informations périodique	Retour d'informations semi-persistant	Retour d'informations apériodique
Ressource CSI-RS périodique	• Configuration : couche RRC • Activation : Pas de déclenchement nécessaire • Canal de retour : PUCCH	• Configuration : couche RRC • Activation + Canal de retour 2 possibilités : 1. Message MAC-CE + PUCCH 2. Requête CSI via le DCI + PUSCH	• Configuration : couche RRC • Activation : Sélection MAC-CE + Requête CSI via le DCI • Canal de retour : PUSCH
Ressource CSI-RS semi-persistante	Configuration : non prise en charge	• Configuration : couche RRC • Activation + Canal de retour 2 possibilités : 1. Message MAC-CE + PUCCH 2. Requête CSI via le DCI + PUSCH	• Configuration : couche RRC • Activation : Sélection MAC-CE + Requête CSI via le DCI • Canal de retour : PUSCH
Ressource CSI-RS apériodique	Configuration : non prise en charge	Configuration : non prise en charge	• Configuration : couche RRC • Activation : Sélection MAC-CE + Requête CSI via le DCI • Canal de retour : PUSCH

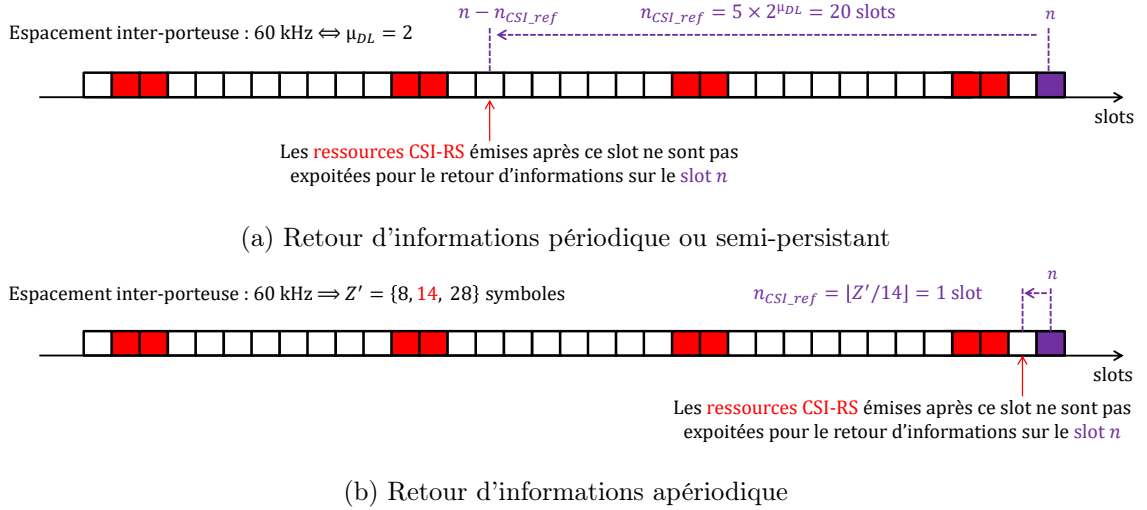
FIGURE 2.33 – Associations autorisées entre le retour d'informations et les ressources CSI-RS selon leur configuration temporelle [40, 5.2.1.4-1]

coûteuse qu'une simple mesure de puissance d'un faisceau analogique [40, 5.4]) et de la priorité associée au retour d'informations. Puisque le retour d'informations apériodique vise à obtenir l'état du canal instantané, celui-ci est plus prioritaire qu'une configuration périodique/semi-persistante dont l'objectif principal est de maintenir le lien [61]. Ainsi la durée minimale séparant les ressources CSI-RS et le retour d'informations est plus faible dans le cas où ce dernier est apériodique. De manière plus précise, le standard 5G NR définit un slot de référence sur la voie descendante (*CSI reference resource* [40, 5.2.2.5]) après lequel les ressources CSI-RS ne sont plus prises en compte pour le retour d'informations. La position temporelle de ce slot vaut $n - n_{CSI_ref}$, où n correspond au slot de la voie montante sur lequel le retour d'informations est effectué et n_{CSI_ref} désigne le nombre de slots de garde entre le retour d'informations et le slot de référence. Pour les raisons évoquées précédemment, le nombre de slots n_{CSI_ref} dépend de la configuration temporelle du retour d'informations, ainsi :

- Retour d'informations périodique/semi-persistant : $n_{CSI_ref} \geq 4 \times 2^{\mu_{DL}}$ (≥ 4 ms) ou $n_{CSI_ref} \geq 5 \times 2^{\mu_{DL}}$ (≥ 5 ms), où μ_{DL} désigne la numérolgie du BWP sur la voie descendante. Le conteneur *NZP-CSI-RS-ResourceSet* contient uniquement une ressource CSI-RS dans le premier cas et un ensemble de ressources CSI-RS dans le second [40, 5.2.2.5] [62, P71].
- Retour d'informations apériodique : $n_{CSI_ref} \geq \lfloor Z'/14 \rfloor$, où Z' caractérise le nombre minimum de symboles OFDM entre la dernière ressource CSI-RS mesurée et premier symbole du retour d'informations [55, P21]. Z' est également désigné par le terme *beam-ReportTiming* dans le standard 5G NR et prend les valeurs spécifiées dans la Table 2.9.

Dans les deux cas, n_{CSI_ref} correspond au premier slot valide, où un slot valide contient des symboles associés à la voie descendante ou flexibles qui peuvent être traités par le terminal (Section 2.5.2) [40, 5.2.2.5].

Les Figures 2.34a et 2.34b illustrent la contrainte n_{CSI_ref} pour un retour d'informations périodique/semi-persistant et apériodique. Dans les deux cas, un espacement inter-porteuse de 60 kHz ($\mu_{DL} = 2$) est considéré et les ressources CSI-RS périodiques mesurées sont configurées conformément à la Figure 2.30. De plus, nous considérons que les slots représentés sont forcément valides afin de simplifier la détermination du slot de référence.

FIGURE 2.34 – n_{CSI_ref} selon la configuration temporelle du retour d'informationsTABLE 2.9 – *beamReportTiming* selon l'écart inter-porteuse et les performances du terminal [45, P422]

Ecart inter-porteuse	Désignation	<i>beamReportTiming</i> {nombre symboles; durée (ms)}
15 kHz	X_0	{2; 0,14} , {4; 0,29} , {8; 0,57}
30 kHz	X_1	{4; 0,14} , {8; 0,29} , {14; 0,5} , {28; 1}
60 kHz	X_2	{8; 0,14} , {14; 0,25} , {28; 0,5}
120 kHz	X_3	{14; 0,125} ; {28; 0,25} ; {56; 0,5}

Puisqu'un ensemble de ressources CSI-RS est configuré pour le retour d'informations périodique ou semi-persistant, la contrainte n_{CSI_ref} est égale à $5 \times 2^{\mu_{DL}}$. Par conséquent, 20 slots séparent le retour d'informations du slot de référence sur la Figure 2.34a. Dans le cas du retour d'informations aperiodique, nous considérons que les capacités du terminal sont telles que le paramètre *beamReportTiming* est égal à 14 symboles OFDM. Par conséquent, 1 slot sépare le retour d'informations du slot de référence sur la Figure 2.34b. Cet exemple illustre clairement l'intérêt du retour d'informations aperiodique lorsqu'un retour d'informations sur le canal instantané est nécessaire.

2.8.4.2 La structure *CSI-ReportConfig*

La structure *CSI-ReportConfig* [45, P224] paramètre le retour d'informations pour les ressources CSI-RS contenues dans le(s) *NZP-CSI-RS-ResourceSet* d'un *CSI-ResourceConfig*. La structure *CSI-ReportConfig* est plus particulièrement composée des éléments suivants :

- *reportConfigId* : Identifiant de la structure *CSI-ReportConfig*
- *resourcesForChannelMeasurement* : Identifiant de la structure *CSI-ResourceConfig* contenant les ressources CSI-RS à mesurer pour le retour d'informations.
- *reportConfigType* : Configuration temporelle du retour d'informations. Celui-ci peut être périodique, semi-persistant ou aperiodique. Tel que discuté précédemment, l'association des ressources CSI-RS et du retour d'informations est contrainte par leur configuration temporelle respective. En outre, la durée minimale n_{CSI_ref} doit être respectée entre les ressources CSI-RS mesurées et le retour d'informations. Les périodicités du retour d'informations sur le PUCCH dans le cas périodique/semi-persistant et sur le PUSCH dans le cas semi-persistant sont précisées sur la Figure 2.33. Pour un retour d'informations aperiodique, le DCI 0-1 indique l'offset k_2 en nombre de slots avec le PUSCH sur lequel le retour d'informations doit être transmis [40, 6.1.2.1].

- *reportQuantity* : Type d'informations à retourner. Dans le cas où le balayage de faisceaux analogiques est effectué à l'émission, le terminal mesure la puissance du signal reçu, c'est-à-dire le RSRP, pour les différentes ressources CSI-RS du *CSI-ResourceConfig* et indique la (les) meilleure(s) d'entre elles via le CRI. Le retour d'informations est alors dit de type *cri-RSRP*. Lorsque les ressources mesurées sont des signaux de synchronisation SSBs, le retour est dit de type *ssb-Index-RSRP* [40, 5.2.1.4.3]. Dans le cas où le balayage de faisceaux analogiques est effectué en réception, le terminal détermine le meilleur filtre spatial de réception pour un filtre spatial d'émission donné. Le filtre spatial de réception n'est pas retourné à la station de base, le retour d'informations est par conséquent dit de type *none*. Le filtre spatial de réception n'a pas besoin d'être connu de la station de base puisque celle-ci indique le filtre spatial utilisé à l'émission lors de la transmission d'un signal. C'est donc au terminal d'adapter son filtre de réception à celui utilisé à l'émission.
- *timeRestrictionForChannelMeasurements* : Restriction temporelle sur les mesures à effectuer. Dans le cas où ce paramètre est configuré, le terminal effectue une mesure de puissance sur les ressources CSI-RS ou SSB en se basant uniquement sur leur dernière occurrence de transmission précédant le retour d'informations sur le slot n . Cette dernière occurrence doit respecter la contrainte n_{CSI_ref} décrite précédemment [40, 5.2.1.4.3].
- *nrofReportedRS* : Nombre de ressources CSI-RS ou SSB qui doivent être contenues dans le retour d'informations. Si celui-ci contient une seule ressource, le RSRP est quantifié sur 7 bits. Si le retour d'informations contient plus d'une ressource, c'est-à-dire 2, 3 ou 4, celle de plus forte puissance est codée sur 7 bits tandis que les autres le sont sur 4 bits [40, 5.2.1.4.3].

Un exemple de configuration est illustré sur la Figure 2.35 pour un espacement inter-porteuse de 60 kHz ($\mu_{DL} = 2$). Cette configuration s'appuie sur les structures *CSI-ResourceConfig* détaillées précédemment (Figure 2.32). Les *CSI-ReportConfigId*#1 et #2 configurent respectivement un retour d'informations périodique et semi-persistant pour des ressources CSI-RS périodiques. La première configuration n'établit pas de restrictions sur les mesures des ressources CSI-RS (*timeRestrictionForChannelMeasurements=notConfigured*) tandis que la seconde restreint les mesures à la dernière occurrence des ressources CSI-RS avant le slot de référence (*timeRestrictionForChannelMeasurements=configured*). Dans les deux cas, un ensemble de ressources CSI-RS est configuré pour le retour d'informations, la contrainte n_{CSI_ref} est donc égale à $5 \times 2^{\mu_{DL}}$, soit 20 slots. Les *CSI-ReportConfigId*#3 et #4 configurent un retour d'informations aperiodique à partir de mesures réalisées sur des ressources CSI-RS aperiodiques, qui sont utilisées pour effectuer un balayage de faisceaux à l'émission. L'offset temporel k_2 entre le PDCCH et le retour d'informations est sélectionné de sorte à ce que la contrainte *beamReport-Timing* soit respectée entre la dernière ressource CSI-RS à mesurer et le premier symbole du retour d'informations. Enfin, le *CSI-ReportConfigId*#5 configure un balayage de faisceaux en réception, aucun retour d'informations n'est nécessaire pour cette procédure.

La méthode d'activation du retour d'informations dépend de la configuration temporelle de celui-ci. Cet aspect est détaillé dans les Sections 2.8.4.3 à 2.8.4.5.

2.8.4.3 Activation du retour d'informations périodique

Le retour d'informations périodique ne nécessite pas de recourir à des mécanismes d'activation. En effet, la configuration semi-statique réalisée au niveau de la couche RRC est suffisante pour que le retour d'informations soit considéré actif par le terminal. Pour rappel, un retour d'informations périodique est nécessairement associé à des CSI-RS également périodiques.

2.8.4.4 Activation du retour d'informations semi-persistant

L'activation du retour d'informations semi-persistant est effectuée par l'intermédiaire d'un message MAC-CE ou du DCI de format 0-1 contenant le champ *CSI request* [40, 5.2.1.5.2 - 5.2.3 - 5.2.4].

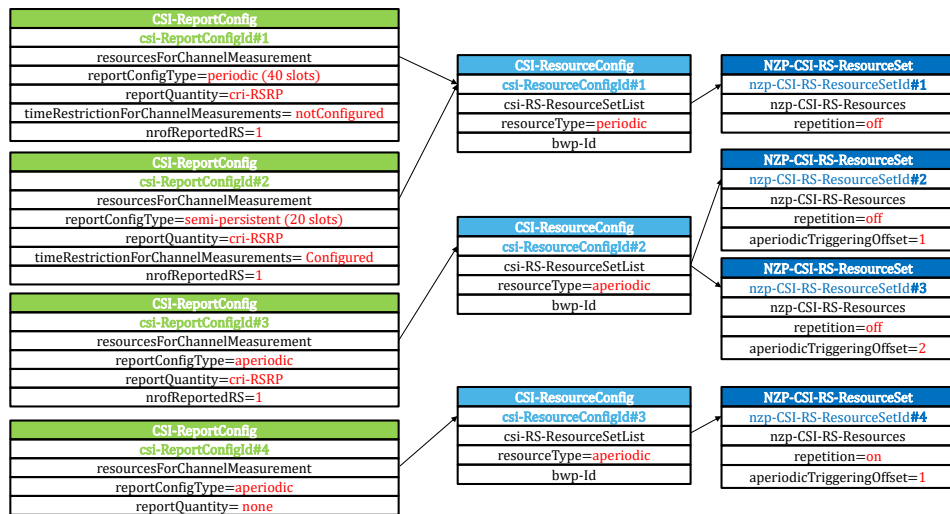
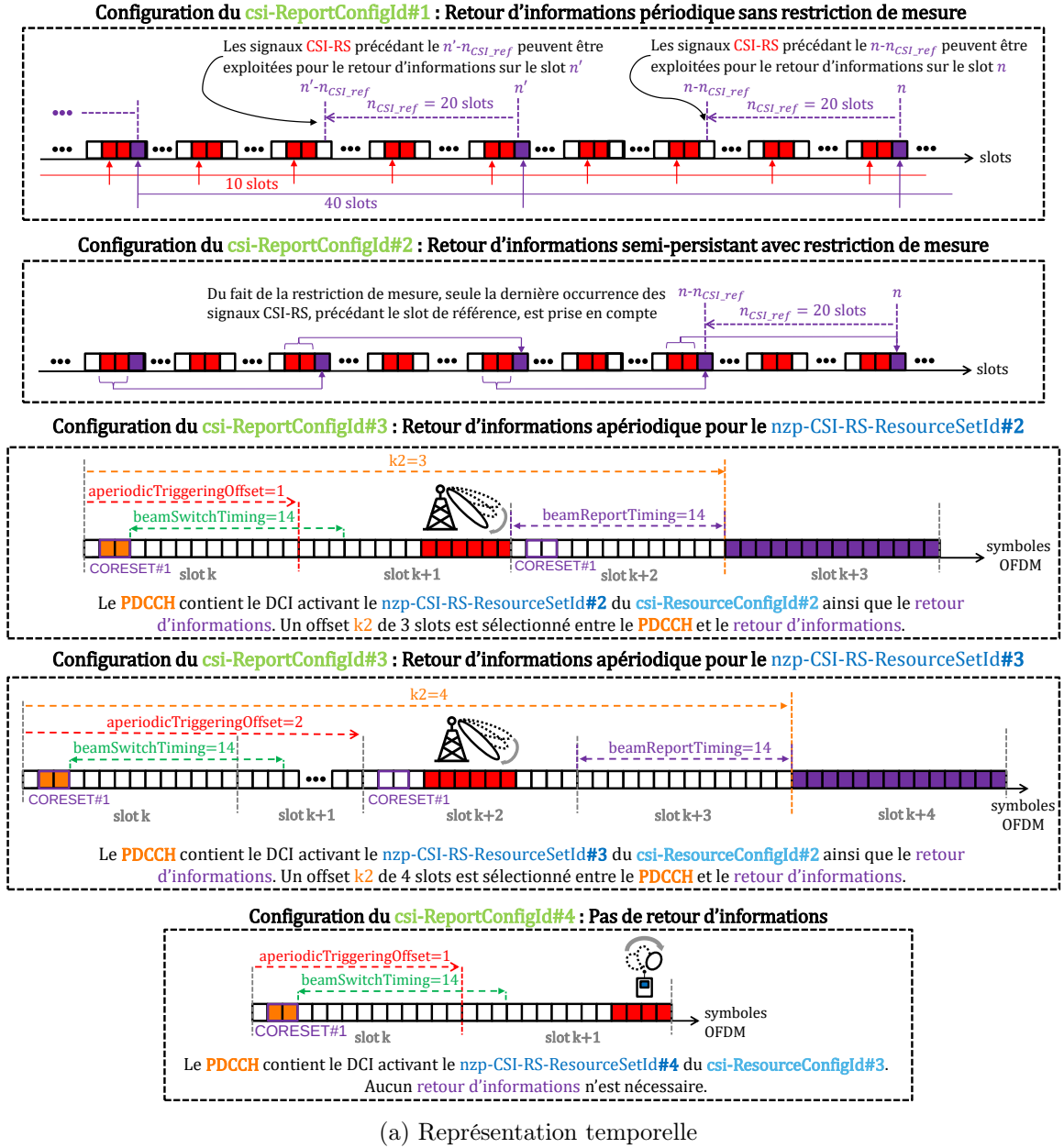


FIGURE 2.35 – Configuration du retour d'informations à partir d'un ensemble de *CSI-ReportConfigs* associés à des *CSI-ResourceConfigs*. Dans cet exemple, les paramètres *beamSwitchTiming* et *beamReportTiming* ont une durée de 14 symboles OFDM

Dans le cas où l'activation est réalisée par un message MAC-CE, le retour d'informations est effectué de façon périodique sur le PUCCH avec une périodicité définie par le paramètre *semiPersistentOnPUCCH* de la structure *CSI-ReportConfig* [45, P224]. Les périodicités configurables sur le PUCCH sont données sur la Figure 2.33. L'activation du retour d'informations via le message MAC-CE suit les étapes déjà décrites dans la section 2.6.2 [40, 5.2.4] [51, 6.1.3.16].

Dans le cas où l'activation est réalisée par le champ *CSI request* du DCI de format 0-1, le retour d'informations est effectué de façon périodique sur le PUSCH, avec une périodicité définie par le paramètre *semiPersistentOnPUSCH* de la structure *CSI-ReportConfig* [45, P225]. Les périodicités paramétrables sur le PUSCH sont données sur la Figure 2.33. Ce paramètre précise également l'offset temporel en nombre de slots entre le DCI d'activation et le premier slot de retour d'informations sur le PUSCH. Le champ *CSI request* est d'une longueur maximale de 6 bits. Ce champ indique simplement l'identifiant du *CSI-ReportConfig* qui doit être activé. L'association entre les valeurs prises par le champ *CSI request* et les identifiants *CSI-ReportConfig* est réalisée par la structure *CSI-SemiPersistentOnPUSCH-TriggerStateList* configurée par la couche RRC [45, P236]. Un maximum de 64 identifiants peuvent être contenus par le champ *CSI request* puisque ce dernier est codé sur 6 bits.

2.8.4.5 Activation du retour d'informations aperiodique

L'activation du retour d'informations aperiodique est effectuée par l'intermédiaire du DCI de format 0-1 contenant le champ *CSI request* [40, 5.2.1.5.1 - 5.2.3]. Chaque configuration de retour d'informations peut activer simultanément jusqu'à 16 *CSI-ReportConfig*. La composition d'une configuration de retour d'informations aperiodique est spécifiée par la structure *CSI-AperiodicTriggerState* qui contient les identifiants des *CSI-ReportConfig*, et celui du *NZP-CSI-RS-ResourceSet* au sein de ceux-ci, à activer pour une configuration donnée [45, P218]. Il est à noter que :

- Règle n°1 : Une configuration ne peut pas déclencher plusieurs *NZP-CSI-RS-ResourceSet* dont les *aperiodicTriggeringOffset* sont différents dans le cas de la formation de faisceau analogique [59, P52]. Cette contrainte signifie par exemple qu'il n'est pas possible d'activer les *NZP-CSI-RS-ResourceSet* #2 et #3 représentés sur la Figure 2.35 en transmettant un unique DCI.
- Règle n°2 : Le terminal ne s'attend pas à recevoir plusieurs DCI contenant le champ *CSI request* sur un même slot [40, 5.2.1.5.1].
- Règle n°3 : Le terminal ne s'attend pas à recevoir plus d'une requête de retour d'informations aperiodique pour un même slot [40, 5.2.1.5.1].

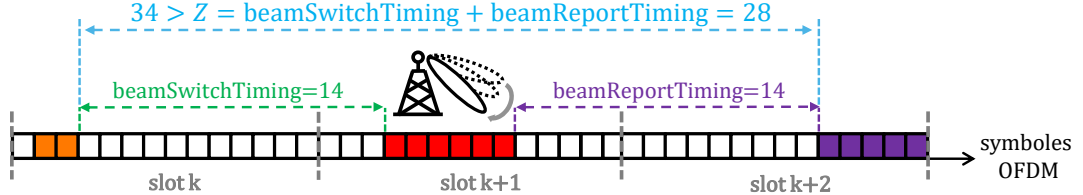
En 5G NR *Release 15*, dans le cas où la station de base est composé d'un seul panneau d'antennes mettant en oeuvre une formation de faisceau analogique, ces règles induisent qu'il n'est pas possible de tester plus de 14 faisceaux d'émission à partir de ressources CSI-RS aperiodiques [56] [63, Section 5]. Il est probable que ce nombre soit plus faible lorsque le balayage est effectué en réception, du fait que les capacités du terminal ne permettent pas nécessairement de changer de faisceau à chaque temps symbole [63, Section 5].

L'ensemble des configurations *CSI-AperiodicTriggerState* définies par la couche RRC est contenu dans la structure *CSI-AperiodicTriggerStateList* qui admet au maximum 128 configurations distinctes [45, P218]. Le champ *CSI request* étant codé sur 6 bits au maximum, une sélection des configurations spécifiées par la couche RRC peut être nécessaire pour associer les *CSI-AperiodicTriggerState* au champ *CSI request* [45, 5.2.1.5.1]. Cette sélection est réalisée à l'aide d'un message MAC-CE [51, 6.1.3.13] selon la procédure détaillée dans la section 2.6.2.

En plus des contraintes *beamSwitchTiming* et *beamReportTiming* décrites précédemment, un nombre minimum Z de symboles doit être respecté entre le dernier symbole du PDCCH activant le retour d'informations aperiodique et le premier symbole du retour d'informations, afin que le terminal ait le temps de détecter/décoder le PDCCH, de décoder le DCI, d'estimer le canal et de calculer le retour d'informations [40, 5.4] [64]. Le nombre de symboles Z est donné dans la Table 2.10, où KB_1 et KB_2 désignent le nombre de symboles associés au *beamSwitchTiming*

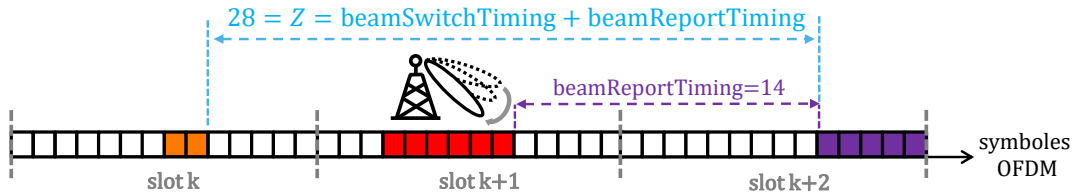
TABLE 2.10 – Z selon l'écart inter-porteuse et les performances du terminal [40, Table 5.4-2]

Ecart inter-porteuse	Z (nombre symboles)
15 kHz	22
30 kHz	33
60 kHz	$\min(44, KB_1 + X_2)$
120 kHz	$\min(97, KB_2 + X_3)$



Le **PDCCH** contient le DCI qui active les **CSI-RS aperiodiques** à mesurer ainsi que le **retour d'informations aperiodique**.

(a) Retour d'informations aperiodique à partir de mesures effectuées sur des CSI-RS aperiodiques



Le **PDCCH** contient le DCI qui active le **retour d'informations aperiodique**.

(b) Retour d'informations aperiodique à partir de mesures effectuées sur des CSI-RS périodiques/semi-persistants

FIGURE 2.36 – Contraintes sur le retour d'informations aperiodique selon la configuration temporelle des CSI-RS. Dans cet exemple, les paramètres *beamSwitchTiming* et *beamReportTiming* ont une durée de 14 symboles OFDM

(Table 2.8) et où X_2 et X_3 désignent le nombre de symboles associés au *beamReportTiming* (Table 2.9) pour un écart-interporteuse de 60 kHz et 120 kHz.

Si l'on considère un retour d'informations aperiodique pour des signaux CSI-RS également aperiodiques, Z n'entraîne pas une augmentation de la durée d'établissement de lien pour un écart inter-porteuse de 60 kHz ou 120 kHz. En effet, le respect des contraintes *beamSwitchTiming* et *beamReportTiming* conduit nécessairement au respect de la contrainte Z comme l'illustre la Figure 2.36a.

Lorsque les mesures sont effectuées sur des CSI-RS semi-persistants ou périodiques, la contrainte *beamSwitchTiming* ne s'applique pas puisque le DCI n'active pas les signaux pilotes mesurés. Dans ce cas, Z contraint la durée d'établissement de lien comme l'illustre la Figure 2.36b.

2.8.5 Configuration spatiale

Le filtre spatial d'émission d'une ressource CSI-RS peut être précisé par la station de base. Cette information permet au terminal d'ajuster son filtre spatial de réception pour les opérations de balayage de faisceaux à l'émission ou en réception.

TABLE 2.11 – Configuration spatiale d’un CSI-RS selon sa configuration temporelle

Configuration spatiale	CSI-RS périodique	CSI-RS semi-persistant	CSI-RS aperiodique
Indication spatiale	Configuration : Couche RRC Activation : Pas d’activation nécessaire	Configuration : Couche RRC Activation : Message MAC-CE [51, 6.1.3.12]	Configuration : Couche RRC Activation : Sélection MAC-CE [51, 6.1.3.13] + <i>CSI request</i> via DCI
Associations possibles	SSB CSI-RS périodique [40, 5.2.2.3.1]	SSB CSI-RS périodique CSI-RS semi-persistant [40, 5.2.1.5.2]	SSB CSI-RS périodique CSI-RS semi-persistant [40, 5.2.1.5.1]

2.8.5.1 Indication spatiale et associations possibles

Le filtre spatial utilisé pour transmettre un signal CSI-RS peut être indiqué pour les trois types de configuration temporelle possibles. Néanmoins, la manière d’indiquer ce filtre spatial ainsi que les associations spatiales possibles diffèrent d’une configuration temporelle à l’autre, comme le détaille la Table 2.11. La configuration du filtre spatial d’émission pour un CSI-RS périodique est semi-statique et ne peut donc pas être modifiée dynamiquement, contrairement à celle d’un CSI-RS aperiodique. En effet, le champ *CSI request* du DCI peut être exploité pour indiquer dynamiquement l’association spatiale entre les CSI-RS aperiodiques déclenchés et des signaux pilotes précédemment reçus. Ce mécanisme peut être exploité pour affiner le lien d’émission ou de réception comme le présente la Section 2.8.5.2.

2.8.5.2 Exemple d’implémentation

L’indication de la configuration spatiale des CSI-RS émis peut être exploitée pour affiner le lien à l’émission et/ou en réception, comme l’illustre la Figure 2.37. Dans cet exemple d’implémentation, les *csi-ReportConfigId*#1, #3 et #4, dont les configurations ont été décrites sur la Figure 2.35, sont ré-exploités.

Le *csi-ReportConfigId*#1 peut être utilisé pour réaliser un balayage périodique de faisceaux à l’émission et en réception, afin de maintenir le lien entre la station de base et le terminal. Plus spécifiquement, les CSI-RS #7 à #12, qui sont associés au *csi-ReportConfigId*#1, sont émis tous les 10 slots de manière à réaliser un balayage périodique de faisceaux à l’émission. La périodicité du retour d’informations (40 slots) permet de tester 4 faisceaux de réception pour chacun des 6 faisceaux d’émission, comme le représente la Figure 2.37a. Dans cet exemple, à l’issue de ces balayages, le filtre spatial utilisé pour transmettre le CSI-RS #12, combiné au filtre spatial de réception vert, forme le lien dont le bilan de liaison est le plus important. Par conséquent, le terminal remonte sur le slot n l’indice du CSI-RS #12 à la station de base, afin d’indiquer qu’il s’agit du filtre spatial d’émission le plus adapté pour servir le terminal. Cette information peut être directement exploitée pour transmettre les données de contrôle PDCCH (Section 2.6) ou utilisateurs PDSCH (Section 2.7), ou bien pour affiner le filtre spatial d’émission et/ou de réception.

Le *csi-ReportConfigId*#3 peut être déclenché de manière à affiner le filtre spatial d’émission, par l’intermédiaire d’un balayage aperiodique de faisceaux, comme le représente la Figure 2.37b. L’indication du filtre spatial d’émission, dans lequel sont contenus les nouveaux filtres spatiaux d’émission testés, permet au terminal d’utiliser le filtre spatial de réception adéquat. Suite à cette procédure de balayage, le terminal remonte l’indice du CSI-RS (#1 à #6) qui maximise le bilan de liaison.

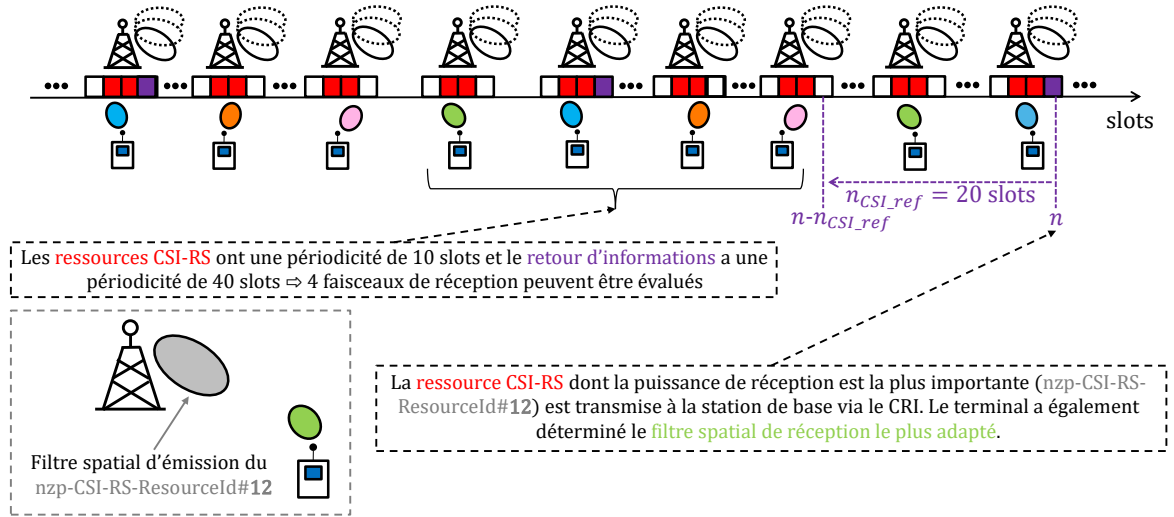
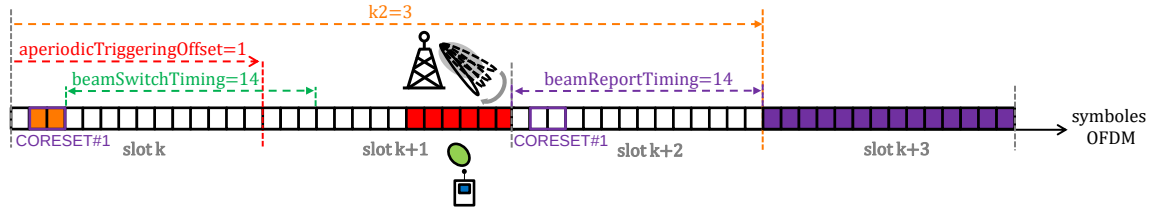
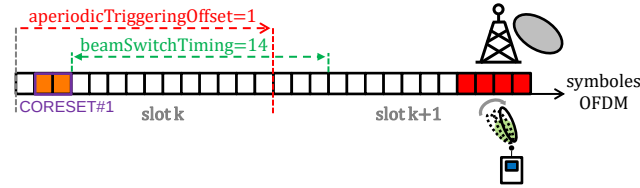
(a) *csi-ReportConfigId*#1 : Balayage périodique de faisceaux à l'émission et en réception(b) *csi-ReportConfigId*#3 : Balayage aperiodique de faisceaux à l'émission avec indication spatiale(c) *csi-ReportConfigId*#4 : Balayage aperiodique de faisceaux en réception avec indication spatiale

FIGURE 2.37 – Exemple d'exploitation de l'indication spatiale des CSI-RS pour l'affinement de lien

Le *csi-ReportConfigId*#4 peut être déclenché de manière à affiner le filtre spatial de réception, par l'intermédiaire d'un balayage aperiodique de faisceaux, comme le représente la Figure 2.37c. L'indication du filtre spatial d'émission permet au terminal de déterminer le filtre spatial de réception à affiner. Suite à cette procédure de balayage, le terminal ne remonte aucune information, mais est capable de former un filtre spatial de réception plus adapté au filtre spatial d'émission associé au CSI-RS #12.

Bien entendu, les balayages de faisceaux aperiodiques peuvent être combinés afin d'affiner le filtre spatial d'émission puis de réception, ou inversement.

2.8.6 Rupture et rétablissement de lien

Dans le cas d'un déploiement réel, le mouvement du terminal ou des réflecteurs composant le canal peut entraîner un blocage soudain du lien qui a été établi suite aux procédures de formation de faisceau analogique. Les mécanismes de retour d'informations (Section 2.8.4) et d'indication spatiale pour la transmission des données de contrôle (Section 2.6.2) ne sont pas adaptés au changement rapide de lien en cas de blocage [30, 12.3]. Ainsi, la norme 5G NR spécifie des mécanismes qui permettent la détection rapide d'une rupture de lien et le rétablissement de celui-ci. Il s'agit d'un processus pouvant être décomposé en 4 étapes [30, 12.3] :

- Détection de la rupture de lien : Le terminal détecte que le lien qui a été défini antérieu-

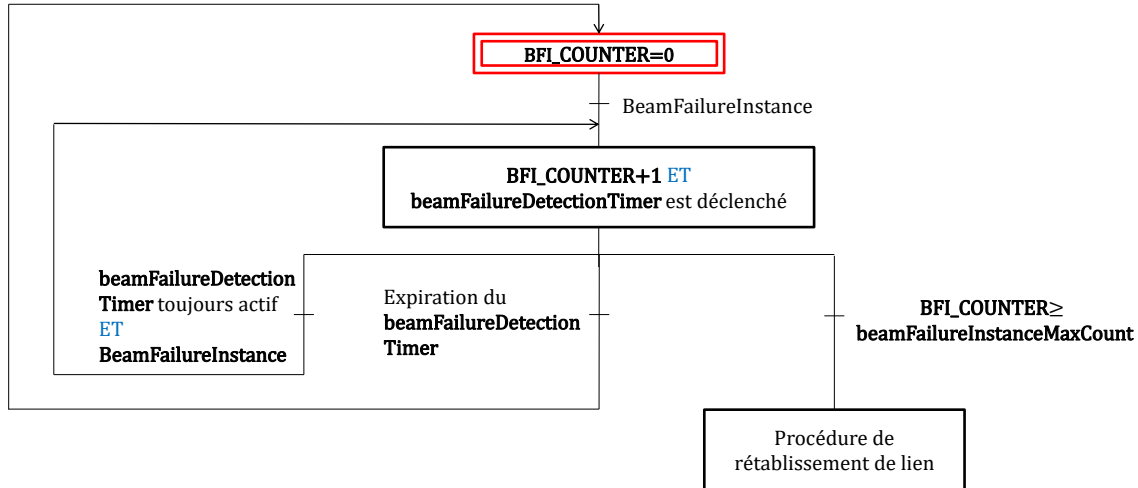


FIGURE 2.38 – Processus de détection de la rupture de lien

rement n'est plus adapté à la communication.

- Identification d'un nouveau lien : Le terminal essaie d'identifier un lien plus adapté.
- Emission d'une demande de rétablissement de lien : Le terminal indique à la station de base un filtre spatial d'émission qui semble plus approprié.
- Réponse du réseau : Le réseau notifie que la demande a été reçue et prise en compte.

2.8.6.1 Détection de la rupture de lien

La rupture de lien est déclarée lorsque la qualité des signaux de contrôle mesurés par le terminal passe sous un seuil préétabli. Plus spécifiquement, le standard 5G NR dissocie deux notions qui sont la détection d'une occurrence de rupture de lien et la rupture de lien. Une occurrence de rupture de lien est comptabilisée lorsque le Block Error Rate (BLER) hypothétique des canaux de contrôle PDCCH mesurés par le terminal est supérieur à 10% [46, 6] [65, Issue 2.1.3] [66, Table 8.1.1-1]. Le BLER est qualifié d'hypothétique puisqu'il est évalué à partir des mesures effectuées sur un ensemble $\bar{q}_0$ de signaux de référence, c'est-à-dire des signaux pilotes CSI-RS ou des blocs de synchronisation SSB [66, 8.1.2 - 8.1.3]. L'ensemble $\bar{q}_0$ admet deux types de configuration [46, 6] [67, 2.1] :

- Méthode explicite : Cette méthode consiste à évaluer le BLER hypothétique à partir des signaux CSI-RS périodiques configurés par la couche RRC via la structure *RadioLinkMonitoringRS* [45, P331].
- Méthode implicite : Cette méthode consiste à évaluer le BLER hypothétique à partir des signaux CSI-RS qui ont été indiqués comme des TCI-States actifs pour la réception du PDCCH. Pour rappel, un unique TCI-State peut être activé par CORESET (Section 2.6.2). Dans le cas où aucun TCI-State n'est actif pour un CORESET donné, les mesures sont effectuées par défaut sur le bloc de synchronisation SSB sélectionné lors de l'accès initial.

La rupture de lien est déclarée après un certain nombre d'occurrences de rupture de lien [51, 5.17]. Ce nombre d'occurrences est défini par le paramètre *beamFailureInstanceMaxCount* qui peut prendre les valeurs suivantes : 1, 2, 3, 4, 5, 6, 8, 10 [45, P330]. Si la durée entre deux occurrences de rupture de lien est supérieure au *beamFailureDetectionTimer*, le nombre d'occurrences est réinitialisé à 0. Lorsque la rupture de lien se produit, la procédure de rétablissement de lien est déclenchée. Le processus global de détection de la rupture de lien est représenté sur la Figure 2.38.

2.8.6.2 Identification d'un nouveau lien

De sorte à identifier un nouveau lien, le terminal mesure la puissance de réception des signaux CSI-RS périodiques et/ou des blocs de synchronisation SSB appartenant à l'ensemble $\bar{q}_1$ défini par la structure *candidateBeamRSList* de la couche RRC [45, P191]. Le terminal évalue différents filtres spatiaux de réception, s'il en a la capacité, afin de déterminer le meilleur lien [30, 12.3.2]. La puissance de réception doit être supérieure à celle configurée par le paramètre *rsrp-ThresholdSSB* pour qu'un lien soit considéré valide et que la demande de rétablissement de lien soit effectuée [45, P191] [66, 8.5.1].

2.8.6.3 Émission d'une demande de rétablissement de lien

Au cours de cette étape, le terminal émet un préambule qui indique à la station de base le signal de l'ensemble $\bar{q}_1$ qui a été sélectionné. Ce préambule est transmis avec le faisceau d'émission qui coïncide avec le faisceau de réception identifié à l'étape précédente [30, 12.3.3]. Les ressources temps-fréquence utilisées pour la transmission du préambule sont spécifiées par la structure *PRACH-ResourceDedicatedBFR* [45, P191] [46, 6]. Suite à cette étape, le terminal attend la réponse du réseau.

2.8.6.4 Réponse du réseau

Le terminal s'attend à ce que la réponse de la station de base soit transmise à l'aide du filtre spatial indiqué par le préambule au minimum 4 slots après l'émission de celui-ci [30, 12.3.3] [46, 6]. Cette réponse est transmise sur le canal PDCCCH dans le CORESET spécifié par l'espace de recherche *recoverySearchSpaceId* sur une fenêtre temporelle spécifiée par le réseau. Dans le cas où aucune réponse n'est reçue, le terminal retransmet une demande de rétablissement de lien en augmentant la puissance d'émission [30, 12.3.3].

2.8.7 Synthèse

En 5G NR, la puissance de réception et la durée d'établissement de lien dépendent d'un nombre important de paramètres qui rendent leur évaluation de façon exhaustive difficile. L'analyse de la norme permet de conclure que **le retour d'informations apériodique, à partir de mesures effectuées sur des signaux CSI-RS également apériodiques, est particulièrement adapté à l'évaluation du canal de transmission instantané**. L'étude réalisée dans la partie III, qui traite des gains de performances envisageables en basant le filtrage spatial sur une combinaison de faisceaux plutôt qu'une simple sélection, s'appuie donc sur cette hypothèse. **Dans cette configuration, la durée d'établissement de lien dépend de trois paramètres :**

- *beamSwitchTiming* : Nombre minimum de symboles OFDM entre le dernier symbole du PDCCCH contenant le DCI, qui indique l'émission des signaux CSI-RS, et le premier symbole sur lequel le premier signal CSI-RS est effectivement émis.
- **Nombre de signaux CSI-RS émis** : chaque signal CSI-RS permet d'évaluer un filtre spatial d'émission.
- *beamReportTiming* : Nombre minimum de symboles OFDM entre le dernier signal CSI-RS mesuré et premier symbole du retour d'informations.

Nous nous attarderons plus particulièrement sur ces deux derniers points. Puisque la durée d'établissement de lien dépend du nombre de signaux CSI-RS émis, **l'évaluation séquentielle des faisceaux d'émission et de réception est préférable à une évaluation conjointe afin de réduire la durée d'établissement de lien**. L'impact d'un tel traitement sur la robustesse de lien est traité plus spécifiquement dans la partie III de ce manuscrit. En outre, la contrainte *beamReportTiming* indique que **la complexité de calculs est un élément significatif de la durée d'établissement de lien**. Les complexités des méthodes avec

sélection de faisceaux ou combinaison de faisceaux sont donc analysées dans la partie III et une méthode de réduction de complexité est proposée pour la seconde. Finalement, les faisceaux sélectionnés ou combinés sont indiqués à la station de base, ce qui impose de **quantifier le retour d'informations**. Cet aspect est également traité dans la partie III.

2.9 Conclusion

Ce second chapitre nous a donné l'occasion de présenter la forme d'onde OFDM et les traitements multi-antennes supportés en 5G NR, ainsi que les caractéristiques temps-fréquence-espace des signaux de synchronisation SSB, des signaux de sondage de canal CSI-RS, des données utilisateurs du PDSCH et des données de contrôle du PDCCH. Cette étude nous a permis de mettre en lumière de nombreux éléments.

En premier lieu, l'opération de filtrage spatial revêt une importance capitale dans les bandes millimétriques puisque l'essentiel des traitements antennaires sont déportés sur l'étage radio-fréquence pour des raisons de coût et de consommation énergétique. **Le filtrage spatial normalisé en 5G NR s'appuie sur une simple sélection de faisceau via la remontée du CRI, qui indique le signal (ou les signaux) CSI-RS de meilleure qualité.** L'opération de filtrage spatial peut être implémentée de diverses manières selon la forme du rayonnement souhaité. Dans le cas d'une excitation de phase linéaire, le filtrage spatial induit un phénomène de focalisation du signal qui est d'autant plus important que le réseau est de grande taille. Cette méthode améliore le bilan de liaison, particulièrement pour les communications en ligne de vue directe, mais requiert l'évaluation de nombreuses directions de propagation. Les techniques d'élargissement de faisceaux peuvent alors s'avérer nécessaires de sorte à décorrélérer l'ouverture du faisceau et la taille du réseau d'antennes, et ainsi diminuer la durée d'établissement de lien.

En second lieu, ce chapitre a permis d'étudier la latence du plan usager et du plan de contrôle avec précision. Une attention particulière a été portée aux mécanismes d'indication des filtres spatiaux qui peuvent induire une latence supplémentaire. **Il a été montré que la latence du plan usager peut être plus faible en 5G NR qu'en LTE du fait de la plus grande flexibilité temporelle des espaces de recherche du PDCCH et de la réduction du temps de transmission élémentaire des données sur le PDSCH.** L'indication du filtre spatial d'émission pour les données du PDSCH entraîne une latence supplémentaire du plan usager qui dépend de la capacité de calcul *timeDurationForQCL* du terminal. En outre, l'exploitation des signaux pilotes CSI-RS et des signaux de synchronisations SSB pour la formation de faisceau analogique a été présentée. **Les signaux CSI-RS apériodiques, couplés à un retour d'informations apériodique, forment la configuration la plus adaptée à une connaissance instantanée du canal de propagation.** Dans cette configuration, la durée d'établissement de lien dépend du nombre de filtres spatiaux testés et des capacités de calculs *beamSwitchTiming* et *beamReportTiming* du terminal. Les filtres spatiaux identifiés à l'aide des signaux CSI-RS ou SSBs sont exploités pour l'émission des données de contrôle sur le PDCCH ou des données utilisateur sur le PDSCH. Ces données peuvent être émises via divers filtres spatiaux ce qui limite la probabilité de rupture de lien dans les bandes millimétriques.

Enfin, ce chapitre a permis d'identifier un ensemble de contraintes systèmes qui seront exploitées dans la suite de ce document. La forme d'onde utilisée en 5G NR s'appuie sur la modulation OFDM et supporte des écarts inter-porteuse de 60 kHz et 120 kHz dans les bandes millimétriques pour la transmission des données utilisateur sur le PDSCH, des données de contrôle sur le PDCCH et des signaux pilotes CSI-RS. Pour des espacements inter-porteuse respectifs de 60 kHz et 120 kHz, des bandes passantes maximales de 200 et 400 MHz sont autorisées sans agrégation de porteuses en 5G NR. En outre, le TDD est le seul mode de duplexage standardisé dans les bandes millimétriques en 5G NR. Celui-ci est beaucoup plus flexible que le mode TDD du LTE, puisqu'il permet notamment d'allouer dynamiquement les symboles OFDM à la voie montante ou descendante. Dans la suite, nous considérerons que

l'ensemble des symboles sont flexibles pour simplifier les simulations.

Chapitre 3

Canal de transmission

Le canal de transmission modélise les perturbations qui affectent le signal lors de sa propagation entre l'émetteur et le récepteur. Les transformations subies par le signal résultent de l'environnement de propagation (milieu urbain, rural...), mais aussi des équipements d'émission et de réception utilisés pour la communication [13]. La Section 3.1 commence par présenter les caractéristiques de la propagation dans les bandes millimétriques. Dans cette première section, nous nous attardons en particulier sur les pertes de propagation en espace libre et sur divers phénomènes physiques (effet de masque, réflexion, diffraction...) qui résultent de l'interaction de l'onde avec les obstacles qui composent le canal de transmission. La Section 3.2 décrit la modélisation du canal de transmission selon une approche géométrique à tracé de rayons. De manière générale, celle-ci consiste à modéliser le canal de transmission selon sa structure géométrique, c'est-à-dire à partir des directions des trajets suivis par l'onde entre l'émetteur et le récepteur. Enfin, la Section 3.3 présente le modèle géométrique 3D CDL standardisé en 5G NR. L'implémentation qui en a été faite sous Matlab au cours de la thèse est également décrite.

3.1 Caractéristiques de la propagation dans les bandes millimétriques

Les signaux de longueur d'onde millimétrique (1-10 mm) occupent le spectre électromagnétique de 30 GHz à 300 GHz. Cette partie du spectre est communément désignée par le terme *bandes millimétriques*. Du fait de la faible longueur des signaux émis à de telles fréquences, les caractéristiques de propagation diffèrent de celles expérimentées dans les bandes historiques (<3GHz) [34] [68].

3.1.1 Pertes de propagation en espace libre

Il est couramment admis que les pertes de propagation en espace libre sont plus importantes sur les bandes millimétriques que sur les bandes historiques. Cette assertion s'appuie sur la formule de Friis, qui caractérise la puissance reçue P_r en champ lointain après propagation en espace libre d'un signal d'une puissance P_t . Pour rappel, la formule de Friis s'exprime [35, 16.6],

$$P_r = G_r G_t \left(\frac{\lambda_0}{4\pi d} \right)^2 P_t, \quad (3.1)$$

où d désigne la distance entre l'émetteur et le récepteur, λ_0 est la longueur d'onde du signal transmis et G_t et G_r caractérisent le gain de l'antenne d'émission et de réception. Si l'on considère des antennes isotropes de gain unitaire ($G_t = G_r = 1$), il apparaît que les pertes de propagation en espace libre sont inversement proportionnelles à la longueur d'onde au carré, c'est-à-dire proportionnelles au carré de la fréquence. Ceci peut être vu comme une conséquence directe de la réduction de l'aire effective $A_e^r = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} G_r$ de l'antenne de réception selon λ_0^2 , lorsqu'un

gain de réception G_r constant est considéré. Si une aire effective A_e^r constante est maintenant considérée, l'équation (3.1) se réécrit,

$$P_r = \frac{A_e^r G_t P_t}{4\pi d^2}, \quad (3.2)$$

et la dépendance à la fréquence de transmission disparaît. La formule (3.2) montre ainsi que les pertes de propagation en espace libre ne sont pas intrinsèquement plus importantes sur les bandes millimétriques que sur les bandes historiques. Néanmoins, pour un gain d'émission G_t constant, le gain de réception G_r doit compenser la réduction de la longueur d'onde λ_0^2 afin que l'aire effective A_e^r soit constante. Cela ne pose pas de problème en théorie puisqu'un plus grand nombre d'antennes peuvent composer le récepteur à mesure que la fréquence de transmission augmente. Le gain maximum G_r attendu est alors proportionnel à λ_0^{-2} et l'aire effective A_e^r est par conséquent constante [34]. Des mesures dans les rues de New York ont permis de confirmer que les pertes de propagation en espace libre sur les bandes millimétriques peuvent être compensées en pratique par l'utilisation de techniques de formation de faisceau [69]. La difficulté qui se pose avant tout est donc de déterminer et d'ajuster la direction du maximum de rayonnement des réseaux d'antennes d'émission et de réception afin de compenser ces pertes.

3.1.2 Autres phénomènes liés à la propagation des ondes

3.1.2.1 Effet de masque

L'une des difficultés posées par le déploiement de systèmes s'appuyant sur des ondes millimétriques provient de la faible capacité de ces ondes à pénétrer la plupart des matériaux [34] [68]. Par exemple, la brique, le béton ou encore le mortier atténuent le signal de plus de 15dB/cm à 40 GHz [70]. Le verre teinté est quant à lui à l'origine d'une atténuation de l'ordre de 10,5dB/cm à 28 GHz [71], tandis que le verre armé entraîne un affaiblissement de 24,1dB/cm à 60 GHz [72]. Les pertes liées au feuillage des arbres deviennent également non négligeables sur les bandes millimétriques. À une fréquence de transmission de 40 GHz, elles sont estimées à 20 dB lorsqu'une épaisseur de feuillage de 10 mètres est considérée [68]. Une formule empirique est donnée en [73] pour calculer les pertes attendues selon la fréquence et l'épaisseur du feuillage considérées. Par ailleurs, les pertes causées par les absorptions atmosphériques et la pluie ne sont pas significatives en raison de la taille limitée des cellules dans les scénarios typiques de déploiement des systèmes millimétriques [69]. Du fait de l'ensemble de ces phénomènes, il est probable qu'une station de base en extérieur ne puisse pas servir un terminal situé à l'intérieur d'un bâtiment ; une autre technologie doit alors être utilisée en complément afin de transmettre l'information au terminal [68].

3.1.2.2 Phénomènes de réflexion et de diffraction

Les communications sans ligne de vue directe (NLOS) sont néanmoins tout-à-fait réalistes, comme l'a montré un ensemble de campagnes de mesures réalisées dans des environnements typiques de déploiement [69] [74]. Ces travaux démontrent la possibilité de couvrir des zones dont le rayon est supérieur à la centaine de mètres, malgré l'absence de ligne de vue directe. Ceci se justifie, pour l'essentiel, par de multiples réflexions du signal sur les objets de l'environnement, plutôt que par des phénomènes de diffraction. En effet, la faible longueur d'onde du signal par rapport aux obstacles de l'environnement explique la piètre propension du signal à être diffracté par ceux-ci [73]. Puisque les obstacles apparaissent également plus irréguliers lorsque la longueur d'onde diminue, les phénomènes de diffusion sont favorisés au détriment des réflexions spéculaires. À mesure que la fréquence augmente, les phénomènes de réflexion, et plus particulièrement ceux de diffusion, deviennent donc prédominants.

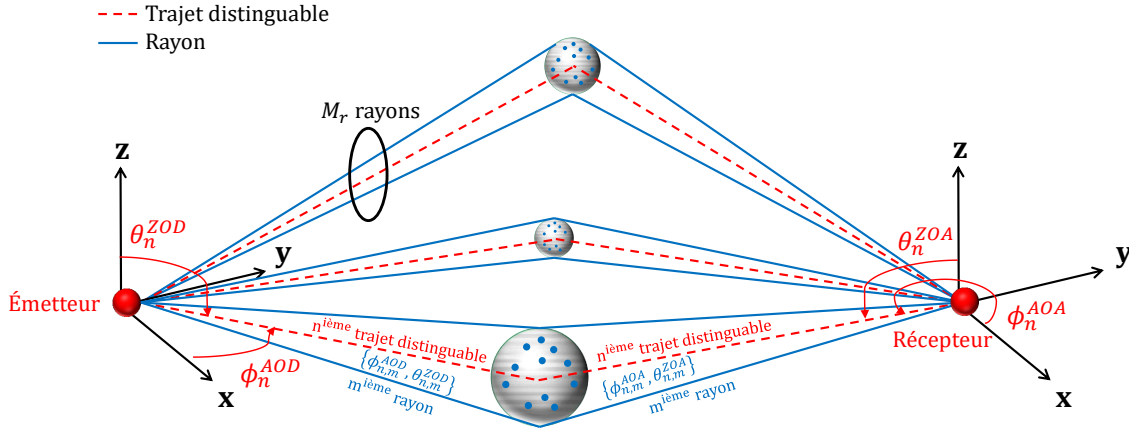


FIGURE 3.1 – Canal de transmission basé sur un modèle géométrique 3D à tracé de rayons

3.1.2.3 Phénomène de dépolarisation

Une onde peut également subir un phénomène de dépolarisation lorsqu'elle traverse un obstacle ou qu'elle se réfléchit sur celui-ci [70]. Une partie de la puissance transmise sur une polarisation donnée est alors reçue sur la polarisation orthogonale. Ce phénomène a pour conséquence directe de créer des interférences entre les polarisations verticale et horizontale pour les systèmes composés d'antennes à polarisation croisée [70] [13, Chapitre 3].

3.2 Modèle à tracé de rayons

Une approche à tracé de rayons vise à modéliser le canal de transmission selon sa structure géométrique, c'est-à-dire à partir des directions des trajets suivis par l'onde entre l'émetteur et le récepteur (Figure 3.1). Ce type de modèle est à la fois utilisé par les industriels et les acteurs du monde académique, puisqu'il est particulièrement adapté à l'implémentation des traitements spatiaux réalisés par les réseaux d'antennes.

3.2.1 Trajets distinguables

Un modèle géométrique 3D à tracé de rayons, tel que celui représenté sur la Figure 3.1, est construit en spécifiant les caractéristiques des N_c trajets distinguables suivis par le signal entre l'émetteur et le récepteur. Ces trajets sont dits distinguables car ils peuvent être isolés les uns des autres dans le domaine temporel par le récepteur. Ainsi, un trajet distinguable n est associé à un retard τ_n .

3.2.2 Angles d'arrivée et de départ

Chaque trajet distinguable n est caractérisé par un angle d'azimut et d'élévation de départ $(\phi_n^{AOD}, \theta_n^{ZOD})$ et d'arrivée $(\phi_n^{AOA}, \theta_n^{ZOA})$. La contribution d'amplitude et de phase d'un trajet distinguable résulte de la somme d'un ensemble de M_r rayons réfléchis, diffractés ou diffusés sur une même zone d'un obstacle donné [13, Chapitre 3]. Les angles d'arrivée $(\theta_{n,m}^{ZOA}, \phi_{n,m}^{AOA})$ et de départ $(\theta_{n,m}^{ZOD}, \phi_{n,m}^{AOD})$ du $m^{\text{ième}}$ rayon sont plus ou moins proches de ceux du $n^{\text{ième}}$ trajet distinguable selon la dispersion provoquée par l'obstacle. Une modification d'amplitude et de phase $\alpha_{n,m}$ est également induite par la propagation de l'onde sur le $m^{\text{ième}}$ rayon du $n^{\text{ième}}$ trajet distinguable.

3.2.3 Effet Doppler

Un signal qui parcourt le canal de transmission par l'intermédiaire du $m^{\text{ième}}$ rayon du $n^{\text{ième}}$ trajet distinguable subit une rotation de phase au cours du temps lorsque le terminal est en mouvement. Ce phénomène est couramment appelé *effet Doppler* et se manifeste lorsque la vitesse $v_{n,m}$ du terminal est non nulle sur le $m^{\text{ième}}$ rayon du $n^{\text{ième}}$ trajet distinguable.

3.2.4 Configuration multi-antennes

La configuration multi-antennes est décrite à partir du retard relatif entre les $N_R \times N_T$ liens, où N_R et N_T correspondent respectivement au nombre d'antennes comprises dans le réseau récepteur et le réseau émetteur. Le retard relatif pour les antennes d'un réseau d'antennes régulier peut être modélisé par un déphasage linéaire comme énoncé dans la Section 2.2. Le retard relatif des $N_R \times N_T$ liens est ainsi décrit en combinant les réponses antennaires de réception $\mathbf{a}_{\text{rx}}(\theta_{n,m}^{\text{ZOA}}, \phi_{n,m}^{\text{AOA}}) \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ et d'émission $\mathbf{a}_{\text{tx}}(\theta_{n,m}^{\text{ZOD}}, \phi_{n,m}^{\text{AOD}}) \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$, qui dépendent respectivement de la direction d'arrivée et de départ du $m^{\text{ième}}$ rayon du $n^{\text{ième}}$ trajet distinguable.

3.2.5 Modélisation mathématiques

Finalement, la réponse impulsionnelle $\mathbf{H}(t, \tau) \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ caractérisant un tel canal de transmission s'exprime,

$$\mathbf{H}(t, \tau) = \sum_{n=1}^{N_c} \left(\sum_{m=1}^{M_r} \alpha_{n,m} e^{j \frac{2\pi}{\lambda_0} v_{n,m} t} \mathbf{a}_{\text{rx}}(\theta_{n,m}^{\text{ZOA}}, \phi_{n,m}^{\text{AOA}}) \mathbf{a}_{\text{tx}}^H(\theta_{n,m}^{\text{ZOD}}, \phi_{n,m}^{\text{AOD}}) \right) \delta(\tau - \tau_n), \quad (3.3)$$

où les réponses antennaires $\mathbf{a}_{\text{rx}}(\theta_{n,m}^{\text{ZOA}}, \phi_{n,m}^{\text{AOA}})$ et $\mathbf{a}_{\text{tx}}(\theta_{n,m}^{\text{ZOD}}, \phi_{n,m}^{\text{AOD}})$ ainsi que l'expression de la vitesse $v_{n,m}$ sont détaillées en Annexe D.1 et D.2. La fonction de transfert $\mathbf{H}(t, f)$ est dépendante de l'instant t considéré du fait de l'effet Doppler et s'écrit,

$$\mathbf{H}(t, f) = \sum_{n=1}^{N_c} \sum_{m=1}^{M_r} \alpha_{n,m} e^{j 2\pi \left(\frac{v_{n,m}}{\lambda_0} t - \tau_n \right) f} \mathbf{a}_{\text{rx}}(\theta_{n,m}^{\text{ZOA}}, \phi_{n,m}^{\text{AOA}}) \mathbf{a}_{\text{tx}}^H(\theta_{n,m}^{\text{ZOD}}, \phi_{n,m}^{\text{AOD}}). \quad (3.4)$$

Dans le cas où le canal de transmission varie suffisamment lentement sur la durée d'intérêt T , c'est-à-dire si le décalage Doppler des rayons est petit ($v_{n,m} T \ll 1, \forall \{n, m\}$), celui-ci s'exprime,

$$\mathbf{H}(f) = \sum_{n=1}^{N_c} \sum_{m=1}^{M_r} \alpha_{n,m} e^{-j 2\pi \tau_n f} \mathbf{a}_{\text{rx}}(\theta_{n,m}^{\text{ZOA}}, \phi_{n,m}^{\text{AOA}}) \mathbf{a}_{\text{tx}}^H(\theta_{n,m}^{\text{ZOD}}, \phi_{n,m}^{\text{AOD}}). \quad (3.5)$$

La difficulté est alors de paramétrer correctement les différentes variables de l'équation (3.5) afin de modéliser des environnements réalistes. Le modèle CDL, proposé par le 3GPP, spécifie le paramétrage à appliquer pour divers types de scénarios [75].

3.3 Modèle Clustered Delay Line (CDL)

Dans cette section, nous décrivons le canal de transmission CDL standardisé en 5G NR pour les évaluations de lien. Nous commençons tout d'abord par exposer quelques généralités qui caractérisent ce modèle en Section 3.3.1. Puis, nous détaillons le calcul des coefficients nécessaires à la génération du canal CDL au cours des Sections 3.3.2 à 3.3.7. Enfin, la Section 3.3.8 décrit la discrétisation du canal de transmission, qui est nécessaire à l'implémentation du modèle sous Matlab.

3.3.1 Généralités

Cette section présente le domaine de définition du modèle CDL ainsi que les environnements qui peuvent être modélisés par celui-ci. Au cours de cette section, nous précisons également les coefficients fixés par le standard 5G NR et ceux à calculer lors de la génération du canal de transmission.

3.3.1.1 Domaine de définition du modèle CDL

Le modèle CDL caractérise le canal de transmission sur la bande de fréquence qui s'étend de 0,5 GHz à 100 GHz, pour une bande passante maximale de 2 GHz [75, 7.7.1]. Ce modèle est composé de sous-modèles, dont les paramètres définissent des environnements NLOS (CDL-A, CDL-B et CDL-C) ou LOS (CDL-D et CDL-E).

3.3.1.2 Canaux modélisés par le modèle CDL

Le CDL-A modélise un canal de transmission *Indoor* [76]. Ce modèle caractérise une petite cellule isolée, typiquement déployée dans un bureau, afin de servir des utilisateurs statiques ou qui se déplacent à pied [77, 8.1].

Le CDL-B modélise un canal de transmission *Urban micro-cellular* [76]. Ce modèle caractérise une cellule dans un centre urbain, où les antennes de la station de base et du terminal sont à l'extérieur, à une hauteur bien inférieure à celle des bâtiments environnants. Dans ce type de scénario, les utilisateurs marchent ou se déplacent à faible allure à l'aide de véhicules [77, 1.2.2.1].

Le CDL-C modélise un canal de transmission *Urban macro-cellular* [76]. Ce modèle caractérise une cellule pour laquelle les antennes de la station de base sont placées bien au-dessus des bâtiments environnants tandis que les utilisateurs, qui peuvent se déplacer à vitesse de marche ou dans des véhicules rapides, se situent dans la rue [77, 1.2.1.1].

Les scénarios modélisés par les deux canaux LOS ne sont pas précisés par la norme [75] et les recherches effectuées n'ont pas permis de trouver les discussions des partenaires 3GPP traitant de ce sujet.

3.3.1.3 Tables CDL

Le standard 5G NR spécifie une table pour chaque modèle CDL (Annexe D.3) [75, 7.7.1]. Ces tables donnent les valeurs numériques prises par les paramètres apparaissant dans les équations génériques données dans la Section 3.2. Certains d'entre eux n'apparaissent pas directement dans les équations puisqu'ils sont exploités pour le calcul de $\alpha_{n,m}$. Les paramètres spécifiés par chaque table sont les suivants :

- Le nombre N_c de trajets distinguables. Dans le cas d'un scénario NLOS, $N_c = 23$ pour les CDL-A/B et $N_c = 24$ pour le CDL-C. Dans le cas d'un scénario LOS, $N_c = 13$ pour le CDL-D et $N_c = 14$ pour le CDL-E.
- Le nombre M_r de rayons par trajet distinguishable. Quels que soient la table NLOS et le trajet distinguishable considérés, le standard définit $M_r = 20$.
- Les angles d'azimut et d'élévation de départ ($\phi_n^{AOD}, \theta_n^{ZOD}$) et d'arrivée ($\phi_n^{AOA}, \theta_n^{ZOA}$) du $n^{\text{ième}}$ trajet distinguishable.
- Le retard normalisé τ'_n associé au $n^{\text{ième}}$ trajet distinguishable. Le retard τ_n est calculé à partir du retard normalisé τ'_n et de l'écart-type du retard τ_{rms} souhaité (Section 3.3.2). Il est à noter que 2 trajets distinguables peuvent être associés aux mêmes angles d'azimut et d'élévation de départ et d'arrivée.
- L'atténuation de puissance $P_{n,\text{dB}}$ en décibels du signal se propageant sur le $n^{\text{ième}}$ trajet distinguishable. Dans le cas des scénarios NLOS, le CDL-A est caractérisé par quelques trajets distinguables prépondérants tandis que les atténuations de puissance pour les différents trajets sont plus proches dans le cas des CDL-B/C. Les scénarios LOS sont modélisés par un trajet distinguishable prépondérant devant les autres.
- La moyenne quadratique de la dispersion des rayons de départ/d'arrivée en azimut (c_{ASD}/c_{ASA}) et en élévation (c_{ZSA}/c_{ZSD}). Le phénomène de dispersion se manifeste notamment pour les rayons d'arrivée en azimut. Dans le cas des scénarios NLOS, la dispersion des rayons est la plus importante en CDL-B et la plus modérée en CDL-A.
- Le ratio de puissance de polarisation croisée κ qui caractérise la dépolarisation de l'onde après propagation sur le canal (Section 3.1.2.3).

TABLE 3.1 – Exemples de paramétrage pour l'étalement des retards

Modèle d'écart-type du retard	τ_{rms}
Très court	10 ns
Court	30 ns
Normal	100 ns
Long	300 ns
Très long	1000 ns

3.3.1.4 Calcul de la pondération complexe $\alpha_{n,m}$

La pondération complexe $\alpha_{n,m}$ dépend quant à elle de multiples paramètres non spécifiés par les tables, dont :

- L'orientation d'une antenne par rapport au repère global selon les paramètres α , β et γ (Section 3.3.3).
- Le champ rayonné par une antenne du réseau selon les polarisations verticale $F_\vartheta(\theta, \phi)$ et horizontale $F_\varphi(\theta, \phi)$ (Section 3.3.4).
- Les angles de départ $(\phi_{n,m}^{AOD}, \theta_{n,m}^{ZOD})$ et d'arrivée $(\phi_{n,m}^{AOA}, \theta_{n,m}^{ZOA})$ du $m^{\text{ième}}$ rayon du $n^{\text{ième}}$ trajet distinguable (Section 3.3.5).
- Des phases initiales $\{\Phi_{n,m}^{\vartheta\vartheta}, \Phi_{n,m}^{\vartheta\varphi}, \Phi_{n,m}^{\varphi\vartheta}, \Phi_{n,m}^{\varphi\varphi}\}$ du $m^{\text{ième}}$ rayon du $n^{\text{ième}}$ trajet distinguable pour les quatre combinaisons de polarisation possibles $\{\vartheta\vartheta, \vartheta\varphi, \varphi\vartheta, \varphi\varphi\}$ (Section 3.3.6).

Les étapes de calculs nécessaires à l'obtention de $\alpha_{n,m}$ sont détaillées dans les sections suivantes.

3.3.2 Calcul des retards τ_n selon l'écart-type du retard τ_{rms} souhaité

Les retards τ'_n donnés par les tables CDL sont normalisés dans le sens où l'écart-type du retard τ'_{rms} est égal à 1 (Annexe D.4). L'avantage d'une telle approche est que le calcul des retards τ_n selon l'écart-type du retard τ_{rms} souhaité est très simple, il suffit d'appliquer [75, 7.7.3],

$$\tau_n = \tau'_n \times \tau_{rms}. \quad (3.6)$$

Des écarts-types de retard sont donnés à titre d'exemple dans le standard 5G NR et sont contenus dans la Table 3.1 de ce manuscrit. Les écarts-types courts correspondent plutôt à un environnement LOS tandis que les écarts-types de type normal ou long sont plus appropriés à un scénario NLOS.

3.3.3 Repères global et local

Le modèle CDL spécifié par le standard 5G NR autorise la prise en compte de l'orientation des antennes d'émission et de réception pour le calcul du coefficient de pondération complexe $\alpha_{n,m}$. Pour ce faire, un repère global, commun à l'ensemble des antennes d'émission et de réception, et des repères locaux, propres à une antenne ou à un panneau d'antennes, sont construits [75, 7.1.2]. Tel qu'illustré par la Figure 3.2, le repère global est caractérisé par des coordonnées sphériques (ρ, θ, ϕ) et des vecteurs unitaires $(\boldsymbol{\vartheta}, \boldsymbol{\varphi})$ tandis qu'un repère local est caractérisé par des coordonnées sphériques (ρ', θ', ϕ') et des vecteurs unitaires $(\boldsymbol{\vartheta}', \boldsymbol{\varphi}')$. Comme le représente la Figure 3.3, un repère local est obtenu par l'application de trois rotations successives α, β, γ au repère global selon les axes $z, \dot{y}$ et $\ddot{x}$. Une telle suite d'opérations est décrite sous la forme d'une matrice de passage $\mathbf{R}$ dont l'expression est la suivante [75, 7.1.3],

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \mathbf{R}_Z(\alpha) \mathbf{R}_Y(\beta) \mathbf{R}_X(\gamma) \\ &= \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) & 0 \\ \sin(\alpha) & \cos(\alpha) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\beta) & 0 & \sin(\beta) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\beta) & 0 & \cos(\beta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\gamma) & -\sin(\gamma) \\ 0 & \sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.7)$$

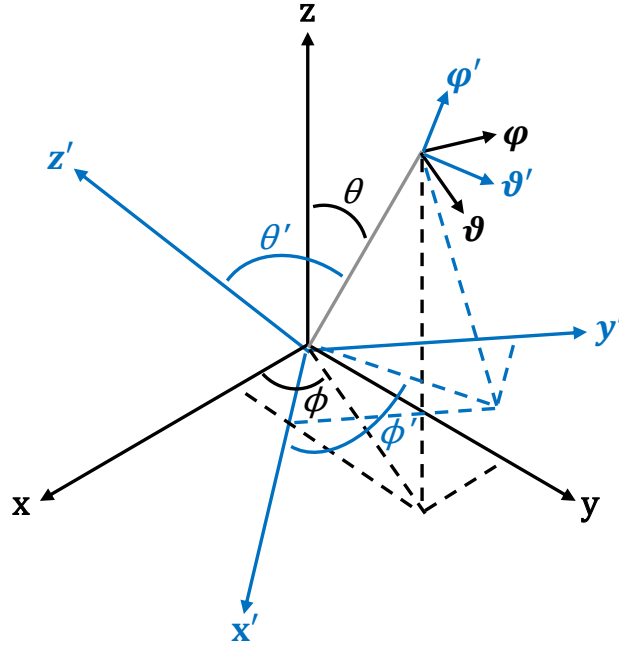


FIGURE 3.2 – Repère global (noir) et repère local (bleu)

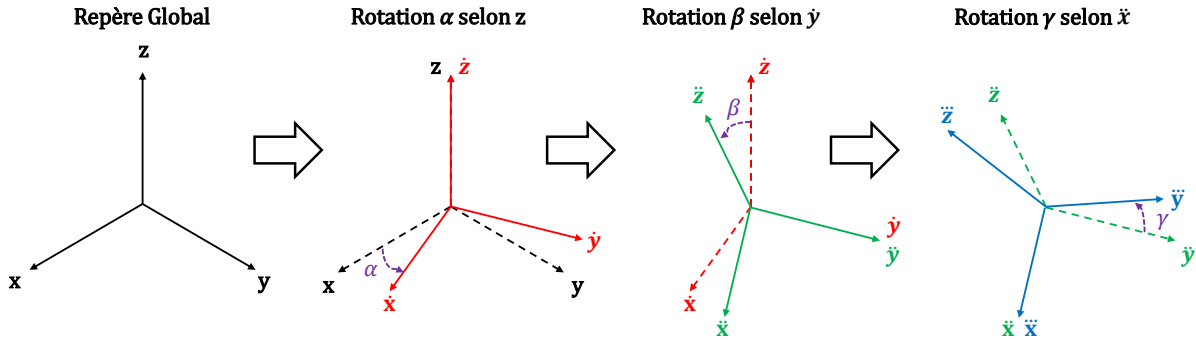


FIGURE 3.3 – Passage du repère global (noir) au repère local (bleu)

Avec le modèle CDL, le champ rayonné par une antenne est d'abord calculé dans le repère local, avant d'être exprimé dans le repère global à l'aide de la matrice de rotation $\mathbf{R}$. Ce point est abordé plus précisément dans la section suivante. Il est important de noter que les paramètres spécifiés dans les équations de la Section 3.2 sont exprimés dans le repère global.

3.3.4 Génération du champ électrique rayonné par une antenne

La génération dans le repère global des composantes du champ électrique $F_{\vartheta}(\theta, \phi)$ et $F_{\phi}(\theta, \phi)$, qui correspondent aux composantes du champ électrique polarisées verticalement et horizontalement, est effectuée en 3 étapes. Le diagramme de rayonnement 3D $A'_{dB}(\theta', \phi')$ de l'antenne doit tout d'abord être spécifié dans le repère local. Le calcul des composantes des champs électriques $F'_{\vartheta}(\theta', \phi')$ et $F'_{\phi}(\theta', \phi')$ est ensuite réalisé dans ce même repère. Finalement, les composantes du champ électrique, qui sont exprimées dans le repère local, sont converties dans le repère global à l'aide de la matrice de passage $\mathbf{R}$ qui est définie dans la Section 3.3.3.

3.3.4.1 Diagramme de rayonnement 3D d'une antenne

Pour obtenir le diagramme de rayonnement $A'_{dB}(\theta', \phi')$ d'une antenne dans son repère local, il convient tout d'abord de spécifier le diagramme de rayonnement $A'_{dB}(\theta', \phi' = 0^\circ)$ dans le plan vertical et le diagramme de rayonnement $A'_{dB}(\theta' = 90^\circ, \phi')$ dans le plan horizontal. Pour cela, il est nécessaire de caractériser l'ouverture à -3 dB dans le plan vertical (θ_{3dB}) et horizontal (ϕ_{3dB}) puis d'appliquer les formules suivantes [75, 7.3],

$$\begin{cases} A'_{dB}(\theta', \phi' = 0^\circ) = -\min\left\{12 \left(\frac{\theta' - 90^\circ}{\theta_{3dB}}\right)^2, SLA_v\right\} \\ A'_{dB}(\theta' = 90^\circ, \phi') = -\min\left\{12 \left(\frac{\phi'}{\phi_{3dB}}\right)^2, A_{max}\right\} \end{cases}, \quad (3.8)$$

où le SLA_v et A_{max} définissent l'écart de puissance en dB entre le maximum et le minimum de rayonnement selon les deux plans. Les formules de l'équation (3.8) spécifient implicitement que la puissance de rayonnement maximale est obtenue dans la direction $(\theta' = 90^\circ, \phi' = 0^\circ)$.

Le diagramme de rayonnement 3D de l'antenne $A'_{dB}(\theta', \phi')$ est finalement calculé en sommant les puissances rayonnées selon les deux plans, tout en y ajoutant le gain maximum de l'antenne G_{max} . Ainsi,

$$A'_{dB}(\theta', \phi') = G_{max} - \min\{- (A'_{dB}(\theta', \phi' = 0^\circ) + A'_{dB}(\theta' = 90^\circ, \phi')), A_{max}\}. \quad (3.9)$$

3.3.4.2 Calcul du champ électrique dans le repère local

Le standard 5G NR définit deux modèles de génération du champ électrique [75, 7.3.2]. Dans cette partie, nous nous intéressons uniquement au second modèle, qui a pour particularité de considérer que l'angle de polarisation ξ du champ électrique est indépendant des angles d'élévation θ' et d'azimut ϕ' . Par conséquent, l'amplitude de la composante $F'_{\theta'}(\theta', \phi')$ de polarisation verticale et l'amplitude de la composante $F'_{\phi'}(\theta', \phi')$ de polarisation horizontale s'expriment,

$$\begin{cases} F'_{\theta'}(\theta', \phi') = \sqrt{A'(\theta', \phi')} \cos(\xi) \\ F'_{\phi'}(\theta', \phi') = \sqrt{A'(\theta', \phi')} \sin(\xi) \end{cases}, \quad (3.10)$$

où $A'(\theta', \phi') = 10^{\frac{A'_{dB}(\theta', \phi')}{10}}$ et où ξ est l'angle de polarisation du champ électrique.

3.3.4.3 Calcul du champ électrique dans le repère global

Les composantes $F'_{\theta'}(\theta', \phi')$ et $F'_{\phi'}(\theta', \phi')$ du champ électrique, qui sont respectivement exprimées selon les vecteurs $\boldsymbol{\vartheta}'(\theta', \phi')$ et $\boldsymbol{\varphi}'(\theta', \phi')$ du repère local, doivent être écrites selon les vecteurs $\boldsymbol{\vartheta}(\theta, \phi)$ et $\boldsymbol{\varphi}(\theta, \phi)$ afin d'obtenir les composantes $F_{\vartheta}(\theta, \phi)$ et $F_{\varphi}(\theta, \phi)$ du champ électrique dans le repère global. Pour ce faire, les composantes du champ électrique, exprimées selon les vecteurs $\boldsymbol{\vartheta}'(\theta', \phi')$ et $\boldsymbol{\varphi}'(\theta', \phi')$ du repère local, sont multipliées par la matrice de passage $\mathbf{R}$ afin d'être écrites dans le repère global. Après cette opération, les vecteurs obtenus sont projetés selon $\boldsymbol{\vartheta}(\theta, \phi)$ et $\boldsymbol{\varphi}(\theta, \phi)$ de sorte à obtenir les composantes $F_{\vartheta}(\theta, \phi)$ et $F_{\varphi}(\theta, \phi)$. Cette suite d'opérations peut être exprimée par le calcul matriciel suivant,

$$\begin{bmatrix} F_{\vartheta}(\theta, \phi) \\ F_{\varphi}(\theta, \phi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\vartheta}^T(\theta, \phi) \mathbf{R} \boldsymbol{\vartheta}'(\theta', \phi') & \boldsymbol{\vartheta}^T(\theta, \phi) \mathbf{R} \boldsymbol{\varphi}'(\theta', \phi') \\ \boldsymbol{\varphi}^T(\theta, \phi) \mathbf{R} \boldsymbol{\vartheta}'(\theta', \phi') & \boldsymbol{\varphi}^T(\theta, \phi) \mathbf{R} \boldsymbol{\varphi}'(\theta', \phi') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F'_{\theta'}(\theta', \phi') \\ F'_{\phi'}(\theta', \phi') \end{bmatrix}, \quad (3.11)$$

où les expressions générales des vecteurs unitaires d'un repère sphérique sont données en Annexe D.5 et où la relation liant les angles ϕ' et θ' aux angles ϕ et θ est précisée en Annexe D.6.

Bien que la formule 3.11 soit donnée $\forall\{\theta, \phi\}$, il n'est pas nécessaire de calculer les composantes $F_{\vartheta}(\theta, \phi)$ et $F_{\varphi}(\theta, \phi)$ dans l'ensemble des directions possibles. En effet, seules les composantes du champ rayonné dans les directions d'arrivée $(\phi_{n,m}^{AOA}, \theta_{n,m}^{ZOA})$ et de départ $(\phi_{n,m}^{AOD}, \theta_{n,m}^{ZOD})$ ont un intérêt pour le calcul des coefficients $\alpha_{n,m}$. Le calcul de ces angles dans le repère global est détaillé dans la section suivante.

TABLE 3.2 – Offset d'angle α_m selon l'indice du rayon pour une moyenne quadratique de dispersion des rayons normalisée à 1 [75, Table 7.5-3]

indice du rayon	offset α_m
1 ; 2	$\pm 0,0447$
3 ; 4	$\pm 0,1413$
5 ; 6	$\pm 0,2492$
7 ; 8	$\pm 0,3715$
9 ; 10	$\pm 0,5129$
11 ; 12	$\pm 0,6797$
13 ; 14	$\pm 0,8844$
15 ; 16	$\pm 1,1481$
17 ; 18	$\pm 1,5195$
19 ; 20	$\pm 2,1551$

3.3.5 Génération des angles d'arrivée et de départ

Les directions d'arrivée ($\phi_{n,m}^{AOA}$, $\theta_{n,m}^{ZOA}$) et de départ ($\phi_{n,m}^{AOD}$, $\theta_{n,m}^{ZOD}$) du $m^{\text{ième}}$ rayon du $n^{\text{ième}}$ trajet distinguable sont calculées à partir des directions d'arrivée (ϕ_n^{AOA} , θ_n^{ZOA}) et de départ (ϕ_n^{AOD} , θ_n^{ZOD}) du $n^{\text{ième}}$ trajet distinguable, qui sont définies dans les tables CDLs [75, 7.7.1]. Ces directions d'arrivée et de départ sont plus ou moins modifiées selon les facteurs c_{ASA} , c_{ASD} , c_{ZSA} et c_{ZSD} , spécifiés par les tables CDLs, qui définissent la moyenne quadratique de la dispersion des rayons d'un trajet distinguable. Ces facteurs pondèrent les termes α_m , qui assurent que la moyenne quadratique de la dispersion des rayons est normalisée à 1 lorsqu'une pondération unitaire c_{ASA} , c_{ASD} , c_{ZSA} ou c_{ZSD} est appliquée (Table 3.2). Ainsi, les angles d'arrivée et de départ du $m^{\text{ième}}$ rayon du $n^{\text{ième}}$ trajet distinguable s'expriment [75, 7.7.1],

$$\begin{cases} \phi_{n,m}^{AOA} = \phi_n^{AOA} + c_{ASA}\alpha_m \\ \phi_{n,m}^{AOD} = \phi_n^{AOD} + c_{ASD}\alpha_m \\ \theta_{n,m}^{ZOA} = \theta_n^{ZOA} + c_{ZSA}\alpha_m \\ \theta_{n,m}^{ZOD} = \theta_n^{ZOD} + c_{ZSD}\alpha_m \end{cases} \quad (3.12)$$

Les rayons de départ et d'arrivée des modèles CDL-A/B/C sont représentés sur la Figure 3.4. Afin que la structure du canal ne soit pas complètement déterministe, les angles de départ et d'arrivée sont associés aléatoirement. Ce processus s'effectue en trois étapes :

- Couplage aléatoire des angles $\phi_{n,m}^{AOD}$ aux angles $\phi_{n,m}^{AOA}$ d'un trajet distinguable.
- Couplage aléatoire des angles $\theta_{n,m}^{ZOD}$ aux angles $\theta_{n,m}^{ZOA}$ d'un trajet distinguable.
- Couplage aléatoire des angles $\phi_{n,m}^{AOD}$ aux angles $\theta_{n,m}^{ZOD}$ d'un trajet distinguable.

Les associations d'angles obtenues suite à ces trois étapes sont exploitées pour le calcul des réponses antennaires $\mathbf{a}_{rx}(\theta_{n,m}^{ZOA}, \phi_{n,m}^{AOA})$ et $\mathbf{a}_{tx}(\theta_{n,m}^{ZOD}, \phi_{n,m}^{AOD})$ de l'équation (3.5) ou encore pour le calcul des composantes du champ électrique des antennes de réception ($F_{rx,\vartheta}(\theta_{n,m}^{ZOA}, \phi_{n,m}^{AOA})$, $F_{rx,\varphi}(\theta_{n,m}^{ZOA}, \phi_{n,m}^{AOA})$) et d'émission ($F_{tx,\vartheta}(\theta_{n,m}^{ZOD}, \phi_{n,m}^{AOD})$, $F_{tx,\varphi}(\theta_{n,m}^{ZOD}, \phi_{n,m}^{AOD})$) de l'équation (3.11).

3.3.6 Génération de la pondération complexe $\alpha_{n,m}$

La pondération complexe $\alpha_{n,m}$ de l'onde qui emprunte le $m^{\text{ième}}$ rayon du $n^{\text{ième}}$ trajet distinguable est générée en combinant les composantes du champ électrique d'émission ($F_{tx,\vartheta}(\theta_{n,m}^{ZOD}, \phi_{n,m}^{AOD})$, $F_{tx,\varphi}(\theta_{n,m}^{ZOD}, \phi_{n,m}^{AOD})$) et de réception ($F_{rx,\vartheta}(\theta_{n,m}^{ZOA}, \phi_{n,m}^{AOA})$, $F_{rx,\varphi}(\theta_{n,m}^{ZOA}, \phi_{n,m}^{AOA})$), par l'intermédiaire d'une matrice de dépolarisation $\mathbf{A}_{n,m} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$ qui est décrite en Section 3.3.6.2 [75, 7.5] [78]. Le coefficient $\alpha_{n,m}$ s'exprime,

$$\alpha_{n,m} = \sqrt{\frac{P'_n}{M_r}} \begin{bmatrix} F_{rx,\vartheta}(\theta_{n,m}^{ZOA}, \phi_{n,m}^{AOA}) \\ F_{rx,\varphi}(\theta_{n,m}^{ZOA}, \phi_{n,m}^{AOA}) \end{bmatrix}^T \mathbf{A}_{n,m} \begin{bmatrix} F_{tx,\vartheta}(\theta_{n,m}^{ZOD}, \phi_{n,m}^{AOD}) \\ F_{tx,\varphi}(\theta_{n,m}^{ZOD}, \phi_{n,m}^{AOD}) \end{bmatrix}, \quad (3.13)$$

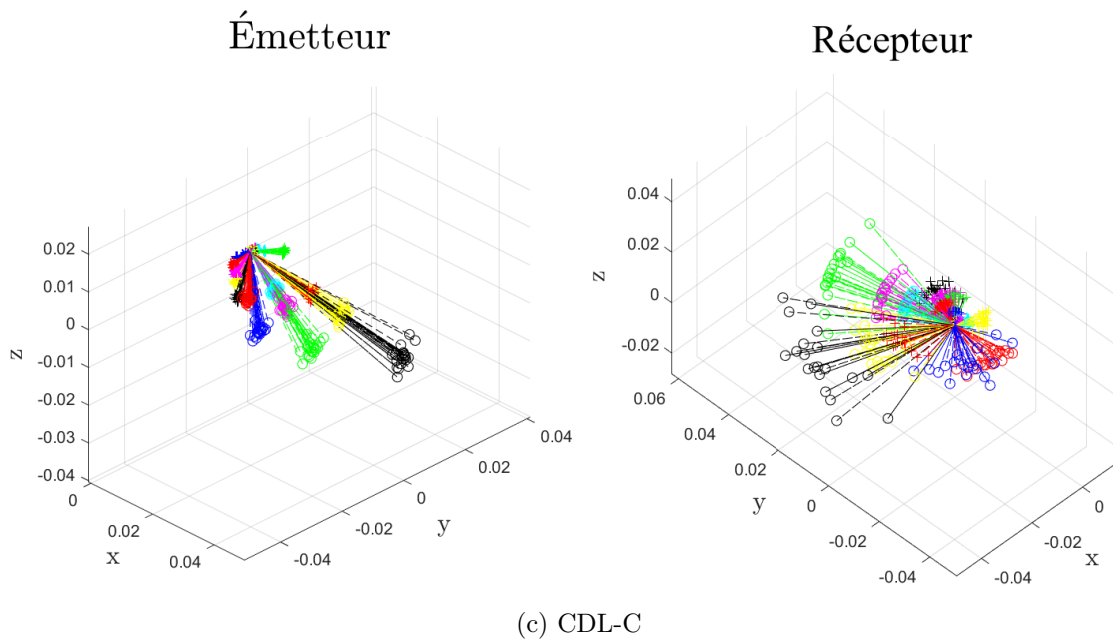
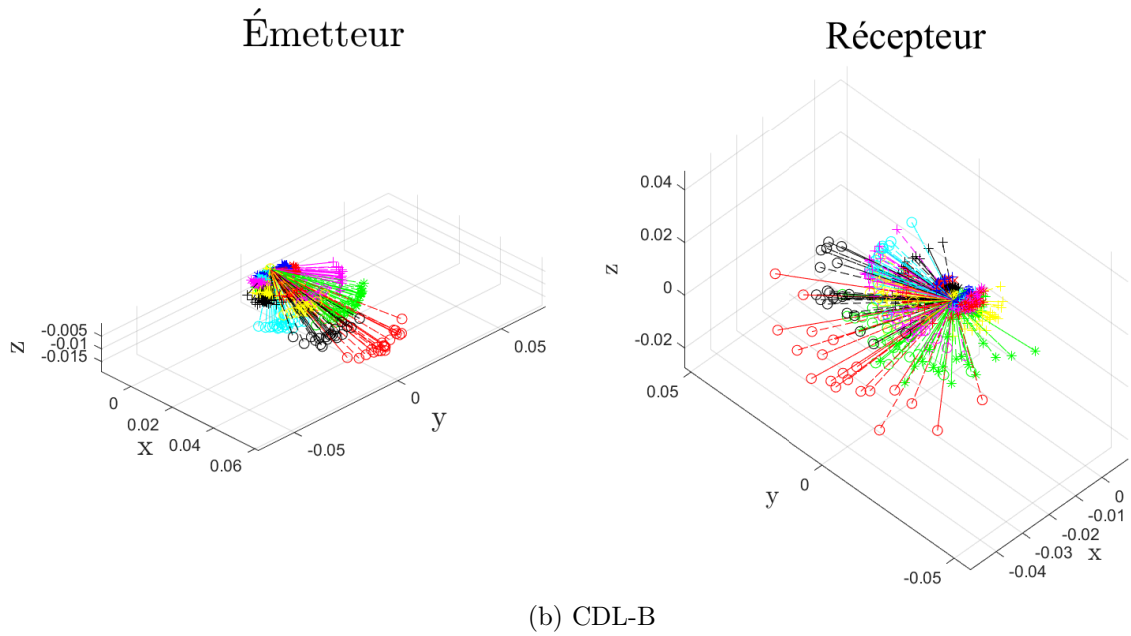
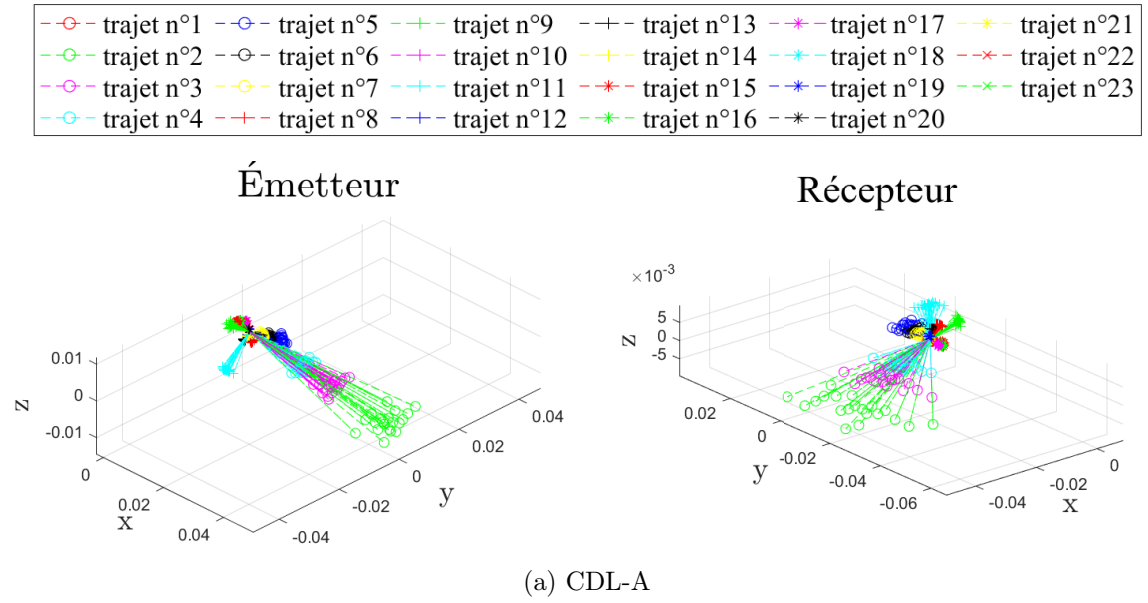


FIGURE 3.4 – Rayons de départ (gauche) et d'arrivée (droite) pour les modèles CDLs NLoS

où le rapport P'_n/M_r signifie simplement que la puissance P'_n d'un trajet distinguable est équirépartie entre les M_r rayons qui le composent.

3.3.6.1 Normalisation en puissance du canal de transmission

Les tables CDL standardisées en 5G NR ne sont pas normalisées en puissance. En effet, la puissance moyenne théorique de réception $P_{\text{moyenne}}^{\text{théorique}} = \sum_{n=1}^{N_c} P_n$ est supérieure à 1 quelle que soit la table CDL considérée. Dans la suite, nous considérons que la puissance des trajets distinguables est normalisée afin que la puissance moyenne reçue soit égale à 1. La puissance normalisée P'_n du $n^{\text{ième}}$ trajet distinguable s'exprime,

$$P'_n = \frac{P_n}{\sum_{n=1}^{N_c} P_n}, \quad (3.14)$$

où $P_n = 10^{\frac{P_{n,\text{dB}}}{10}}$ correspond à l'atténuation linéaire de puissance, spécifiée par la table CDL d'intérêt, pour le $n^{\text{ième}}$ trajet distinguable.

3.3.6.2 Calcul de la matrice de dépolarisation $\mathbf{A}_{n,m}$

La matrice de dépolarisation $\mathbf{A}_{n,m}$, utilisée pour le calcul de $\alpha_{n,m}$, s'écrit,

$$\mathbf{A}_{n,m} = \begin{bmatrix} e^{j\Phi_{n,m}^{\vartheta,\vartheta}} & \sqrt{\kappa^{-1}} e^{j\Phi_{n,m}^{\vartheta,\varphi}} \\ \sqrt{\kappa^{-1}} e^{j\Phi_{n,m}^{\varphi,\vartheta}} & e^{j\Phi_{n,m}^{\varphi,\varphi}} \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

Les paramètres $\{\Phi_{n,m}^{\vartheta,\vartheta}, \Phi_{n,m}^{\vartheta,\varphi}, \Phi_{n,m}^{\varphi,\vartheta}, \Phi_{n,m}^{\varphi,\varphi}\}$ désignent les phases initiales du $m^{\text{ième}}$ rayon du $n^{\text{ième}}$ trajet distinguable pour les quatre combinaisons de polarisation possibles $\{\vartheta\vartheta, \vartheta\varphi, \varphi\vartheta, \varphi\varphi\}$. Ces phases initiales sont tirées selon une loi uniforme $\mathcal{U}(-\pi, \pi)$ entre $-\pi$ et π [75, 7.5].

Le paramètre κ caractérise le rapport linéaire de puissance de polarisation croisée. Dans le cas où κ est grand, $\sqrt{\kappa^{-1}}$ tend vers 0, ce qui signifie que l'interférence entre les polarisations orthogonales est nulle. Ce terme est calculé selon la relation suivante [75, 7.5],

$$\kappa = 10^{XPR/10}, \quad (3.16)$$

où le XPR désigne le rapport de puissance de polarisation croisée en dB. La valeur numérique du XPR est conditionnée par la nature des obstacles de l'environnement et est donc différente d'une table CDL à l'autre (Annexe D.3).

3.3.7 Translation spatiale des trajets distinguables

Bien que les sections précédentes soient suffisantes pour générer le modèle CDL, une limite importante apparaît. En effet, les angles d'arrivée et de départ des trajets distinguables sont parfaitement déterministes puisqu'ils sont spécifiés dans les tables. La conséquence directe, plus particulièrement dans un scénario LOS, est que les angles d'arrivée et de départ les plus favorables à la propagation du signal sont toujours les mêmes, ce qui ne correspond pas à un scénario réaliste. Si tel était le cas, les procédures de balayages de faisceaux décrites au cours du Chapitre 2 ne seraient pas nécessaires.

Ainsi, le standard 5G NR propose une méthode générique qui permet de traduire les angles d'arrivée ou de départ, en élévation ou en azimut, des trajets distinguables spécifiés dans les tables CDL. Cette méthode modifie les traitements décrits dans la section 3.3.5. Nous considérons ici qu'un angle spécifié par la table CDL pour le $n^{\text{ième}}$ trajet distinguable, noté $\phi_{n,\text{ref}}$, est écrit ϕ_n après translation. Le principe de la méthode consiste à spécifier l'angle moyen souhaité μ_ϕ des rayons. Dans le cas où l'angle moyen $\mu_{\phi,\text{ref}}$, calculé à partir des angles $\phi_{n,\text{ref}}$ de la table CDL, est différent de μ_ϕ , les angles ϕ_n sont traduits selon la formule suivante,

$$\phi_n = \phi_{n,\text{ref}} - \mu_{\phi,\text{ref}} + \mu_\phi, \quad (3.17)$$

avec,

$$\mu_{\phi,\text{ref}} = \arg \left\{ \sum_{n=1}^{N_c} \sum_{m=1}^{M_r} e^{j\phi_{n,m,\text{ref}}} P'_n \right\}, \quad (3.18)$$

où les angles $\phi_{n,m,\text{ref}}$ sont obtenus en appliquant la procédure décrite en Section 3.3.5.

Une fois les angles ϕ_n obtenus, les traitements de la section 3.3.5 et des sections suivantes peuvent être appliqués, sans que les translations réalisées n'aient un impact sur la procédure de génération du canal de transmission.

3.3.8 Implémentation du canal de transmission

Nous décrivons ici la discrétisation du canal de transmission, qui permet l'implémentation du modèle CDL sous Matlab. Nous commençons par décrire la construction des réponses impulsionnelles discrètes en Section 3.3.8.1. L'expression des spectres de séquence est ensuite donnée en Section 3.3.8.2. Finalement, nous évaluons le nombre de tirages nécessaires pour assurer la convergence de la puissance moyenne du canal de transmission vers l'unité en Section 3.3.8.3.

3.3.8.1 Construction des réponses impulsionnelles discrètes

Les réponses impulsionnelles discrètes, notées $\mathbf{H}_{t,\tau}[m_s, n_s]$, avec $0 \leq m_s \leq M_s - 1$ et $0 \leq n_s \leq N_s - 1$, sont construites en échantillonnant les réponses impulsionnelles $\mathbf{H}(t, \tau)$ (3.3), dont la génération des coefficients a été détaillée dans les sections précédentes.

Les échantillons m_s permettent de suivre les variations du canal de transmission dans le temps. Le pas d'échantillonnage choisi correspond à la durée T_s du symbole OFDM avec intervalle de garde (2.2). Le nombre d'échantillons M_s spécifie le nombre de symboles OFDM sur lequel les variations du canal sont suivies.

Les échantillons n_s permettent de construire les réponses impulsionnelles des canaux de transmission à un instant donné. Dans l'implémentation réalisée, une réponse impulsionnelle est construite sur la durée d'un symbole OFDM sans intervalle de garde, soit $T = 1/\Delta_f$. Cette durée s'écrit également $T = N_s T_e$, où N_s désigne le nombre d'échantillons qui composent une réponse impulsionnelle et où T_e est le pas d'échantillonnage. Pour que N_s soit un nombre entier, le pas d'échantillonnage $T_e = 1/F_e$ doit être choisi tel que F_e/Δ_f soit entier. En outre, la fréquence d'échantillonnage doit être supérieure à la bande passante maximale du modèle CDL qui est de 2 GHz. Ces deux conditions sont remplies par l'expression suivante,

$$F_e = \left\lceil \frac{2 \times 10^9}{K \Delta_f} \right\rceil K \Delta_f, \quad (3.19)$$

où $K = 4096$ est le nombre de sous-porteuses composant un signal OFDM 5G NR et où Δ_f est l'écart inter-porteuse. Le nombre d'échantillons qui composent une réponse impulsionnelle s'exprime donc,

$$N_s = \left\lceil \frac{2 \times 10^9}{K \Delta_f} \right\rceil K. \quad (3.20)$$

De manière à ce que le canal de transmission puisse être écrit sous forme de séquence, les retards τ_n sont arrondis au multiple du temps d'échantillonnage le plus proche. Par conséquent,

$$\tau_{n,\text{ech}} = \left\lceil \frac{\tau_n}{T_e} \right\rceil T_e. \quad (3.21)$$

Il s'ensuit que la correspondance entre les séquences discrètes $\mathbf{H}_{t,\tau}[m_s, n_s]$ et les réponses impulsionnelles $\mathbf{H}(t, \tau)$ s'écrit,

$$\mathbf{H}_{t,\tau}[m_s, n_s] = \mathbf{H}(m_s T_s, n_s T_e). \quad (3.22)$$

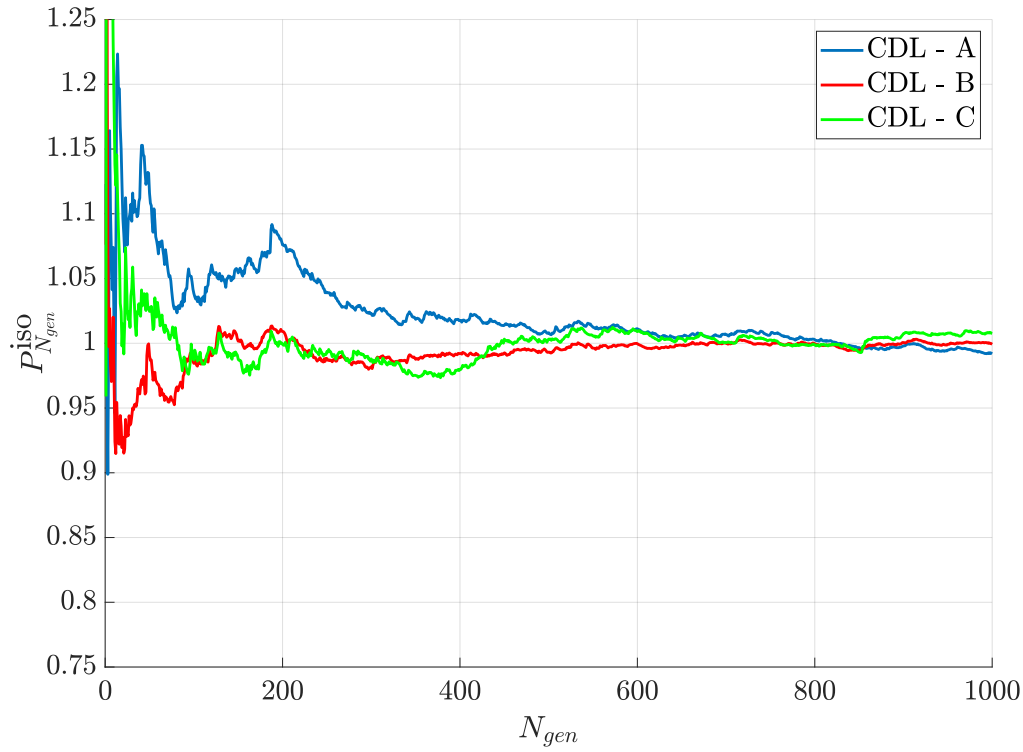


FIGURE 3.5 – Puissance moyenne mesurée $P_{N_{gen}}^{\text{iso}}$ selon le nombre de générations N_{gen} du canal de transmission pour les différents modèles CDL

3.3.8.2 Spectres de séquence

À partir des réponses impulsionnelles discrètes $\mathbf{H}_{t,\tau}[m_s, n_s]$, les spectres de séquence $\mathbf{H}_{t,f}[m_s, k]$, $0 \leq k \leq N_s - 1$, sont calculés. Ceux-ci ont une résolution fréquentielle $F_e/N_s = \Delta_f$ qui correspond à l'écart inter-porteuse du signal OFDM. Dans l'implémentation effectuée, le spectre de séquence du canal est réduit à la bande passante maximale d'un signal OFDM, c'est-à-dire $K\Delta_f$. Ainsi, les spectres de séquence $\mathbf{H}_{t,f}[m_s, k]$ sont filtrés passe-bas, par un filtre idéal rectangulaire composé de $K = 4096$ échantillons. Dans la suite, pour simplifier les notations, le canal de transmission représenté sur 4096 échantillons fréquentiels (taille FFT) est noté $\mathbf{H}[m_s, k]$. Les spectres de séquence $\mathbf{H}[m_s, k]$ obtenus s'expriment alors,

$$\mathbf{H}[m_s, k] = \sum_{n=1}^{N_c} \sum_{m=1}^{M_r} \alpha_{n,m} e^{j2\pi \left(\frac{v_{n,m}}{\lambda_0} m_s T_e - \tau_{n,\text{ech}} \frac{k}{K} \right)} \mathbf{a}_{\text{rx}}(\theta_{n,m}^{\text{ZOA}}, \phi_{n,m}^{\text{AOA}}) \mathbf{a}_{\text{tx}}^H(\theta_{n,m}^{\text{ZOD}}, \phi_{n,m}^{\text{AOD}}), \quad (3.23)$$

où $1 \leq k \leq K$ désigne l'indice de la sous-porteuse considérée. Dans le cas où le canal peut être considéré statique, les spectres de séquence s'écrivent plus simplement,

$$\mathbf{H}[k] = \sum_{n=1}^{N_c} \sum_{m=1}^{M_r} \alpha_{n,m} e^{-j2\pi \tau_{n,\text{ech}} \frac{k}{K}} \mathbf{a}_{\text{rx}}(\theta_{n,m}^{\text{ZOA}}, \phi_{n,m}^{\text{AOA}}) \mathbf{a}_{\text{tx}}^H(\theta_{n,m}^{\text{ZOD}}, \phi_{n,m}^{\text{AOD}}). \quad (3.24)$$

3.3.8.3 Nombre de tirages du canal de transmission

En théorie, la puissance moyenne du signal reçu est égale à la puissance moyenne émise puisque le canal de transmission a été normalisé en puissance (Section 3.3.6). Un grand nombre de tirages doivent néanmoins être réalisés en pratique pour tendre vers cette valeur théorique,

ce qui est coûteux en calculs. L'idée est donc de trouver un compromis entre la complexité de calculs et le nombre de générations N_{gen} nécessaire à la convergence de la puissance moyenne mesurée $P_{N_{gen}}^{iso}$ vers la valeur théorique unitaire. La mesure de cette puissance moyenne est effectuée en considérant une antenne isotrope à l'émission en réception. Ainsi,

$$P_{N_{gen}}^{iso} = \frac{\sum_{n_{gen}=1}^{N_{gen}} \sum_{k=1}^K |H_{n_{gen}}^{iso}[k]|^2}{N_{gen}K} \quad (3.25)$$

où $H_{n_{gen}}^{iso}[k]$ représente la fonction de transfert du canal de transmission pour la $k^{ième}$ sous-porteuse et la $n_{gen}^{ième}$ génération, en considérant une antenne isotrope à l'émission en réception. Comme l'illustre la Figure 3.5, $P_{N_{gen}}^{iso}$ est proche du résultat théorique après 800 générations. De ce fait, les simulations réalisées dans la suite de ce manuscrit sont effectuées pour $N_{gen} = 800$ générations de canaux de sorte à valider l'hypothèse de normalisation en puissance.

3.4 Conclusion

Ce troisième chapitre a été l'occasion de présenter les caractéristiques du canal de transmission CDL et de détailler la procédure de génération associée. Il a été vu que celui-ci s'appuie sur une modélisation géométrique 3D basée sur un tirage de rayons. Le canal CDL standardisé en 5G NR fixe la valeur d'un ensemble de coefficients pour divers types d'environnements. Cette approche a pour avantage de limiter la complexité de génération du modèle et de permettre l'évaluation de traitements multi-antennes selon la nature de l'environnement considéré. Bien qu'un certain nombre de coefficients soient fixés, le modèle CDL donne la possibilité de spécifier de nombreux paramètres. Ainsi, l'orientation des réseaux émetteur et récepteur, le diagramme de rayonnement des antennes qui les composent, la vitesse du récepteur ou encore l'écart-type du retard sont autant de paramètres à renseigner lorsque le modèle CDL est employé. Celui-ci est exploité dans la partie III du manuscrit afin d'évaluer les performances de diverses procédures de formation de faisceau analogique.

Deuxième partie

Élargissement de faisceau pour les communications millimétriques

Chapitre 4

Introduction aux techniques d'élargissement de faisceau

Ce quatrième chapitre vise à introduire les techniques d'élargissement de faisceau. La Section 4.1 commence par définir cette notion et détaille les scénarios d'usage associés. En outre, cette section présente succinctement les techniques qui ont été développées, sous diverses contraintes d'implémentation, pour répondre à ce besoin. Enfin, la Section 4.2 expose trois techniques de l'état de l'art, qui sont utilisées comme référence pour évaluer la pertinence de la technique d'élargissement de faisceau que nous proposons dans le Chapitre 5.

4.1 Motivation et implémentation de l'élargissement de faisceau

Il a été vu au cours de la partie précédente que les pertes de propagation en espace libre sur les bandes millimétriques sont compensées par l'utilisation de réseaux d'antennes, qui mettent en oeuvre des techniques de formation de faisceau. Pour rappel, le gain maximum obtenu par application d'une excitation de phase linéaire augmente avec le nombre d'éléments rayonnants qui composent le réseau d'antennes. En outre, l'ouverture du faisceau formé avec une telle excitation est inversement proportionnelle à la taille du réseau et diminue donc à mesure que le nombre d'antennes qui le composent augmente (à distance inter-antenne constante). Ces deux propriétés sont bénéfiques dans un cas idéal puisqu'elles permettent respectivement d'améliorer la puissance du signal reçu et de réduire les interférences entre les cellules du réseau [31]. En pratique, il peut néanmoins être avantageux d'élargir le faisceau, c'est-à-dire de décorréler le gain et l'ouverture du faisceau formé de la taille du réseau, pour les raisons évoquées ci-après.

4.1.1 Les scénarios d'usage de l'élargissement de faisceau

Les faisceaux à fort gain et faible ouverture ne sont pas nécessairement les plus adaptés dans des conditions de déploiement réel. L'élargissement de faisceau vise notamment à répondre aux problématiques suivantes :

- Une erreur d'alignement de faisceau
- Une faible durée d'établissement de lien
- Un phénomène de blocage

4.1.1.1 Robustesse à l'erreur d'alignement de faisceau

Un faisceau à fort gain et faible ouverture, produit par un réseau composé d'un grand nombre d'antennes, fournit une meilleure couverture qu'un réseau en comprenant moins, à condition que la direction de focalisation soit quasiment parfaite [79]. Une erreur moyenne d'alignement supérieure à la moitié de l'ouverture à -3 dB du faisceau entraîne une dégradation importante de la couverture, qui peut favoriser les réseaux de plus faible taille [79]. Par conséquent, les techniques

d’élargissement de faisceau sont bénéfiques dans les scénarios où une erreur d’alignement importante est probable. Cette erreur d’alignement est multi-factorielle. Elle peut s’expliquer par une mauvaise estimation de la direction d’arrivée du signal, par des imperfections matérielles (erreur de positionnement des antennes par exemple), par le couplage électromagnétique entre antennes ou encore par la quantification de phase induite par les déphaseurs [80, 81].

4.1.1.2 Réduction de la durée d’établissement de lien

Lorsqu’une opération de filtrage spatial, s’appuyant sur une excitation de phase linéaire, est mise en oeuvre à l’émission et en réception, la durée d’établissement de lien augmente avec le nombre d’antennes qui composent les réseaux émetteur et récepteur [82]. Cette propriété est une conséquence directe de la réduction de l’ouverture à -3 dB du faisceau à mesure que la taille du réseau augmente. L’élargissement de faisceau apparaît alors comme une solution efficace pour limiter le nombre de faisceaux évalués et donc réduire la durée d’établissement de lien [34, 83]. À puissance constante, cette technique s’accompagne néanmoins d’une réduction du gain maximum du faisceau produit par le réseau d’antennes et donc d’une dégradation du RSB en réception [83]. Quelques procédures de formation de faisceau analogique qui intègrent des faisceaux élargis sont présentées dans la partie III de ce manuscrit.

4.1.1.3 Contre-mesure au phénomène de blocage

L’élargissement de faisceau peut également être utilisé pour combattre le phénomène de blocage dans les environnements multi-trajets [84, 85]. En effet, les travaux présentés en [85] concluent que l’élargissement de faisceau réduit les pertes liées au phénomène de blocage de 3 dB pour un bloqueur humain et diminue la durée du phénomène de blocage de 6 ms. Les mesures effectuées en [84] montrent également que l’élargissement de faisceau, en environnement riche, améliore la puissance du signal reçu lorsqu’un bloqueur métallique ou humain est positionné entre l’émetteur et le récepteur. L’optimisation de l’ouverture du faisceau permet d’exploiter les trajets réfléchis et d’obtenir un gain qui peut excéder 10 dB par rapport à un faisceau de faible ouverture.

4.1.2 Mise en oeuvre dans les bandes millimétriques

Les techniques d’élargissement de faisceau peuvent être implémentées suivant différentes approches. Nous les classons ici en deux grandes familles :

- Les techniques d’élargissement de faisceau à excitation d’amplitude et de phase
- Les techniques d’élargissement de faisceau à excitation de phase, sous contrainte d’amplitude constante

4.1.2.1 Techniques d’élargissement de faisceau à excitation d’amplitude et de phase

La plus simple de ces techniques consiste à transmettre/recevoir le signal à l’aide d’une seule antenne du réseau. Il s’agit de l’unique méthode qui produit un rayonnement uniforme sur l’ensemble de l’espace angulaire [86]. Néanmoins, les réseaux d’antennes massifs sont bien souvent constitués de composants à faible coût, notamment d’amplificateurs de puissance de quelques milliwatts [87]. L’exploitation d’une unique antenne du réseau est alors extrêmement inefficace et entraîne une dégradation importante de la couverture de la cellule [86].

Des techniques alternatives ont également été développées afin de déterminer l’excitation à appliquer au réseau d’antennes pour obtenir une forme de faisceau souhaitée. Nous pouvons par exemple citer la technique par transformée de Fourier [88, Chapitre 7.4]. Celle-ci consiste à exploiter la relation de Fourier qui lie l’excitation du réseau d’antennes au rayonnement produit, afin de déterminer les pondérations d’amplitude et de phase à appliquer aux antennes du réseau. La technique de Woodward-Lawson consiste quant à elle à former un faisceau élargi

à partir d'une somme pondérée de faisceaux élémentaires orthogonaux, où chaque faisceau élémentaire correspond à une excitation de phase linéaire [88, Chapitre 7.5]. La somme pondérée d'excitations de phase linéaire résulte également en une excitation d'amplitude non constante. Ces deux techniques peuvent entraîner des variations importantes d'amplitude et ne permettent pas d'exploiter efficacement l'ensemble des amplificateurs de puissance du réseau.

Par conséquent, les travaux présentés en [86] suggèrent un algorithme qui vise à minimiser le Peak-to-Average-Power-Ratio (PAPR) de l'excitation, sous contrainte d'une valeur de fluctuation maximale du faisceau sur l'espace angulaire d'intérêt. Cette technique a cependant une complexité importante puisque le PAPR est minimisé par une recherche exhaustive sur 2^{M-1} vecteurs d'excitation solutions, où M correspond au nombre d'antennes du réseau.

Dans le cadre de notre étude, qui s'intéresse plus particulièrement à la formation de faisceau analogique, il serait nécessaire d'associer un amplificateur à gain variable ou un atténuateur à chaque antenne du réseau afin d'implémenter ces techniques qui requièrent le contrôle de l'amplitude des signaux émis. Cette architecture est moins coûteuse que celle nécessaire à la formation de faisceau numérique, mais des économies substantielles sont possibles en mutualisant des composants pour un ensemble d'antennes [81]. Par exemple, l'utilisation d'un seul amplificateur pour un groupe d'antennes, qui peuvent néanmoins être contrôlées individuellement par un déphaseur, permet une réduction importante du coût du réseau d'antennes [81]. Il est alors nécessaire de développer des techniques d'élargissement de faisceaux qui s'appuient uniquement sur une excitation de phase, afin de respecter la contrainte d'amplitude constante imposée par une telle structure de réseau d'antennes.

4.1.2.2 Techniques d'élargissement de faisceau à excitation de phase, sous contrainte d'amplitude constante

Le problème de synthèse de faisceau à traiter est non linéaire et non convexe du fait de la contrainte d'amplitude constante [89]. Les techniques d'élargissement de faisceau qui ont été développées s'appuient très majoritairement sur des algorithmes d'optimisation ou sur une recherche exhaustive des valeurs de déphasage optimales [83, 89–94]. Une technique applicable de façon systématique a également été proposée en [95].

Dans les travaux présentés en [83], l'idée est de maximiser la puissance minimale du rayonnement sur le secteur d'intérêt. La fonction d'excitation de phase à optimiser divise le réseau en 2, 3 ou 4 sous-réseaux, chacun d'entre eux étant contrôlé par une excitation de phase linéaire. L'optimisation des paramètres de la fonction d'excitation de phase est réalisée par recherche exhaustive. En [89], la synthèse de faisceau est écrite sous la forme d'un problème convexe, où l'objectif est de minimiser le maximum de rayonnement dans un ensemble de directions. Un algorithme appartenant à la classe des *Méthodes de points intérieurs*, adaptée à la résolution des problèmes convexes [89], est employé pour trouver l'excitation de phase à appliquer au réseau d'antennes. En [90], un calcul de gradient est utilisé afin de minimiser l'Erreur Quadratique Moyenne (EQM), sur un espace angulaire donné, entre le faisceau formé et celui désiré. Cette méthode ne garantit pas que le minimum global soit trouvé. En [91], l'objectif est de maximiser la puissance moyenne rayonnée dans le secteur d'intérêt, tout en contraignant la variance de la puissance à ne pas dépasser un seuil arbitraire. Ce dernier vise à limiter plus ou moins les ondulations du faisceau sur le secteur d'intérêt. Le problème d'optimisation est résolu à l'aide d'un algorithme d'*Optimisation Quadratique Successive* (Sequential Quadratic Programming (SQP) en anglais) bien adapté à la résolution des problèmes non linéaires [91]. En [92], une excitation de phase polynomiale qui s'appuie sur deux paramètres d'optimisation est proposée. L'excitation peut être optimisée à partir de la forme du faisceau désirée, de manière à minimiser l'erreur quadratique moyenne avec le faisceau formé sur le secteur d'intérêt. Une recherche exhaustive ou un algorithme d'optimisation peuvent être utilisés à cet effet. En [93], plusieurs milliers de vecteurs d'excitation de phase sont tirés aléatoirement selon une loi uniforme. Les facteurs de réseau associés sont calculés et l'excitation minimisant le gain maximum du réseau est sélectionnée afin de former un faisceau de très large ouverture angulaire. En [94], une excitation de

phase quadratique est proposée pour contrôler l’ouverture du faisceau. Une recherche exhaustive est à mener pour établir une correspondance entre le coefficient quadratique de l’excitation de phase et l’ouverture du faisceau, pour une taille de réseau donnée. Enfin, une technique systématique d’élargissement de faisceau est proposée en [95]. Cette méthode consiste à diviser le réseau d’antennes en sous-réseaux, où chaque sous-réseau est contrôlé par une excitation de phase linéaire. À l’instar de l’OFDM, les faisceaux formés par les différents sous-réseaux sont placés de sorte à ce que leur maximum de rayonnement coïncide avec les nuls de rayonnement des autres faisceaux.

La section suivante s’attarde plus particulièrement sur les techniques développées en [83, 92, 95], qui sont représentatives des grandes approches de l’état de l’art sur le sujet. Notre technique systématique d’élargissement de faisceau, détaillée dans le chapitre 5, est évaluée comparativement à ces techniques. L’idée est donc de fournir une meilleure compréhension de ces dernières, de manière à interpréter plus facilement les résultats du chapitre 5.

4.2 Techniques de référence à excitation de phase, sous contrainte d’amplitude constante

Les techniques développées en [83, 92, 95] sont détaillées plus précisément dans cette section. La technique des sous-réseaux sans optimisation [95], désignée par l’acronyme SR dans la suite de ce document, a été sélectionnée puisqu’il s’agit à notre connaissance de la seule technique systématique, sous contrainte d’amplitude constante, de la littérature. La technique des sous-réseaux avec optimisation [83], notée SRO dans la suite du manuscrit, a été choisie puisqu’elle offre des degrés de liberté supplémentaires par rapport à celle présentée en [95], au coût d’une complexité de calculs plus importante. Enfin, la technique d’excitation de phase polynomiale avec optimisation [92], notée EPO par la suite, a été proposée au cours du processus de normalisation de la 5G NR. Cette méthode offre un contrôle flexible de l’ouverture du faisceau bien que l’optimisation se limite à deux paramètres, quel que soit le nombre d’antennes du réseau. Dans la suite, sans perte de généralité, ces trois techniques sont décrites pour un réseau d’antennes linéaire placé selon l’axe z et composé de M antennes régulièrement espacées d’une distance d .

4.2.1 Technique des sous-réseaux sans optimisation (SR)

4.2.1.1 Principe général

Un réseau constitué de M antennes est divisé *virtuellement* en N_s sous-réseaux, composés de M_s antennes, tel que $M = N_s \times M_s$ [95]. La division virtuelle du réseau d’antennes est représentée sur la Figure 4.1. Celle-ci est dite *virtuelle* puisqu’elle n’a pas d’implication matérielle. En effet, cette technique consiste simplement à contrôler chaque sous-réseau par une excitation de phase linéaire qui lui est propre. À l’instar de l’OFDM, les faisceaux formés par les différents sous-réseaux sont placés de sorte à ce que leur maximum de rayonnement coïncide avec les nuls de rayonnement des autres faisceaux. De façon intuitive, plus le nombre de sous-réseaux est grand, plus les faisceaux sont nombreux, larges et donc espacés. Par conséquent, l’ouverture du faisceau produite par le réseau d’antennes augmente avec le nombre de sous-réseaux virtuels définis.

4.2.1.2 Formulation mathématique

Le maximum de rayonnement du faisceau formé par le $n_s^{\text{ème}} \in \{0, \dots, N_s/2 - 1\}$ sous-réseau d’antennes est orienté selon la direction $\theta_{\max, n_s}$, définie telle que,

$$\theta_{\max, n_s} = \arccos \left(\frac{(2n_s + 1)\pi}{k_0 d M_s} \right) < \frac{\pi}{2}. \quad (4.1)$$

L’équation (4.1) assure que le maximum de rayonnement du faisceau formé par le $n_s^{\text{ème}} \in \{0, \dots, N_s/2 - 1\}$ sous-réseau coïncide avec les nuls de rayonnement des autres faisceaux. Il est

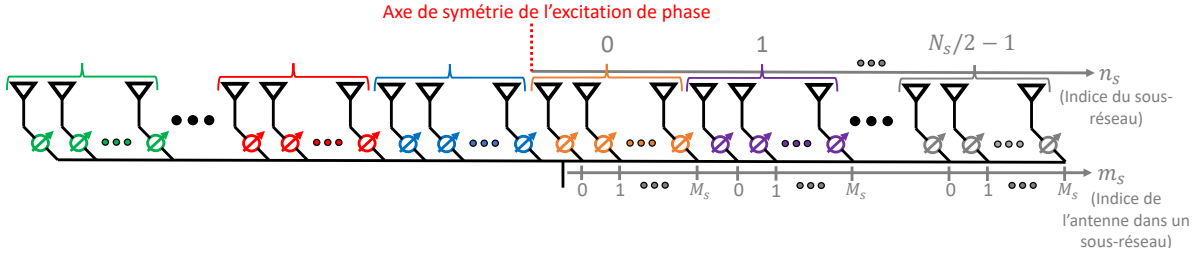


FIGURE 4.1 – Division virtuelle du réseau d'antennes

important de noter que la condition $N_s \leq M_s$ doit être respectée afin que l'équation (4.1) soit définie. Cela signifie que le nombre de sous-réseaux ne peut être supérieur au nombre d'antennes par sous-réseaux.

L'excitation de phase linéaire $\mathbf{f}_{\text{SR}}^{n_s}(\Delta\phi_{n_s})$, qui est appliquée au $n_s^{\text{ème}}$ sous-réseau d'antennes, s'exprime,

$$\mathbf{f}_{\text{SR}}^{n_s}(\Delta\phi_{n_s}) = \frac{1}{\sqrt{M}} [e^{-j\Delta\phi_{n_s}n_sM_s}, e^{-j\Delta\phi_{n_s}(n_sM_s+1)}, \dots, e^{-j\Delta\phi_{n_s}(n_sM_s+M_s-1)}], \quad (4.2)$$

où $\Delta\phi_{n_s} = k_0 d \cos(\theta_{\max, n_s})$ correspond au retard de phase entre deux sources consécutives.

Il est important de remarquer que les équations (4.1) et (4.2) ont été définies pour $n_s \in \{0, \dots, N_s/2 - 1\}$, c'est-à-dire pour la moitié des sous-réseaux virtuels du réseau. Pour que le rayonnement produit par le réseau d'antennes soit symétrique, la seconde moitié des sous-réseaux virtuels est contrôlée par l'excitation miroir à celle appliquée à la première moitié des sous-réseaux. Les faisceaux formés par la seconde moitié des sous-réseaux virtuels sont ainsi symétriques, selon la normale du réseau, à ceux formés par la première moitié. Les faisceaux produits par la seconde moitié des sous-réseaux virtuels pointent donc dans les directions $\pi - \theta_{\max, n_s}$, où $n_s \in \{0, \dots, N_s/2 - 1\}$. De par cette propriété, l'excitation $\mathbf{f}_{\text{SR}}(N_s) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ appliquée au réseau d'antennes s'exprime,

$$\mathbf{f}_{\text{SR}}(N_s) = \left[\text{fliplr}(\mathbf{f}_{\text{SR}}^0, \dots, \mathbf{f}_{\text{SR}}^{N_s/2-1}), \mathbf{f}_{\text{SR}}^0, \dots, \mathbf{f}_{\text{SR}}^{N_s/2-1} \right]^T, \quad (4.3)$$

où N_s désigne le nombre de sous-réseaux virtuels. L'ouverture à -3 dB du faisceau obtenu avec une telle excitation s'écrit,

$$\Delta\theta_{-3\text{dB}}^{N_s} \approx N_s \times \Delta\theta_{-3\text{dB}}, \quad (4.4)$$

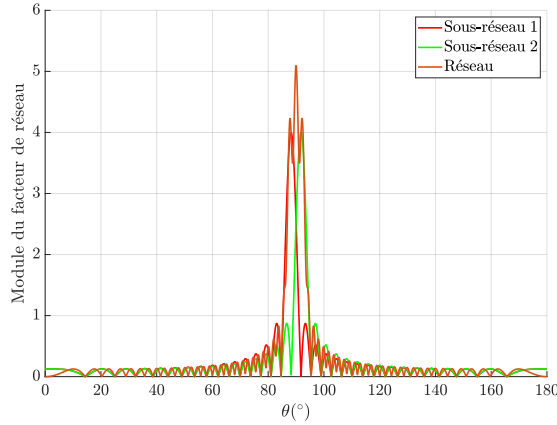
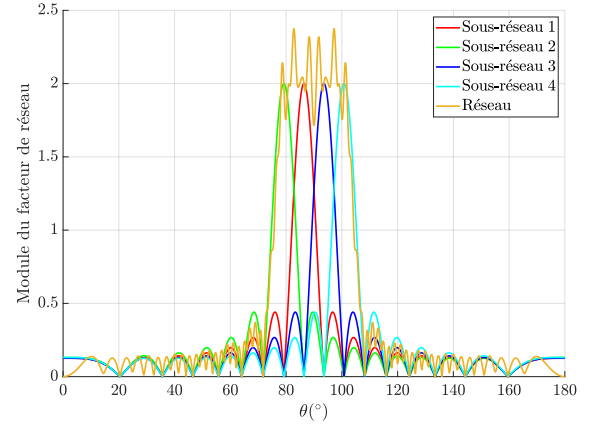
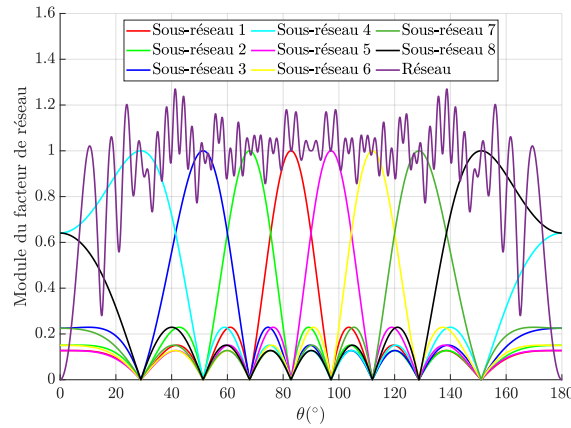
où $\Delta\theta_{-3\text{dB}}$ désigne l'ouverture à -3 dB du faisceau formé par un sous-réseau composé de M_s antennes (équation (2.11) pour $\theta_a = \pi/2$).

À titre d'exemple, le faisceau élargi produit par un réseau de $M = 64$ antennes ainsi que les faisceaux formés par les sous-réseaux virtuels qui le composent sont représentés sur la Figure 4.2. Conformément à l'équation (4.4), il est observé que l'ouverture du faisceau formé par le réseau complet augmente avec le nombre N_s de sous-réseaux virtuels.

4.2.1.3 Avantages et limites

Cette technique a trois avantages principaux. Le premier est sa faible complexité de mise en oeuvre. Celle-ci se justifie notamment par le calcul direct de l'excitation de phase à partir de l'ouverture $\Delta\theta_{-3\text{dB}}^{N_s}$ souhaitée ; il n'est donc ni nécessaire de déterminer le facteur de réseau, ni de recourir à des itérations successives pour déterminer l'excitation. Malgré son caractère systématique, cette technique a également pour avantage de former des faisceaux dont le niveau d'oscillations est très modéré, comme le met en exergue la Figure 4.3. Enfin, le niveau des lobes secondaires a l'avantage d'être faible devant celui du lobe principal.

La limite principale de cette technique d'élargissement provient du très faible nombre de faisceaux élargis paramétrables, du fait des conditions $M = N_s \times M_s$ et $N_s \leq M_s$ qui doivent être toutes deux vérifiées. De manière générale, un réseau comprenant $M = 2^k$ ou $M = 2^{k+1}$

(a) Facteur de réseau des sous-réseaux et du réseau complet pour $\mathbf{f}_{\text{SR}}(N_s = 2)$ (b) Facteur de réseau des sous-réseaux et du réseau complet pour $\mathbf{f}_{\text{SR}}(N_s = 4)$ (c) Facteur de réseau des sous-réseaux et du réseau complet pour $\mathbf{f}_{\text{SR}}(N_s = 8)$ FIGURE 4.2 – Technique des sous-réseaux sans optimisation pour un réseau de $M = 64$ antennes

antennes, k étant un nombre entier pair, peut former $k/2$ faisceaux élargis. Par exemple, un réseau composé de $M = 64$ antennes admet trois configurations de sous-réseaux virtuels ($N_s \in \{2, 4, 8\}$) et peut donc former trois faisceaux élargis (Figure 4.3). Pour cette taille de réseau, il n'existe pas de faisceau intermédiaire entre la très large ouverture à -3 dB obtenue pour $N_s = 8$ ($\Delta\theta_{-3\text{dB}}^{N_s=8} \approx 102^\circ$) et l'ouverture plus modérée obtenue pour $N_s = 4$ ($\Delta\theta_{-3\text{dB}}^{N_s=4} \approx 25^\circ$). **La technique des sous-réseaux sans optimisation peut donc limiter les performances du système en raison de son manque de flexibilité.**

4.2.2 Technique des sous-réseaux avec optimisation (SRO)

4.2.2.1 Principe général

Cette technique est semblable à celle présentée en 4.2.1 dans le sens où le réseau d'antennes est divisé virtuellement en sous-réseaux, où chaque sous-réseau est contrôlé par une excitation de phase linéaire. Le nombre N_s de sous-réseaux virtuels paramétrables est limité aux configurations $N_s = \{2, 3, 4\}$ [83]. Les N_s excitations de phase sont obtenues par l'optimisation de $N_s - 1$ paramètres, dans le but de maximiser la puissance minimale du rayonnement sur le secteur angulaire d'intérêt. Un autre objectif, tel que la minimisation des oscillations sur le secteur angulaire d'intérêt, pourrait bien entendu être fixé. Les paramètres d'optimisation en jeu sont décrits au cours des paragraphes suivants pour les différentes configurations possibles.

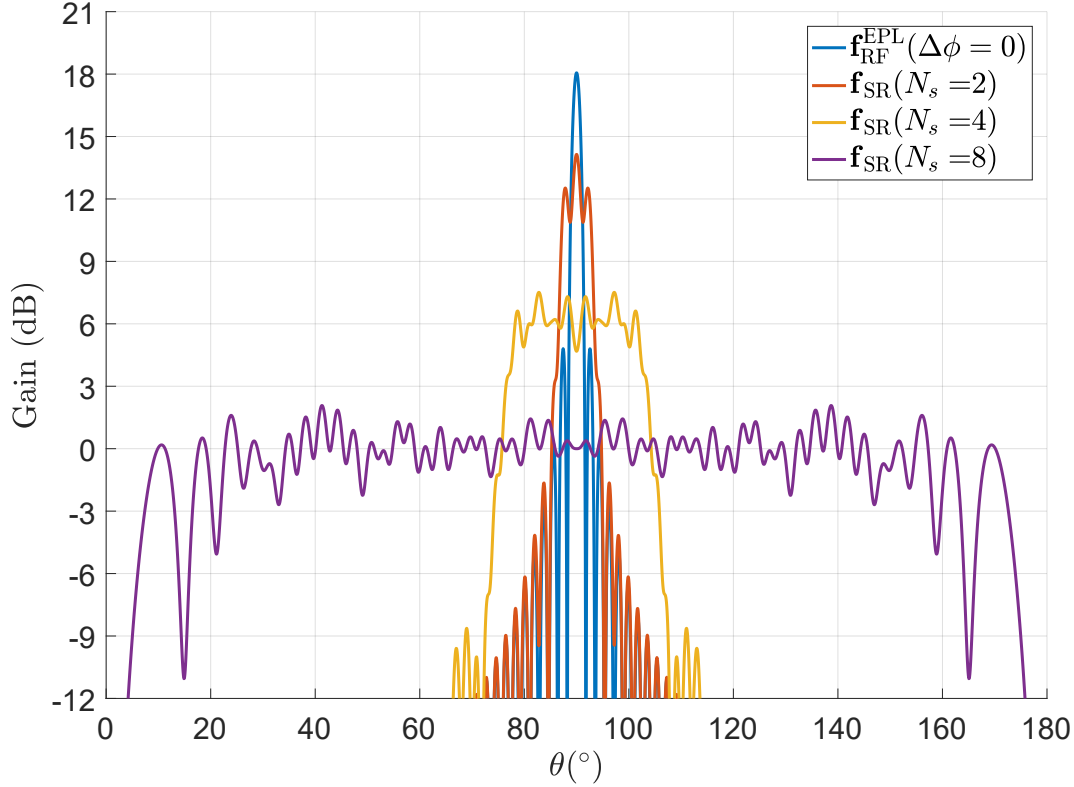


FIGURE 4.3 – Technique des sous-réseaux sans optimisation : Facteur de réseau du réseau complet ($M = 64$ antennes) selon le nombre N_s de sous-réseaux virtuels

4.2.2.2 Configuration $N_s = 2$ sous-réseaux

Dans cette configuration, les deux sous-réseaux virtuels sont composés du même nombre d'antennes, c'est-à-dire $M/2$. À l'instar de la technique précédente, les faisceaux formés par les sous-réseaux sont symétriques selon la normale du réseau. Par conséquent, un unique paramètre d'optimisation, noté f , est nécessaire pour modifier la position angulaire des maximums de rayonnement. L'excitation de phase $\mathbf{f}_{\text{SRO}}(f)$ appliquée au réseau d'antennes s'exprime donc,

$$\mathbf{f}_{\text{SRO}}(f) = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{cases} \exp\left(-\frac{j2\pi f}{M} \left(m - \frac{M}{2} + \frac{1}{2}\right)\right) & \text{pour } 0 \leq m \leq \frac{M}{2} - 1 \\ \exp\left(\frac{j2\pi f}{M} \left(m - \frac{M}{2} + \frac{1}{2}\right)\right) & \text{pour } \frac{M}{2} \leq m \leq M - 1 \end{cases}, \quad (4.5)$$

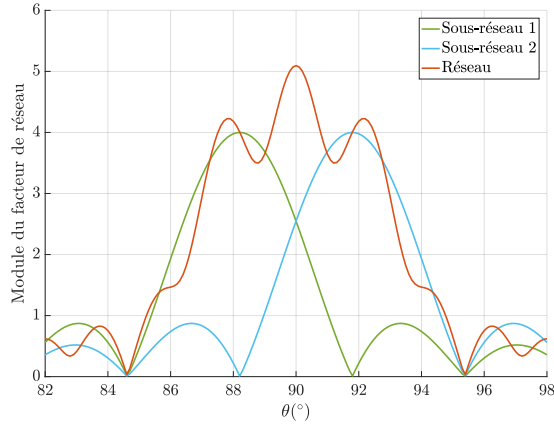
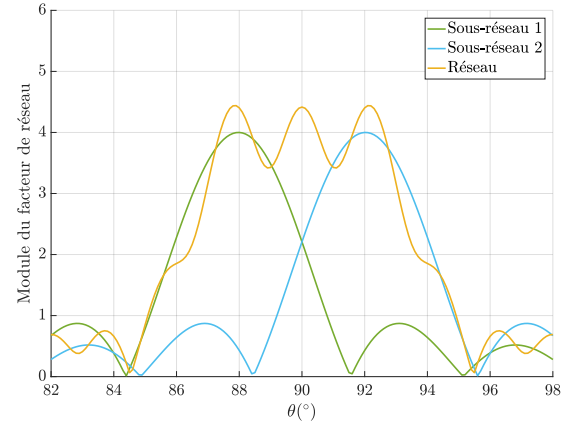
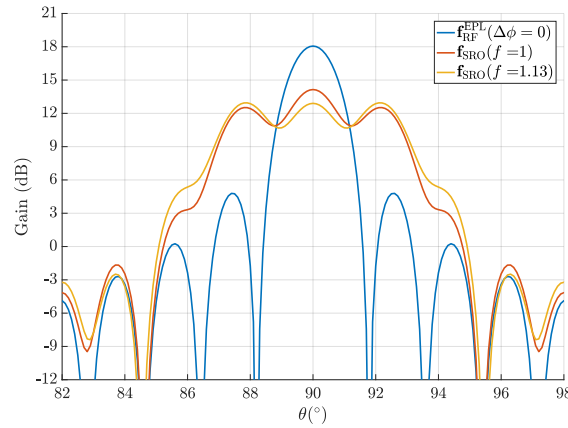
où m correspond à l'indice de l'antenne au sein du réseau d'antennes. À partir des équations (2.9) et (4.5), les positions angulaires $\theta_{\text{max},1}$ des maximums de rayonnement s'expriment,

$$\theta_{\text{max},1} = \arccos\left(\pm \frac{2f}{M}\right). \quad (4.6)$$

Les Figures 4.4a et 4.4b illustrent les faisceaux élargis formés pour $f = 1$ et $f = 1.13$ respectivement. La première configuration est équivalente à la technique sans optimisation, où le maximum de rayonnement du faisceau produit par le premier sous-réseau coïncide avec le nul de rayonnement du faisceau produit par le second. La seconde configuration illustre quant à elle l'intérêt de recourir à une optimisation sur la variable f pour réduire le niveau d'oscillations du faisceau formé.

4.2.2.3 Configuration $N_s = 3$ sous-réseaux

Dans cette configuration, le sous-réseau virtuel central est composé de $2L$ antennes, tandis que les deux sous-réseaux virtuels périphériques sont composés de $M/2 - L$ antennes. Le paramètre d'optimisation L permet donc de régler le gain et l'ouverture des faisceaux formés par le

(a) Facteur de réseau des sous-réseaux et du réseau complet pour $f_{\text{SRO}}(f = 1)$ (b) Facteur de réseau des sous-réseaux et du réseau complet pour $f_{\text{SRO}}(f = 1.13)$ 

(c) Facteur de réseau du réseau complet selon l'excitation considérée

FIGURE 4.4 – Méthode des sous-réseaux avec optimisation pour un réseau de $M = 64$ antennes composé de 2 sous-réseaux virtuels

sous-réseau virtuel central et par les sous-réseaux virtuels périphériques. La position angulaire du maximum de rayonnement produit par le sous-réseau virtuel central est contrainte à 90° , tandis que les positions $\theta_{\text{max},1}$ des maximums de rayonnement produits par les sous-réseaux virtuels périphériques sont contrôlées par le paramètre f et sont données par l'équation (4.6). L'excitation de phase $f_{\text{SRO}}(f, L)$ appliquée au réseau d'antennes s'exprime donc,

$$f_{\text{SRO}}(f, L) = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{cases} \exp\left(-\frac{j2\pi f}{M} \left(m - \frac{M}{2} + \frac{1}{2} + L\right)\right) & \text{pour } 0 \leq m \leq \frac{M}{2} - L - 1 \\ 1 & \text{pour } \frac{M}{2} - L \leq m \leq \frac{M}{2} + L - 1 \\ \exp\left(\frac{j2\pi f}{M} \left(m - \frac{M}{2} + \frac{1}{2} - L\right)\right) & \text{pour } \frac{M}{2} + L \leq m \leq M - 1 \end{cases} \quad (4.7)$$

Les Figures 4.5a et 4.5b illustrent les faisceaux élargis formés pour $f = 3.0476$, en considérant un réseau virtuel central composé de $2L = 22$ et $2L = 14$ antennes respectivement. Dans la première configuration, aucune des trois directions de focalisation n'est privilégiée puisque les sous-réseaux virtuels contiennent un nombre quasiment identique d'antennes (21 antennes pour les sous-réseaux virtuels périphériques). Au contraire, la direction normale au réseau est pénalisée dans la seconde configuration, car les sous-réseaux virtuels périphériques contiennent 25 antennes. Le gain du faisceau élargi est donc dégradé dans la direction normale au réseau, au profit des directions de focalisation des sous-réseaux virtuels périphériques.

4.2.2.4 Configuration $N_s = 4$ sous-réseaux

Dans cette configuration, les sous-réseaux virtuels centraux sont composés de L antennes, tandis que les deux sous-réseaux virtuels périphériques sont composés de $M/2 - L$ antennes. Les

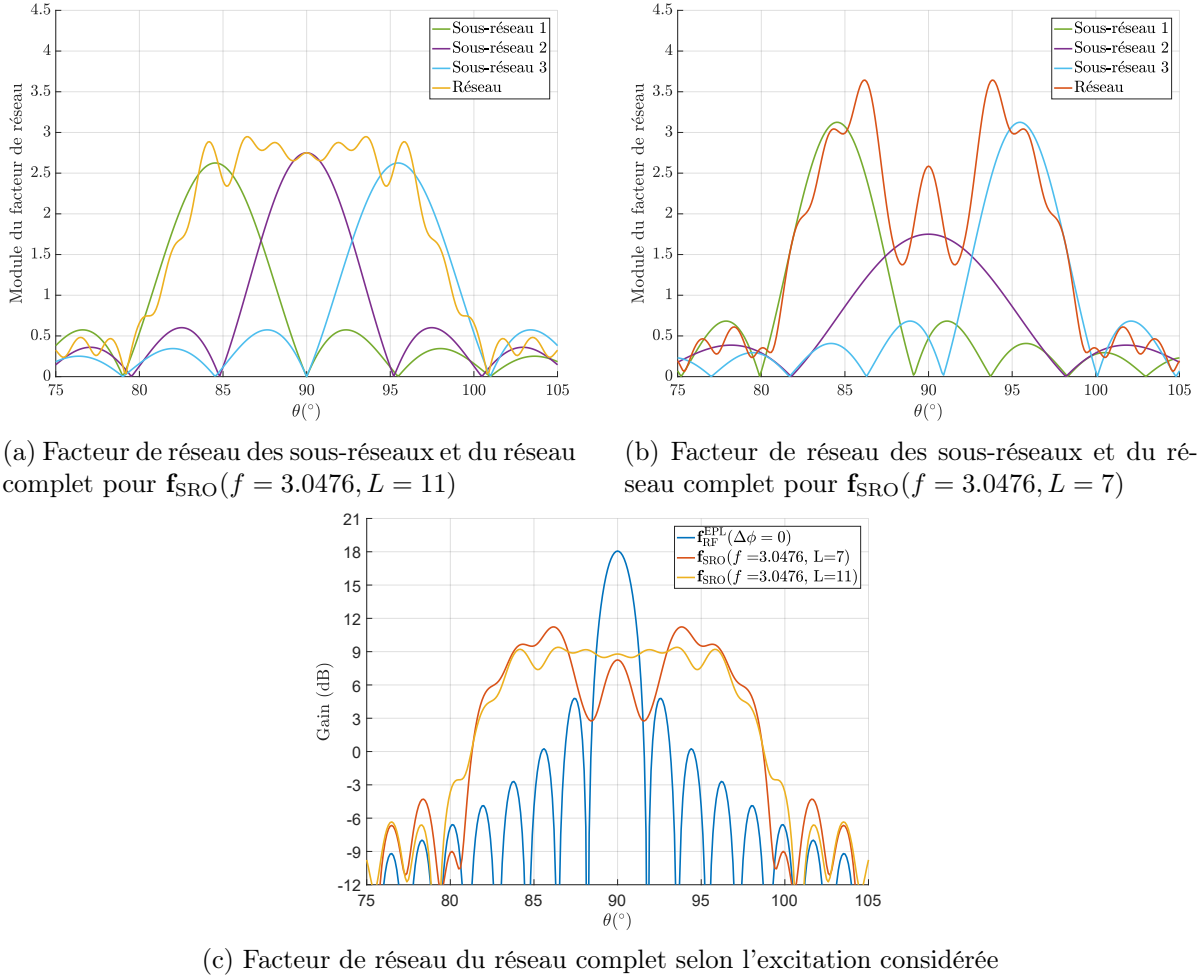


FIGURE 4.5 – Méthode des sous-réseaux avec optimisation pour un réseau de $M = 64$ antennes composé de 3 sous-réseaux virtuels

positions des maximums de rayonnement produits par les sous-réseaux virtuels centraux sont contrôlées par le paramètre f , tandis que les positions des maximums de rayonnement produits par les sous-réseaux virtuels périphériques sont contrôlées par le paramètre δf . L'excitation de phase $f_{\text{SRO}}(f, L, \delta f)$ appliquée au réseau d'antennes s'exprime donc,

$$f_{\text{SRO}}(f, L, \delta f) = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{cases} \exp\left(-\frac{j2\pi(f+\delta f)}{M} \left(m - \frac{M}{2} + \frac{1}{2}\right) - \frac{j2\pi \times \delta f}{M} \left(L - \frac{1}{2}\right)\right) & \text{pour } 0 \leq m \leq \frac{M}{2} - L - 1 \\ \exp\left(-\frac{j2\pi f}{M} \left(m - \frac{M}{2} + \frac{1}{2}\right)\right) & \text{pour } \frac{M}{2} - L \leq m \leq \frac{M}{2} - 1 \\ \exp\left(\frac{j2\pi f}{M} \left(m - \frac{M}{2} + \frac{1}{2}\right)\right) & \text{pour } \frac{M}{2} \leq m \leq \frac{M}{2} + L - 1 \\ \exp\left(\frac{j2\pi(f+\delta f)}{M} \left(m - \frac{M}{2} + \frac{1}{2}\right) - \frac{j2\pi \times \delta f}{M} \left(L - \frac{1}{2}\right)\right) & \text{pour } \frac{M}{2} + L \leq m \leq M - 1 \end{cases}, \quad (4.8)$$

où m correspond à l'indice de l'antenne au sein du réseau d'antennes. À partir des équations (2.9) et (4.8), les positions angulaires $\theta_{\text{max},2}$ des maximums de rayonnement produits par les réseaux périphériques s'expriment,

$$\theta_{\text{max},2} = \arccos\left(\pm \frac{2(f + \delta f)}{M}\right). \quad (4.9)$$

Les Figures 4.6a et 4.6b illustrent les faisceaux élargis formés pour des sous-réseaux virtuels composés de $L = 16$ antennes, avec $\delta f = 4$ et $\delta f = 7$ respectivement. Le paramètre f est fixé

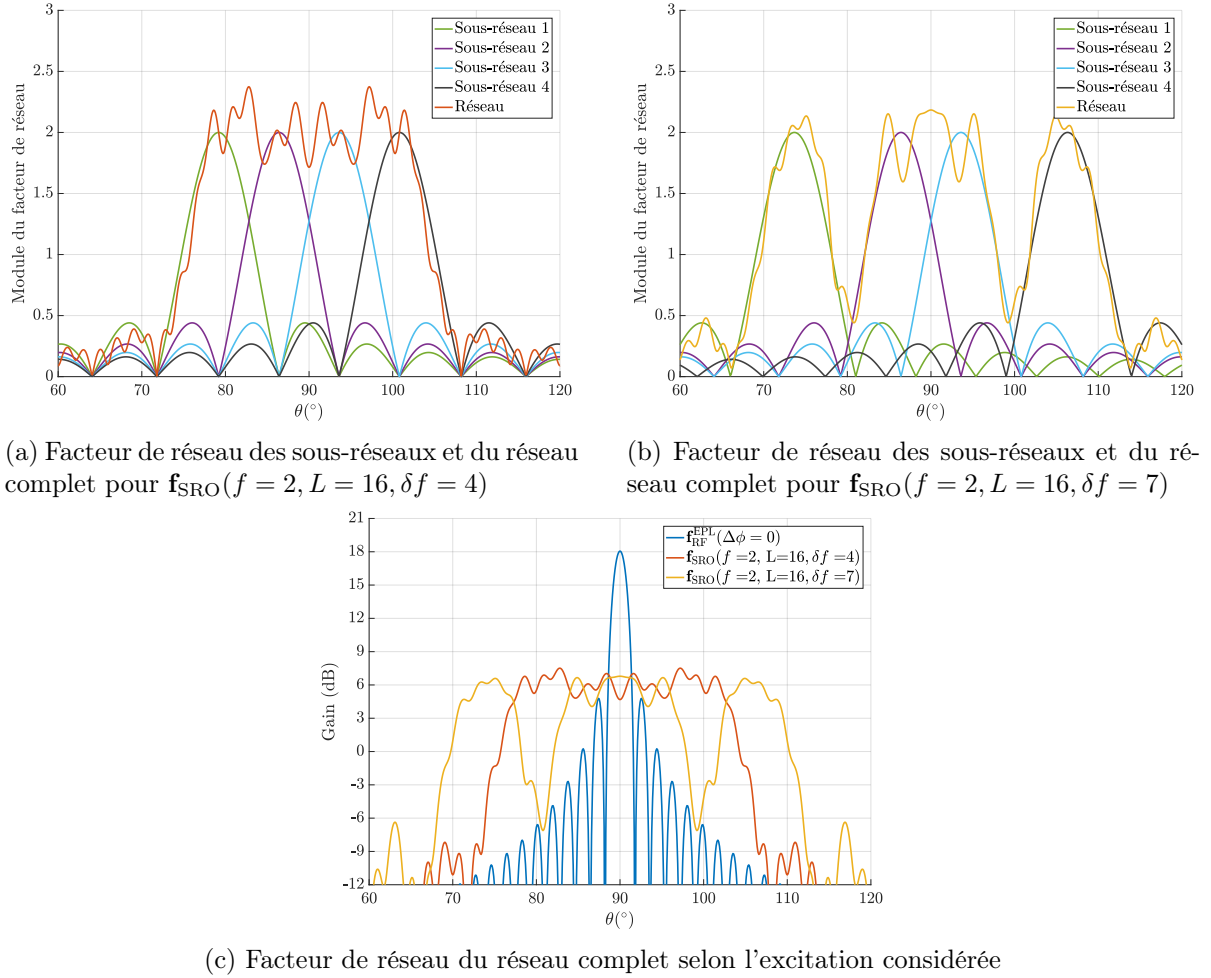


FIGURE 4.6 – Méthode des sous-réseaux avec optimisation pour un réseau de $M = 64$ antennes composé de 4 sous-réseaux virtuels

à 2 pour les deux configurations. Ces illustrations permettent de mettre en évidence que les positions des maximums de rayonnement produits par les sous-réseaux virtuels périphériques sont contrôlées indépendamment des positions des maximums de rayonnement produits par les sous-réseaux virtuels centraux grâce au paramètre δf .

4.2.2.5 Avantages et limites

La technique des sous-réseaux avec optimisation a plusieurs avantages par rapport à celle sans optimisation proposée en [95]. Tout d'abord, les positions angulaires des maximums de rayonnement produits par les sous-réseaux peuvent être optimisées afin de minimiser les oscillations, comme l'illustre la Figure 4.4. En outre, il est observé sur la Figure 4.7 que la configuration à 3 sous-réseaux ajoute un faisceau d'ouverture intermédiaire par rapport aux configurations à 2 et à 4 sous-réseaux. Tout comme pour la technique sans optimisation, le niveau des lobes secondaires peut être faible devant celui du lobe principal, à condition que les variables d'optimisation soient correctement paramétrées.

Du fait que le nombre maximum de sous-réseaux virtuels soit borné à 4, la limite principale de cette technique provient de sa faible flexibilité à contrôler l'ouverture à -3 dB du faisceau lorsque celle-ci dépasse $\Delta\theta_{-3dB}^{N_s=4}$ (soit $25,4^\circ$ pour un réseau à 64 antennes par exemple) (4.4). De plus, cette technique est beaucoup plus complexe à mettre en oeuvre que celle sans optimisation. En effet, l'optimisation de l'excitation de phase requiert le calcul du facteur de réseau pour différentes valeurs de f , L et δf , afin de déterminer par recherche exhaustive ou procédure itérative la configuration qui remplit au mieux l'objectif fixé.

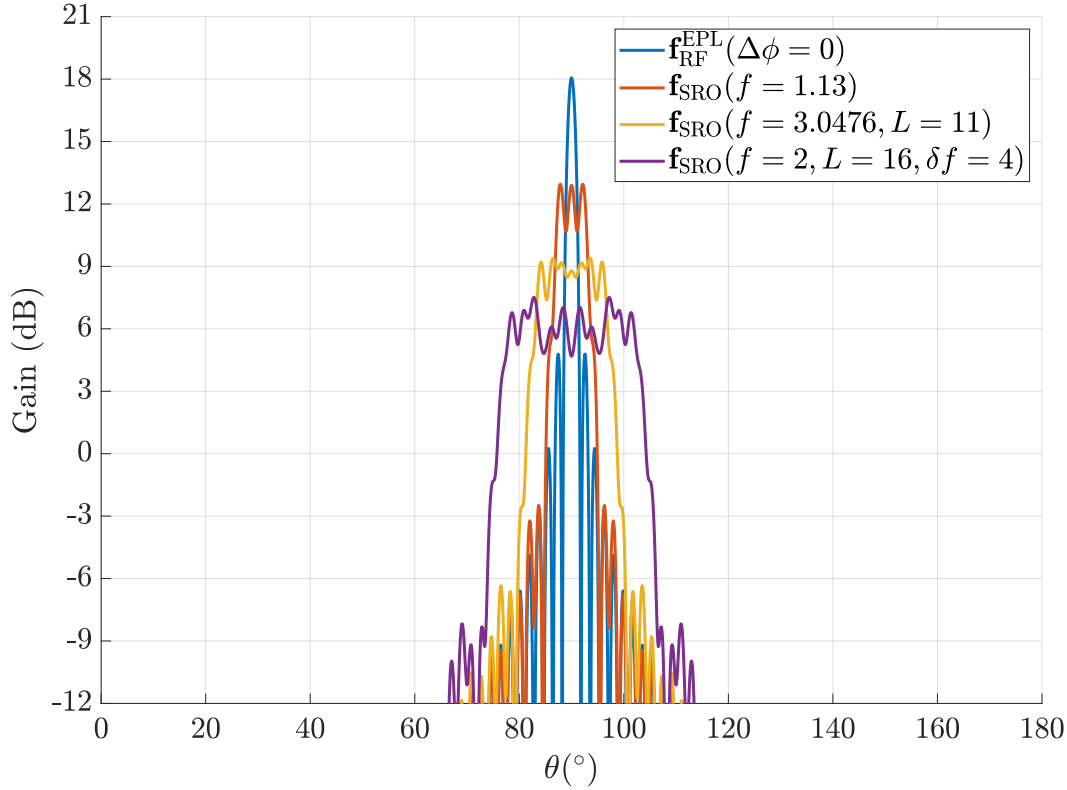


FIGURE 4.7 – Technique des sous-réseaux avec optimisation : Facteur de réseau du réseau complet ($M = 64$ antennes) pour 2, 3 et 4 sous-réseaux virtuels

4.2.3 Technique d'excitation polynomiale avec optimisation (EPO)

4.2.3.1 Principe général

Cette technique repose sur une excitation de phase polynomiale, qui dépend de deux paramètres d'optimisation [92]. L'excitation peut être optimisée à partir de la forme du faisceau désirée, de manière à minimiser l'erreur quadratique moyenne avec le faisceau formé sur le secteur d'intérêt. Une recherche exhaustive ou un algorithme d'optimisation peuvent être utilisés à cet effet.

4.2.3.2 Formulation mathématique

L'excitation de phase polynomiale $\mathbf{f}_{\text{EPO}}(p, c)$ appliquée au réseau d'antennes s'exprime,

$$\mathbf{f}_{\text{EPO}}(p, c) = \frac{1}{\sqrt{M}} \left[e^{jf_0(p, c)}, \dots, e^{jf_{M-1}(p, c)} \right]^T, \quad (4.10)$$

où $f_m(p, c)$ est la fonction d'élargissement à deux paramètres, définie telle que,

$$f_m(p, c) = \left| 4\pi c \left(\frac{m - \frac{M-1}{2}}{M-1} \right)^p \right|, m \in \{0, \dots, M-1\}. \quad (4.11)$$

Le paramètre p correspond au degré de l'excitation de phase polynomiale, tandis que le paramètre c agit sur les coefficients du polynôme. Cette fonction a l'avantage d'assurer la symétrie du faisceau obtenu, puisque l'excitation de phase polynomiale définie par l'équation (4.11) est elle-même symétrique.

À titre d'illustration, des exemples de faisceaux obtenus pour des excitations de phase polynomiales de degré 2, 3 et 4 sont représentés sur la Figure 4.8.

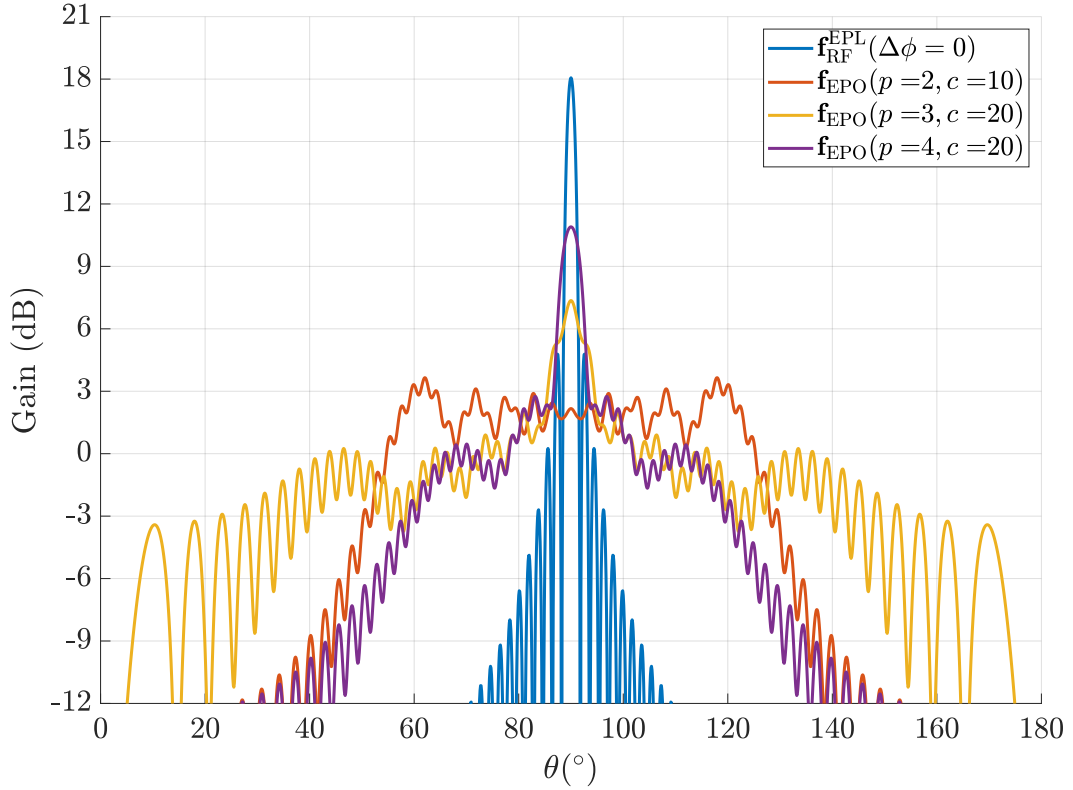


FIGURE 4.8 – Facteurs de réseau obtenus pour une excitation linéaire et pour des excitations polynomiales de degré 2, 3 et 4, pour un réseau composé de $M = 64$ antennes

4.2.3.3 Avantages et limites

Comme l’illustre la Figure 4.8, cette technique a pour avantage d’offrir une grande flexibilité de contrôle de l’ouverture à -3 dB du faisceau.

Néanmoins, cette technique nécessite de calculer le facteur de réseau pour un ensemble de couple de valeurs $\{p, c\}$, afin de déterminer celui qui est le plus adapté à l’objectif fixé. La complexité de cette technique est donc importante vis-à-vis de la technique des sous-réseaux sans optimisation.

4.3 Conclusion

Ce quatrième chapitre nous a donné l’occasion d’introduire la notion d’élargissement de faisceau. Il a été vu que l’augmentation de l’ouverture -3 dB peut être bénéfique pour réduire la latence de l’établissement de lien, pour contrer le phénomène de blocage ou encore pour améliorer la robustesse du lien en cas d’erreur d’alignement de faisceau.

Pour des raisons de coûts et d’efficacité énergétique, les techniques d’élargissement de faisceau à excitation de phase, sous contrainte d’amplitude constante, sont privilégiées dans les bandes millimétriques. Une très large majorité de ces méthodes reposent sur l’optimisation de l’excitation de phase, à l’aide d’un algorithme dédié ou d’une recherche exhaustive. Ces deux approches ont une complexité importante, qui contraint à réaliser l’optimisation de la forme des faisceaux en amont. Une seule méthode systématique de faible complexité est proposée dans la littérature. Celle-ci possède de nombreux avantages (faible niveau d’oscillations et de lobes secondaires), mais pêche par son manque de flexibilité pour le contrôle de l’ouverture du faisceau. Les travaux effectués au cours de cette thèse ont donc visé au développement d’une technique d’élargissement de faisceau systématique de faible complexité, reposant sur une excitation de phase, sous contrainte d’amplitude constante.

Chapitre 5

Technique systématique d'élargissement de faisceau à partir d'une excitation de phase quadratique

Ce cinquième chapitre vise à développer une technique d'élargissement de faisceau systématique de faible complexité, qui repose sur une excitation de phase, sous contrainte d'amplitude constante. Il est choisi d'utiliser plus particulièrement une excitation de phase de forme quadratique, puisque celle-ci est déjà connue pour sa capacité à élargir l'ouverture du faisceau formé [92, 94]. L'originalité de notre travail consiste à contrôler l'excitation de phase quadratique de façon systématique, à partir des propriétés du rayonnement en champ lointain produit par une ligne continue. Pour ce faire, les caractéristiques du rayonnement en champ lointain d'une ligne continue, contrôlée par une excitation de phase quadratique, sont analysées en Section 5.1. Un paramétrage systématique des coefficients qui contrôlent l'excitation de phase quadratique est également proposé au sein de cette section. La pertinence du paramétrage proposé est évaluée en Section 5.2. En outre, les performances obtenues sont comparées à celles des méthodes de référence présentées au cours du chapitre 4. Enfin, un second paramétrage des coefficients de l'excitation de phase quadratique est proposé en Section 5.3. Celui-ci vise à améliorer la précision du contrôle de l'ouverture du faisceau, notamment pour les réseaux de petite taille. Il a également pour objectif d'assurer que le signal soit émis dans la bonne direction.

5.1 Formation de faisceau par excitation de phase quadratique

Le rayonnement en champ lointain d'une ligne continue (*facteur d'espace*), contrôlé par une excitation de phase quadratique, est l'objet d'étude de la section 5.1.1. L'influence des coefficients qui composent cette excitation est développée en Section 5.1.2 et le paramétrage systématique de ceux-ci est proposé en Section 5.1.3. Sous contrainte du paramétrage établi, l'influence du dépointage et de la longueur de ligne sur le facteur d'espace est étudiée en Sections 5.1.4 et 5.1.5. Enfin, les conséquences du passage d'une ligne continue à un réseau d'antennes discret sont observées en Section 5.1.6.

5.1.1 Facteur d'espace pour une excitation de phase quadratique

L'expression générale du facteur d'espace $SF(\theta)$ pour une ligne continue de longueur L , placée symétriquement sur l'axe z , s'exprime,

$$SF(\theta) = \int_{-\frac{L}{2}}^{+\frac{L}{2}} I(z) e^{j(k_0 z \cos \theta + \Phi(z))} dz, \quad (5.1)$$

où $I(z)$ et $\Phi(z)$ correspondent respectivement à l'excitation d'amplitude et à l'excitation de phase le long de la source. Puisque nous nous intéressons aux techniques d'élargissement de

faisceau à excitation de phase, sous contrainte d'amplitude constante, une distribution uniforme d'amplitude $I(z) = I_0/L$ est considérée. La distribution de phase quadratique s'exprime quant à elle,

$$\Phi(z) = B_1 z + B_2 z^2, \quad (5.2)$$

où B_1 et B_2 contrôlent respectivement les déphasages linéaire et quadratique qui composent l'excitation de phase. En combinant les équations (5.1) et (5.2), on obtient,

$$SF(\theta) = \frac{I_0}{L} \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} e^{j\phi(z)} dz, \quad (5.3)$$

où $\phi(z)$, écrit sous forme canonique, s'exprime,

$$\phi(z) = B_2 \left(z + \frac{B_1 + k_0 \cos(\theta)}{2B_2} \right)^2 - \frac{(B_1 + k_0 \cos(\theta))^2}{4B_2}. \quad (5.4)$$

En substituant la variable z par la variable $u = \sqrt{\frac{2B_2}{\pi}} \left(z + \frac{B_1 + k_0 \cos(\theta)}{2B_2} \right)$, on obtient,

$$SF(\theta) = \frac{I_0}{L} \sqrt{\frac{\pi}{2B_2}} e^{-j \frac{(B_1 + k_0 \cos(\theta))^2}{4B_2}} I(\theta), \quad (5.5)$$

où,

$$I(\theta) = \int_{\underline{u}_\theta}^{\bar{u}_\theta} e^{j \frac{\pi}{2} u^2} du, \quad (5.6)$$

$$\text{avec, } \begin{cases} \underline{u}_\theta = \sqrt{\frac{2B_2}{\pi}} \left(-\frac{L}{2} + \frac{B_1 + k_0 \cos(\theta)}{2B_2} \right) \\ \bar{u}_\theta = \sqrt{\frac{2B_2}{\pi}} \left(\frac{L}{2} + \frac{B_1 + k_0 \cos(\theta)}{2B_2} \right) \end{cases}. \quad (5.7)$$

Les fonctions $\underline{u}_\theta$ et $\bar{u}_\theta$ sont toutes deux décroissantes pour $\theta \in [0, \pi]$ et leur ensemble d'arrivée est respectivement noté $D_{\underline{u}_\theta} \in [\underline{u}_{\theta=\pi}, \underline{u}_{\theta=0}]$ et $D_{\bar{u}_\theta} \in [\bar{u}_{\theta=\pi}, \bar{u}_{\theta=0}]$. Le changement de variable réalisé permet de réécrire l'équation (5.6) à l'aide des fonctions de Fresnel normalisées $C(u) = \int_0^u \cos(\frac{\pi}{2} t^2) dt$ et $S(u) = \int_0^u \sin(\frac{\pi}{2} t^2) dt$ [96, P300]. Ainsi, $I(\theta)$ s'exprime,

$$I(\theta) = C(\bar{u}_\theta) + jS(\bar{u}_\theta) - (C(\underline{u}_\theta) + jS(\underline{u}_\theta)). \quad (5.8)$$

Finalement, le module du facteur d'espace d'une ligne continue, alimentée par une excitation de phase quadratique, s'écrit,

$$|SF(\theta)| = \frac{I_0}{L} \sqrt{\frac{\pi}{2B_2}} \sqrt{(C(\bar{u}_\theta) - C(\underline{u}_\theta))^2 + (S(\bar{u}_\theta) - S(\underline{u}_\theta))^2}. \quad (5.9)$$

Par conséquent, lorsqu'une excitation de phase de forme quadratique est appliquée à une source continue, le rayonnement produit en champ lointain dépend directement des fonctions de Fresnel normalisées ainsi que des ensembles $D_{\underline{u}_\theta}$ et $D_{\bar{u}_\theta}$ sur lesquels elles sont évaluées.

5.1.2 Influence des paramètres B_1 et B_2 sur le facteur d'espace

Cette section s'attache à décrire l'influence des coefficients B_1 et B_2 , qui contrôlent l'excitation de phase quadratique, sur le facteur d'espace.

5.1.2.1 Influence de B_2

Afin de comprendre intuitivement comment une variation de phase quadratique entraîne un phénomène d'élargissement de faisceau, il est intéressant d'étudier la différence $\Delta_{\bar{u}_\theta, \underline{u}_\theta}$ entre les

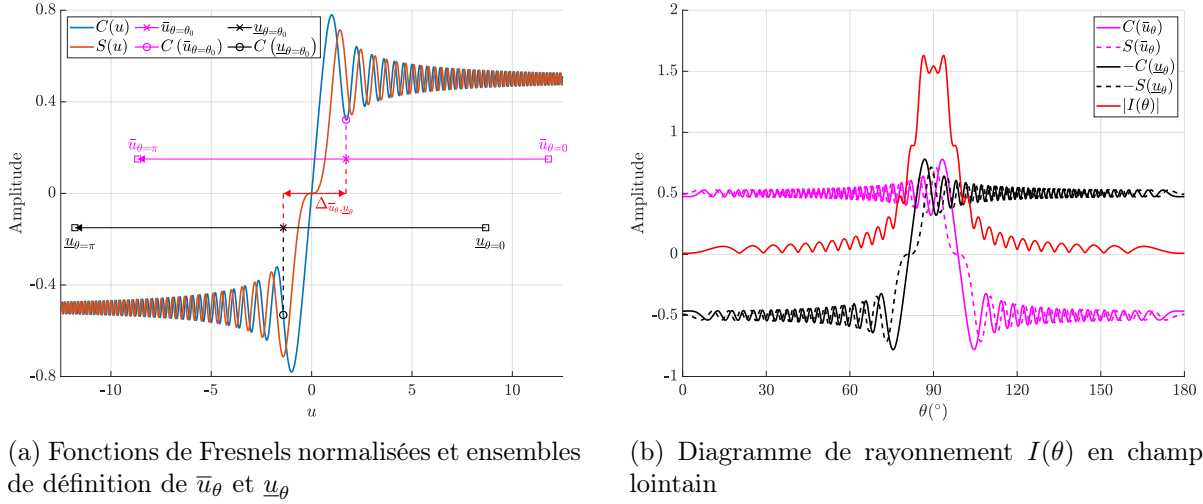


FIGURE 5.1 – Ligne continue de longueur $L = 16\lambda$ contrôlée par une excitation de phase quadratique de coefficients $B_1 = 0$ et $B_2 = 600$

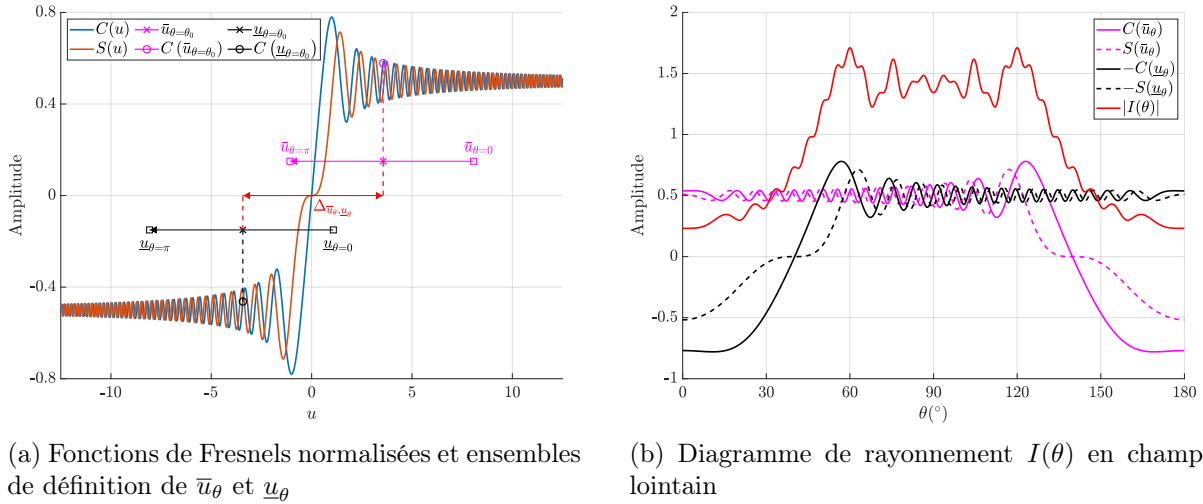


FIGURE 5.2 – Ligne continue de longueur $L = 16\lambda$ contrôlée par une excitation de phase quadratique de coefficients $B_1 = 0$ et $B_2 = 3000$

bornes d'intégration $\bar{u}_\theta$ et $\underline{u}_\theta$, qui correspondent également aux points d'évaluation des fonctions de Fresnel normalisées. Cette différence s'exprime,

$$\Delta_{\bar{u}_\theta, \underline{u}_\theta} = \bar{u}_\theta - \underline{u}_\theta = \sqrt{\frac{2B_2}{\pi}} L, \quad (5.10)$$

et augmente avec B_2 si l'on considère une longueur de ligne L constante.

Les Figures 5.1 et 5.2 illustrent la fonction $\Delta_{\bar{u}_\theta, \underline{u}_\theta}$ ainsi que les fonctions qui composent le facteur d'espace, respectivement pour $B_2 = 600$ et $B_2 = 3000$. Pour ces deux figures, l'illustration (a) représente les fonctions de Fresnel normalisées $C(u)$ et $S(u)$, et les ensembles $D_{\underline{u}_\theta} \in [\underline{u}_{\theta=\pi}, \underline{u}_{\theta=0}]$ et $D_{\bar{u}_\theta} \in [\bar{u}_{\theta=\pi}, \bar{u}_{\theta=0}]$ sur lesquels ces fonctions sont évaluées. La différence $\Delta_{\bar{u}_\theta, \underline{u}_\theta}$ est illustrée pour un angle $\theta_0 \in [0, \pi]$ quelconque. L'illustration (b) représente quant à elle la fonction $I(\theta)$ ainsi que les couples de fonctions $(C(\bar{u}_\theta), S(\bar{u}_\theta))$ et $(-C(\underline{u}_\theta), -S(\underline{u}_\theta))$ qui la composent.

Ces figures illustrent de fait que la forme du faisceau dépend des variations des fonctions de Fresnel normalisées, mais aussi des ensembles $D_{\underline{u}_\theta} \in [\underline{u}_{\theta=\pi}, \underline{u}_{\theta=0}]$ et $D_{\bar{u}_\theta} \in [\bar{u}_{\theta=\pi}, \bar{u}_{\theta=0}]$ sur lesquels elles sont évaluées. Il est important de remarquer que la différence $\Delta_{\bar{u}_\theta, \underline{u}_\theta}$ contrôle indirectement la distance angulaire entre les maximums des couples de fonctions $(C(\bar{u}_\theta), S(\bar{u}_\theta))$

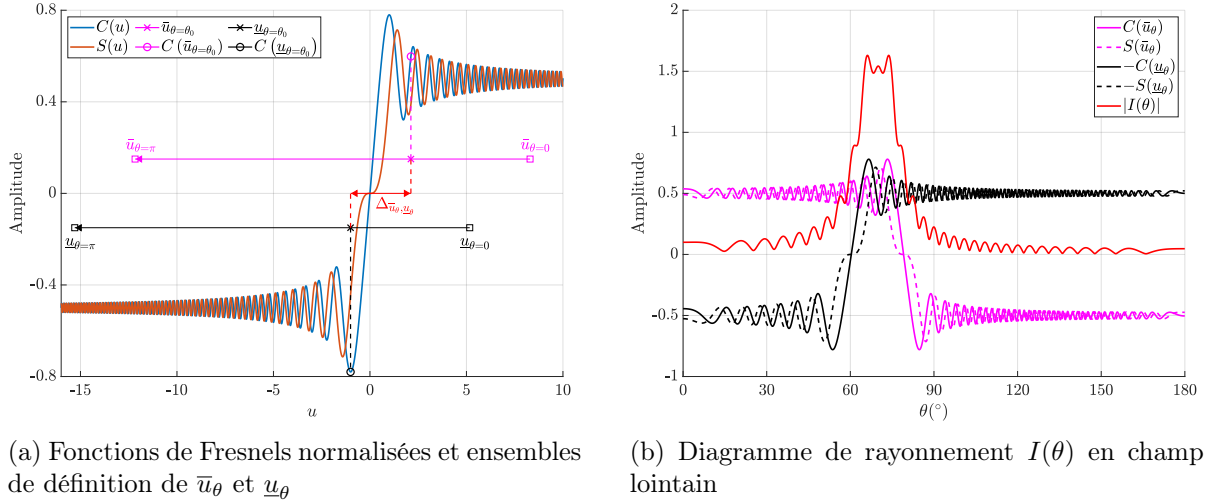


FIGURE 5.3 – Ligne continue de longueur $L = 16\lambda$ contrôlée par une excitation de phase quadratique de coefficients $B_1 = -215$ et $B_2 = 600$

et $(-C(\underline{u}_\theta), -S(\underline{u}_\theta))$. Plus la différence $\Delta_{\bar{u}_\theta, \underline{u}_\theta}$ est importante, plus la distance angulaire entre $(C(\bar{u}_\theta), S(\bar{u}_\theta))$ et $(-C(\underline{u}_\theta), -S(\underline{u}_\theta))$ est grande, et plus le phénomène d’élargissement de faisceau est prononcé. Du fait de la relation (5.10), il apparaît clairement que le coefficient B_2 permet de régler le phénomène d’élargissement, à taille de réseau L constante.

5.1.2.2 Influence de B_1

Comme le représentent les Figures 5.1b et 5.2b, le rayonnement est symétrique selon la normale au réseau lorsque $(C(\bar{u}_{\theta=\theta_0}), S(\bar{u}_{\theta=\theta_0}))$ est égal à $(-C(\underline{u}_{\theta=\pi-\theta_0}), -S(\underline{u}_{\theta=\pi-\theta_0}))$ pour $\theta_0 \in [0, \pi]$. Cette condition est uniquement vérifiée lorsque le coefficient B_1 est nul. Pour une valeur de B_1 négative, un offset négatif est ajouté aux fonctions $\bar{u}_\theta$ et $\underline{u}_\theta$. Par conséquent, les extremums des fonctions de Fresnel normalisées sont franchis pour des angles d’élévation θ de plus faible valeur, ce qui entraîne le dépointage du faisceau en un angle $\theta_{\max} < \pi/2$. Ce phénomène est illustré sur la Figure 5.3, où l’angle de focalisation $\theta_{\max}$ est inférieur à $\pi/2$ en raison du coefficient B_1 négatif. Par le même type de raisonnement, il apparaît qu’un angle de focalisation supérieur à $\pi/2$ aurait été obtenu si le coefficient B_1 avait été positif. Par conséquent, le paramètre B_1 permet de régler le dépointage du faisceau.

5.1.3 Paramétrage de B_1 et B_2 pour le contrôle du facteur d’espace pour une excitation de phase quadratique

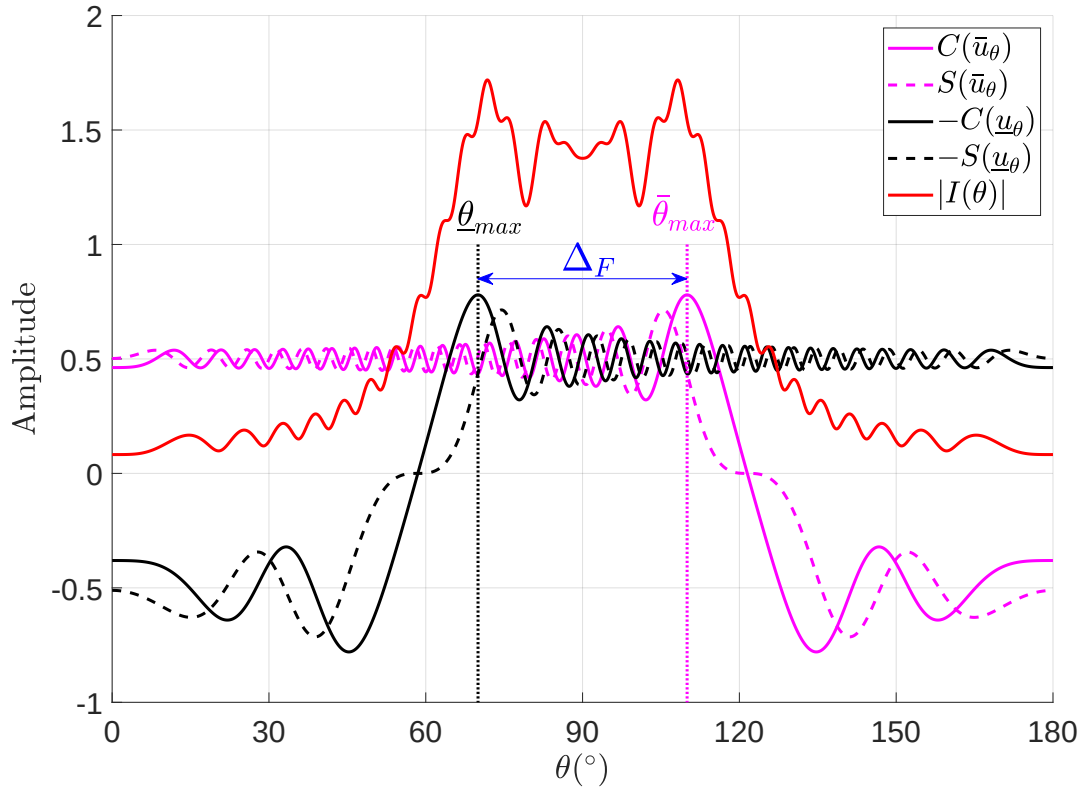
La section précédente a permis d’illustrer l’influence des coefficients B_1 et B_2 , qui contrôlent l’excitation de phase quadratique, sur le dépointage et la largeur du faisceau formé. Dans cette section, nous proposons une méthode de paramétrage de B_1 et B_2 qui permet de régler ces deux phénomènes de manière systématique.

5.1.3.1 Paramétrage de B_1

Il a été vu en Section 5.1.1 que le coefficient B_1 contrôle le déphasage linéaire. Il a également été observé en Section 5.1.2 que ce même coefficient règle l’angle de dépointage du faisceau. Ce résultat était attendu puisque l’excitation de phase linéaire est connue pour focaliser le rayonnement dans une direction donnée (Section 2.2). Ainsi, le paramétrage du coefficient B_1 suit celui d’une excitation de phase linéaire classique et s’écrit,

$$B_1(\theta_{\max}) = -k_0 \cos \theta_{\max}, \quad (5.11)$$

où $\theta_{\max}$ correspond à l’angle de dépointage du faisceau.

FIGURE 5.4 – Illustration de la corrélation entre la largeur du faisceau et l'écart angulaire Δ_F

5.1.3.2 Paramétrage de B_2

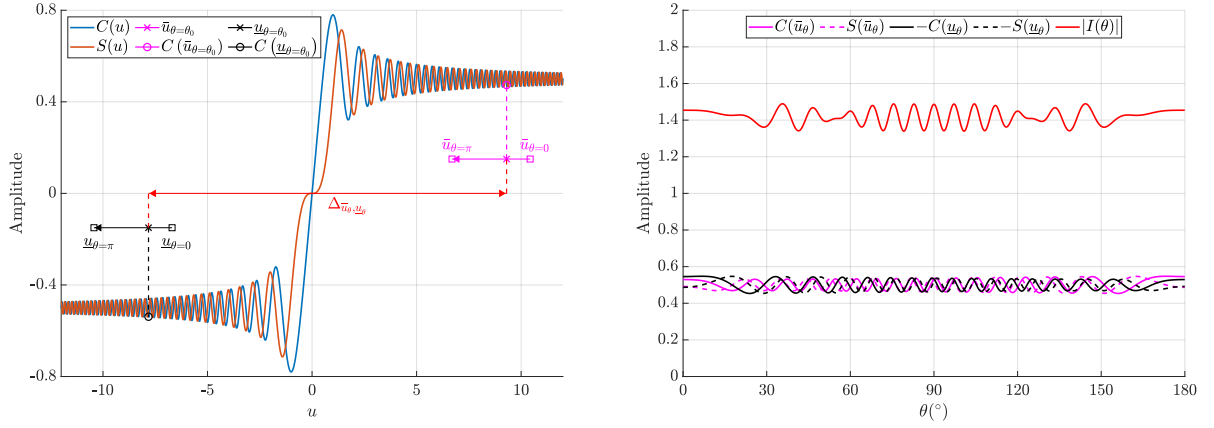
Il a été vu en Section 5.1.1 que le coefficient B_2 contrôle le déphasage quadratique. Il a également été observé en Section 5.1.2 que ce même coefficient règle le phénomène d'élargissement de faisceau. Par ailleurs, les Figures 5.1 à 5.3 permettent de remarquer que la largeur du faisceau est corrélée à la distance angulaire Δ_F entre les maximums des fonctions $C(\bar{u}_\theta)$ et $-C(u_\theta)$, respectivement obtenus en $\bar{\theta}_{\max}$ et $\underline{\theta}_{\max}$. Ces différents termes sont illustrés plus précisément sur la Figure 5.4. Il est important de noter que cette observation est valide à condition que le maximum global de la fonction de Fresnel en cosinus soit parcouru par $\bar{u}_\theta$ et que le minimum global de cette même fonction soit parcouru par u_θ . Par définition de la fonction de Fresnel en cosinus, le maximum global et le minimum global sont respectivement obtenus pour $u = 1$ et $u = -1$. Les conditions $1 \in D_{\bar{u}_\theta}$ et $-1 \in D_{u_\theta}$ doivent donc être respectées. Dans le cas contraire, un rayonnement quasiment uniforme est obtenu du fait de la convergence des fonctions de Fresnel lorsque $u \rightarrow \pm\infty$ (Figure 5.5). Par conséquent, la distance angulaire Δ_F est formellement écrite,

$$\Delta_F = \bar{\theta}_{\max} - \underline{\theta}_{\max}, \quad (5.12)$$

où,

$$\begin{cases} \bar{\theta}_{\max} = \text{Arg} \max_{\theta} C(\bar{u}_\theta), \text{ sous condition que } 1 \in D_{\bar{u}_\theta} \\ \underline{\theta}_{\max} = \text{Arg} \max_{\theta} -C(u_\theta), \text{ sous condition que } -1 \in D_{u_\theta} \end{cases} \quad (5.13)$$

Du fait des propriétés de la fonction de Fresnel en cosinus $C(u)$, les solutions de l'équation (5.13) sont obtenues respectivement pour $\bar{u}_\theta = 1$ et $u_\theta = -1$. En substituant $\bar{u}_\theta$ et u_θ par 1 et -1 dans l'équation (5.7), $\bar{\theta}_{\max}$ et $\underline{\theta}_{\max}$ sont réécrits,



(a) Fonctions de Fresnels normalisées et ensembles de définition de $\bar{u}_{\theta}$ et $\underline{u}_{\theta}$

(b) Diagramme de rayonnement $I(\theta)$ en champ lointain

FIGURE 5.5 – Ligne continue de longueur $L = 16\lambda$ contrôlée par une excitation de phase quadratique de coefficients $B_1 = 0$ et $B_2 = 18000$

$$\begin{cases} \bar{\theta}_{\max} = \arccos \left(\frac{-B_1 + 2B_2 \left(\sqrt{\frac{\pi}{2B_2}} - \frac{L}{2} \right)}{k_0} \right) = \arccos(x_0 + \Delta_x) \\ \underline{\theta}_{\max} = \arccos \left(\frac{-B_1 - 2B_2 \left(\sqrt{\frac{\pi}{2B_2}} - \frac{L}{2} \right)}{k_0} \right) = \arccos(x_0 - \Delta_x) \end{cases}, \quad (5.14)$$

où,

$$x_0 = -B_1/k_0 = \cos \theta_{\max}, \quad (5.15)$$

et,

$$\Delta_x = \lambda \sqrt{\frac{B_2}{2\pi}} \left(1 - \frac{\Delta_{\bar{u}_{\theta}, \underline{u}_{\theta}}}{2} \right). \quad (5.16)$$

Les conditions

$$\begin{cases} -1 \leq x_0 + \Delta_x \leq 1 \\ -1 \leq x_0 - \Delta_x \leq 1 \end{cases}, \quad (5.17)$$

doivent être conjointement vérifiées afin d'assurer l'existence de $\bar{\theta}_{\max}$ et $\underline{\theta}_{\max}$. Il est montré en Annexe E que les fonctions $\bar{\theta}_{\max}$ et $\underline{\theta}_{\max}$ sont toutes deux définies lorsque $B_2 \in D_{B_2}$:

$$D_{B_2} = \left\{ \begin{aligned} & \left[0, B_{2,1}^{\Delta_x > 0} \right] \cup \left[B_{2,2}^{\Delta_x > 0}, B_{2,2}^{\Delta_x \leq 0} \right], \theta_{\max} \in [0, \theta_{\max}^0 \cup \pi - \theta_{\max}^0, \pi] \\ & \left[0, B_{2,2}^{\Delta_x \leq 0} \right], \theta_{\max} \in [\theta_{\max}^0, \pi - \theta_{\max}^0] \end{aligned} \right\}, \quad (5.18)$$

où,

$$\begin{cases} B_{2,1}^{\Delta_x > 0} = \frac{\pi}{\lambda L^2} \left[-2L(1 - |x_0|) + \lambda \mp \sqrt{\lambda(-4L(1 - |x_0|) + \lambda)} \right] \\ B_{2,2}^{\Delta_x \leq 0} = \frac{\pi}{\lambda L^2} \left[-2L(-1 + |x_0|) + \lambda + \sqrt{\lambda(-4L(-1 + |x_0|) + \lambda)} \right] \\ \theta_{\max}^0 = \arccos \left(1 - \frac{\lambda}{4L} \right) \end{cases}. \quad (5.19)$$

Après diverses opérations détaillées en Annexe F, le coefficient B_2 est exprimé selon la distance angulaire $\Delta_F \in [\Delta_F^{\min}, \Delta_F^{\max}]$ et l'angle de dépointage $\theta_{\max}$ souhaités,

$$B_2(\Delta_F, \theta_{\max}) = \begin{cases} \frac{\pi}{\lambda L^2} \left[-2L\Delta_x + \lambda \mp \sqrt{\lambda(-4L\Delta_x + \lambda)} \right], \Delta_F \in [\Delta_F^{\min}, 0[\\ \frac{\pi}{\lambda L^2} \left[-2L\Delta_x + \lambda + \sqrt{\lambda(-4L\Delta_x + \lambda)} \right], \Delta_F \in [0, \Delta_F^{\max}] \end{cases}, \quad (5.20)$$

où,

$$\begin{cases} \Delta_F^{\max} = \arccos(2|x_0| - 1), \theta_{\max} \in [0, \pi] \\ \Delta_F^{\min} = \begin{cases} -\Delta_F^{\max}, \theta_{\max} \in [0, \theta_{\max}^0] \cup [\pi - \theta_{\max}^0, \pi] \\ \arccos\left(x_0 + \frac{\lambda}{4L}\right) - \arccos\left(x_0 - \frac{\lambda}{4L}\right), \theta_{\max} \in [\theta_{\max}^0, \pi - \theta_{\max}^0] \end{cases} \end{cases}, \quad (5.21)$$

et,

$$\Delta_x = -\text{Sign}(\Delta_F) \sqrt{\frac{(1 - \cos \Delta_F)(-2x_0^2 + 1 + \cos \Delta_F)}{2(1 + \cos \Delta_F)}}. \quad (5.22)$$

Les équations (5.20) à (5.22) permettent donc de calculer directement le coefficient B_2 , qui contrôle le déphasage quadratique, à partir de la distance angulaire Δ_F désirée entre les maximums des fonctions $C(\bar{u}_\theta)$ et $-C(u_\theta)$, et à partir de l'angle de dépointage $\theta_{\max}$ souhaité. **Puisque la largeur du faisceau est corrélée à Δ_F , ces équations forment une solution systématique pour la détermination de l'excitation de phase quadratique selon une ouverture désirée, quels que soient la longueur de la source L , la longueur d'onde λ et l'angle de dépointage $\theta_{\max}$.**

5.1.4 Influence du dépointage sur le facteur d'espace

Comme il a été vu en Section 5.1.3.1, le dépointage du faisceau est réglé par le coefficient B_1 dont le paramétrage suit celui d'une excitation de phase linéaire classique. Pour rappel, l'ouverture du faisceau formé par ce type d'excitation augmente avec l'angle de dépointage (2.11). Par extension, la même conclusion est attendue lorsqu'une excitation de phase quadratique, composée d'un terme de déphasage linéaire, est utilisée. Le phénomène est observé sur la Figure 5.6. Sur cette illustration, le faisceau bleu est formé dans la direction normale au réseau ($\theta_{\max} = 90^\circ$) pour $\Delta_F = 20^\circ$. Le faisceau jaune est obtenu pour le même coefficient quadratique B_2 , mais est dépointé dans la direction $\theta_{\max} = 40^\circ$. Comme attendu, le dépointage entraîne un phénomène d'élargissement de faisceau lorsque le coefficient B_2 est constant. La consigne d'ouverture $\Delta_F = 20^\circ$ ne concorde alors plus avec la largeur du faisceau formé. La prise en compte du dépointage $\theta_{\max}$ lors du calcul de B_2 (faisceau orange) assure que la distance angulaire Δ_F entre les maximums des fonctions $C(\bar{u}_\theta)$ et $-C(u_\theta)$ soit respectée et que l'ouverture du faisceau formé soit proche de la consigne.

5.1.5 Influence de la longueur de ligne sur le facteur d'espace

La technique d'élargissement de faisceau que nous proposons suggère d'écrire le coefficient B_2 selon la distance angulaire Δ_F , qui contrôle l'ouverture du faisceau, et selon l'angle de dépointage $\theta_{\max}$. L'hypothèse sous-jacente est que le rayonnement produit par une ligne, qui est contrôlée par une excitation de phase quadratique, est une fonction rectangulaire de largeur paramétrable. Cette hypothèse devient plus pertinente à mesure que la longueur de la ligne augmente.

Pour le comprendre, considérons que la même distance angulaire Δ_F et le même angle de dépointage $\theta_{\max}$ sont choisis pour deux lignes de longueur différente. En rappelant les équations (5.12) et (5.14), il apparaît que la valeur de Δ_x est également la même pour les deux configurations. À partir des équations (5.10) et (5.16) qui caractérisent l'expression de Δ_x , il est clair que B_2 doit contrebalancer L de manière à ce que la valeur de Δ_x soit la même. Par conséquent, plus la longueur de ligne L est importante et plus le coefficient B_2 est faible.

Nous introduisons maintenant la variable Δ_u qui caractérise l'amplitude de D_{u_θ} et $D_{\bar{u}_\theta}$. À partir de l'équation (5.7), Δ_u s'écrit,

$$\Delta_u(\Delta_F, \theta_{\max}) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \times \frac{k_0}{\sqrt{B_2(\Delta_F, \theta_{\max})}}. \quad (5.23)$$

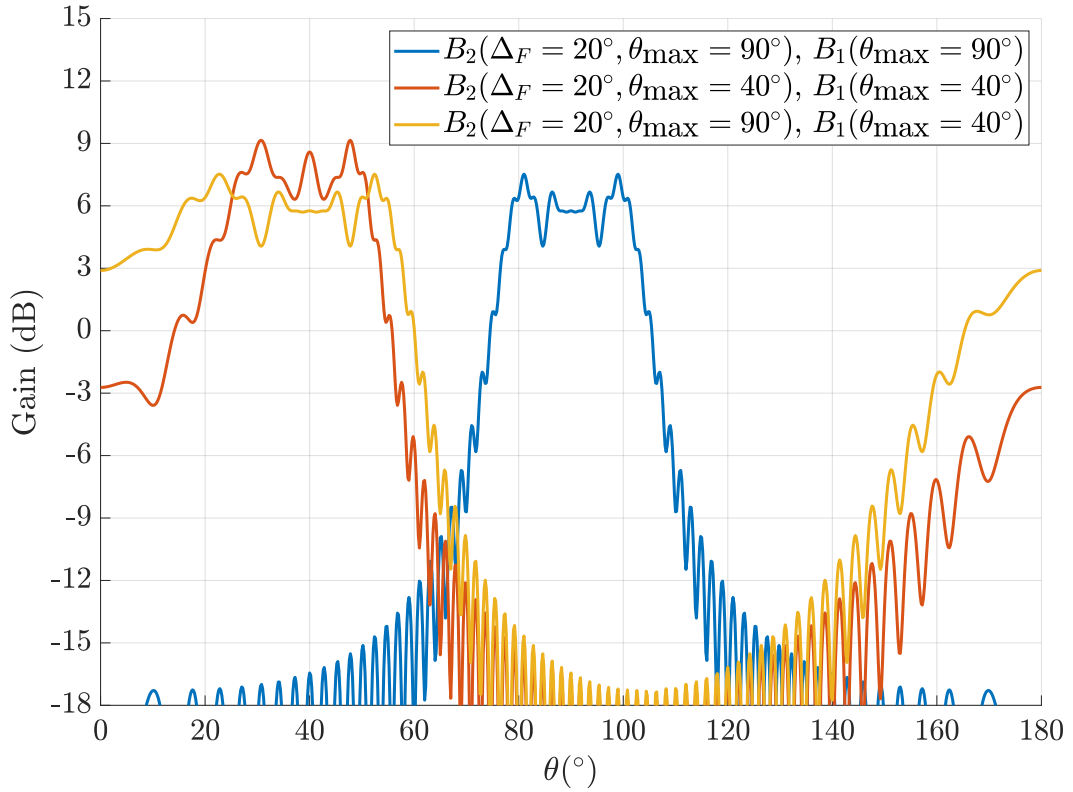


FIGURE 5.6 – Prise en compte ou non de l'angle de dépointage $\theta_{\max}$ pour le calcul du coefficient B_2

La Figure 5.7 représente l'influence de Δ_u sur le rayonnement pour deux réseaux de taille différente, pour lesquels la distance angulaire Δ_F est identique. Conformément à la conclusion du paragraphe précédent et à l'équation (5.23), la valeur Δ_u est plus importante pour la ligne la plus longue, puisque le coefficient B_2 est plus faible. Comme l'illustre la Figure 5.7, une plus grande amplitude des ensembles de définition D_{u_θ} et $D_{\bar{u}_\theta}$ résulte en une compression des intégrales de Fresnel. Ce phénomène entraîne une réduction des ondulations, une meilleure efficacité de rayonnement, et donc un rayonnement qui tend vers une forme rectangulaire.

Pour résumer, à Δ_F fixé, plus la ligne est longue, plus le coefficient B_2 est faible et plus l'amplitude Δ_u des ensembles D_{u_θ} et $D_{\bar{u}_\theta}$ est grande ; le phénomène de compression des fonctions de Fresnel est alors accentué et le rayonnement tend vers une fonction rectangulaire.

5.1.6 Passage d'une ligne continue à un réseau d'antennes discret

Le paramétrage des coefficients B_1 et B_2 , détaillé en Section 5.1.3, s'appuie sur le facteur d'espace, c'est-à-dire sur les caractéristiques du rayonnement d'une ligne continue en champ lointain. Cependant, en pratique, les réseaux d'antennes discrets sont privilégiés aux lignes continues. Il est donc important de vérifier que la forme du rayonnement produit en champ lointain par un réseau d'antennes discret, aussi appelé *facteur de réseau*, est proche de celui d'une ligne continue. Pour ce faire, l'expression du facteur de réseau est tout d'abord rappelée pour un réseau d'antennes linéaire et régulier. Dans un second temps, la technique d'élargissement de faisceau proposée est adaptée à cette configuration de réseau. Finalement, les facteurs d'espace et de réseau sont comparés.

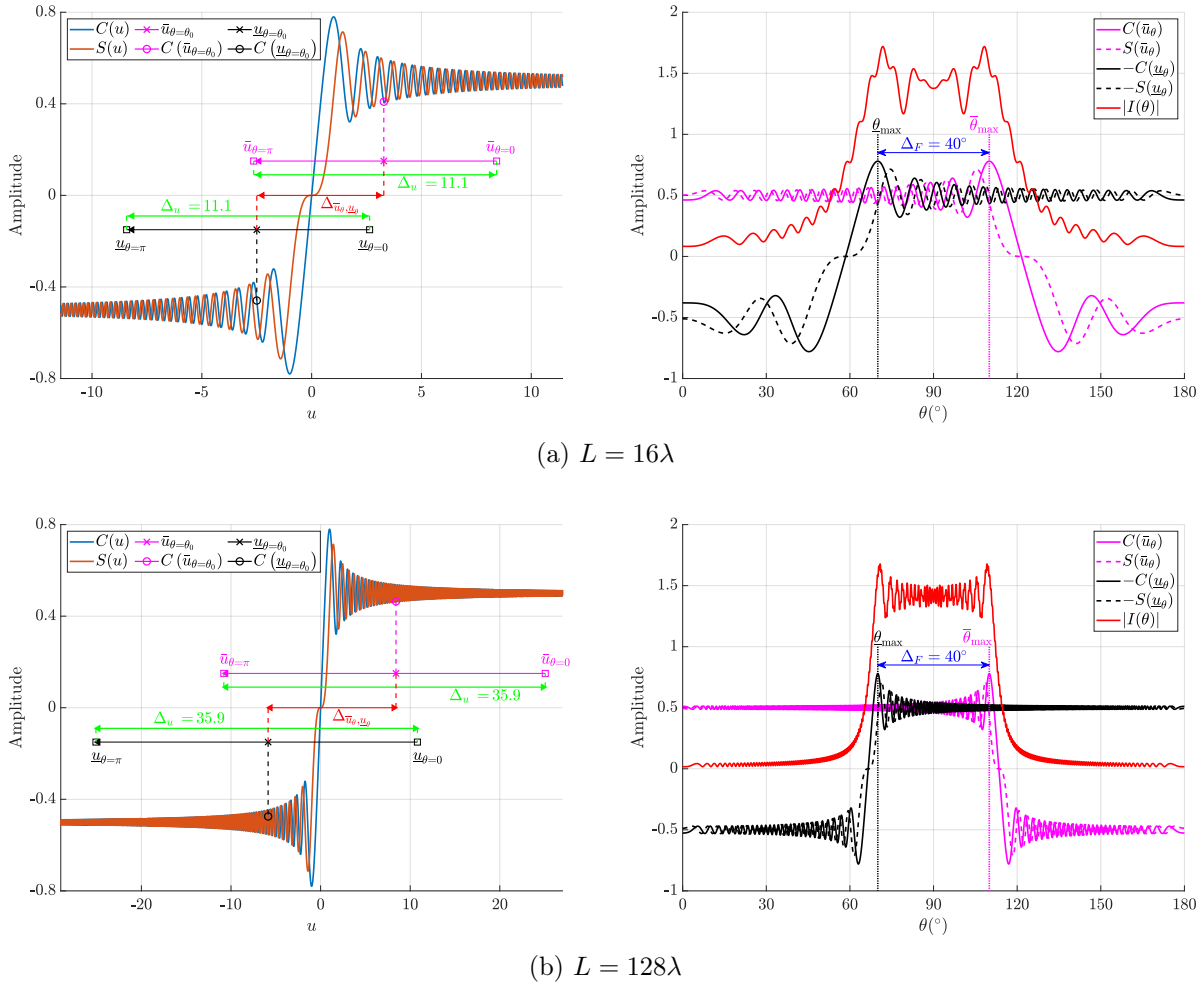


FIGURE 5.7 – Influence de la longueur de ligne sur le facteur d'espace

5.1.6.1 Facteur de réseau d'un réseau linéaire et régulier

Dans le cas d'un réseau linéaire et régulier de M antennes, positionné le long de l'axe z , le facteur de réseau $AF(\theta)$ s'exprime,

$$AF(\theta) = \omega^T(\theta)\mathbf{f}, \quad (5.24)$$

où $\omega(\theta) = [e^{jk_0 z_1 \cos(\theta)}, \dots, e^{jk_0 z_M \cos(\theta)}]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ et où $\mathbf{f} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ correspond à l'excitation appliquée au réseau d'antennes. z_m désigne la position de la $m^{\text{ième}}$ antenne du réseau et s'exprime simplement $z_m = (m - 1)d$, où d correspond à l'espacement entre antennes.

Par ailleurs, la complexité du calcul du facteur de réseau $AF(\theta)$ sur N points s'exprime,

$$\mathcal{O}_{AF} = NM^2. \quad (5.25)$$

Ce résultat est utilisé par la suite pour évaluer la complexité des différentes techniques d'élargissement de faisceau.

5.1.6.2 Adaptation de la technique d'élargissement aux réseaux d'antennes linéaires et régulier

Pour un réseau d'antennes linéaire et régulier, la technique d'élargissement de faisceau que nous proposons, qui est basée sur une Excitation de Phase Quadratique (EPQ), s'écrit,

$$\mathbf{f}_{EPQ}(\Delta_F, \theta_{\max}) = \frac{1}{\sqrt{M}} [e^{j\phi_1}, \dots, e^{j\phi_M}]^T, \quad (5.26)$$

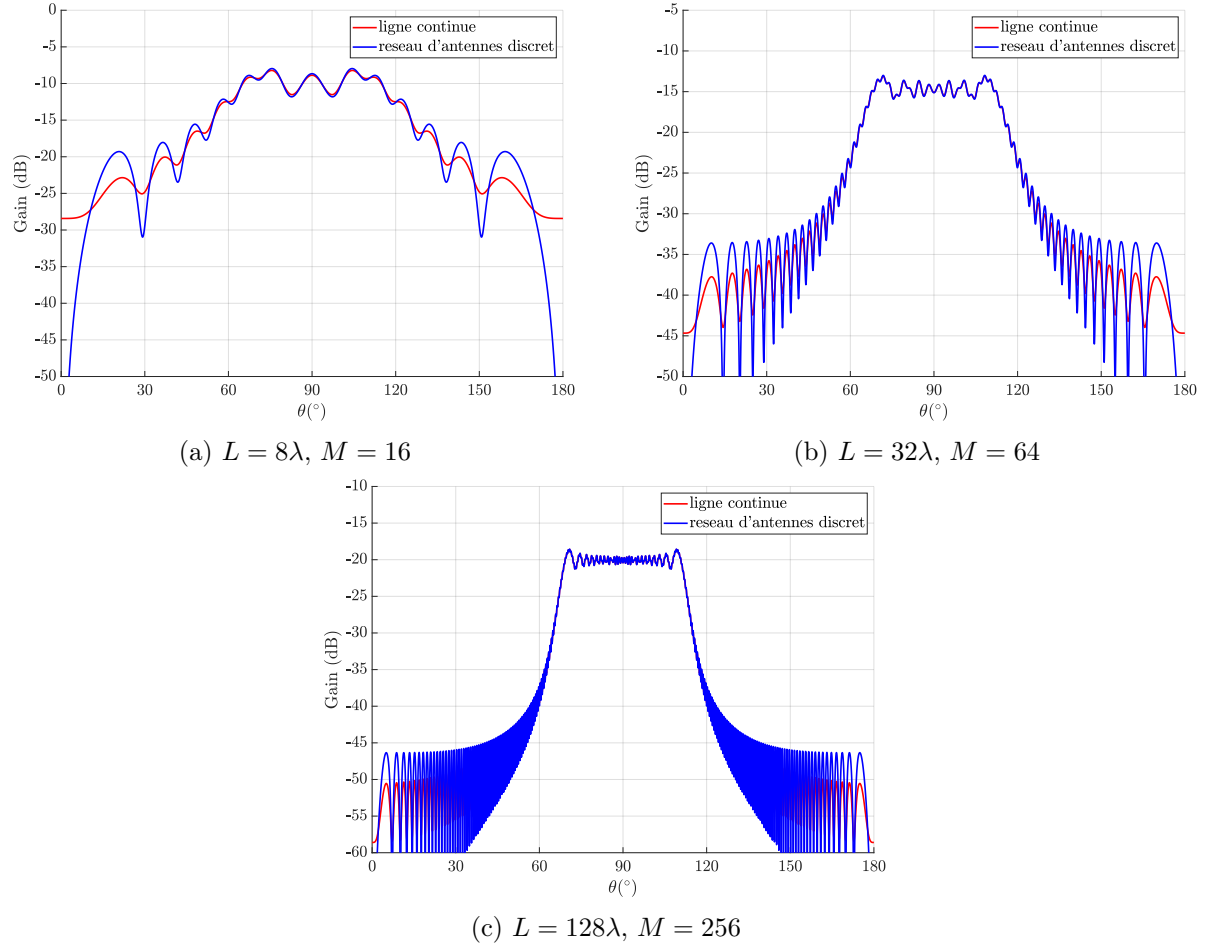


FIGURE 5.8 – Comparaison du facteur d’espace et du facteur de réseau à amplitude normalisée pour $d = \lambda/2$

où,

$$\phi_m = B_2(\Delta_F, \theta_{\max}) \left(z_m - \frac{z_1 + z_M}{2} \right)^2 + B_1(\theta_{\max}) z_m, \quad (5.27)$$

correspond au déphasage appliqué à la $m^{\text{ième}}$ antenne du réseau, selon les coefficients $B_1(\theta_{\max})$ et $B_2(\Delta_F, \theta_{\max})$ donnés par les équations (5.11) et (5.20).

5.1.6.3 Comparaison du facteur d’espace et du facteur de réseau

Le rayonnement d’un réseau discret est proche de celui d’une ligne continue pour des antennes suffisamment proches ($d < \lambda$ typiquement) [88, Chapitre 7.2]. Afin de vérifier cette propriété pour une excitation de phase quadratique, le facteur d’espace et le facteur de réseau sont comparés pour différentes tailles de réseau en Figure 5.8. Il est observé que la discrétisation de la ligne continue entraîne essentiellement une augmentation du niveau des lobes secondaires, mais n’a pas d’impact significatif sur l’ouverture du faisceau. Par conséquent, la discrétisation de la ligne ne remet pas en cause le paramétrage proposé pour le contrôle de l’ouverture du faisceau.

5.1.7 Synthèse

Les propriétés du rayonnement produit par une ligne continue, contrôlée par une excitation de phase quadratique, ont été étudiées au sein de cette section. L’analyse effectuée a permis de paramétrer les coefficients qui composent l’excitation de phase quadratique selon l’angle de dépointage $\theta_{\max}$ et la variable Δ_F , qui est corrélée à la largeur du faisceau formé. En outre, il a

été observé que la forme du faisceau tend à être rectangulaire à mesure que la taille de la ligne augmente et que le passage à une source discrète ne modifie pas l'ouverture du faisceau formé.

5.2 Méthode systématique pour les réseaux d'antennes de grande taille

La Section 5.1 a mis en lumière que le faisceau formé par application d'une excitation de phase quadratique tend à être rectangulaire à mesure que la taille du réseau d'antennes augmente. En outre, la largeur du faisceau est corrélée à la variable Δ_F , qui caractérise la distance angulaire entre les fonctions de Fresnel. L'objectif de cette section est d'évaluer la pertinence du contrôle de l'ouverture du faisceau par l'intermédiaire de Δ_F , selon la taille du réseau d'antennes considéré. Pour ce faire, l'écriture du coefficient B_2 selon Δ_F est tout d'abord simplifiée en Section 5.2.1. L'erreur quadratique moyenne entre le faisceau élargi désiré et le faisceau obtenu par excitation de phase quadratique est ensuite évaluée en Section 5.2.2. Les performances obtenues sont comparées à celles des trois méthodes de référence présentées dans le chapitre 4. Enfin, la méthode d'élargissement de faisceau proposée est étendue aux réseaux plans et réguliers en Section 5.2.3.

5.2.1 Écriture de B_2 selon Δ_F

Il a été vu en Section 5.1.5 que l'hypothèse sous-jacente à la technique d'élargissement de faisceau proposée est que la forme du rayonnement est rectangulaire. Il a également été montré que cette hypothèse se vérifie à mesure que la taille du réseau augmente. Par conséquent, nous faisons ici l'hypothèse que la taille $L = Md$ du réseau est très grande par rapport à la longueur d'onde λ du signal. Dès lors, $\Delta_F^{\min}$ tend vers 0 (5.21) et l'équation de B_2 se réduit uniquement au cas où $\Delta_F \in [0, \Delta_F^{\max} = \arccos(2|x_0| - 1)]$, avec $\theta_{\max} \in [0, \pi]$. Sous l'hypothèse d'un réseau de grande taille, le coefficient B_2 s'exprime donc,

$$B_2^{L \gg \lambda}(\Delta_F, \theta_{\max}) = \frac{\pi}{\lambda L^2} \left[-2L\Delta_x^{L \gg \lambda} + \lambda + \sqrt{\lambda(-4L\Delta_x^{L \gg \lambda} + \lambda)} \right], \quad (5.28)$$

où,

$$\Delta_x^{L \gg \lambda} = -\sqrt{\frac{(1 - \cos \Delta_F)(-2x_0^2 + 1 + \cos \Delta_F)}{2(1 + \cos \Delta_F)}}, \quad (5.29)$$

pour $\Delta_F \in [0, \Delta_F^{\max} = \arccos(2|x_0| - 1)]$ et $x_0 = \cos \theta_{\max}$, avec $\theta_{\max} \in [0, \pi]$.

5.2.2 Évaluation des performances de la technique d'élargissement de faisceau proposée

Dans cette section, notre technique systématique d'élargissement de faisceau (EPQ) est comparée aux méthodes de référence (SR, SRO et EPO).

5.2.2.1 Erreur quadratique moyenne

Afin d'évaluer les performances des techniques d'élargissement de faisceau, nous calculons numériquement l'erreur quadratique moyenne entre le diagramme de puissance $|AF_{\Omega}(\theta)|^2$ du faisceau *idéal* et les diagrammes de puissance $|AF_X(\theta)|^2$ obtenus pour les quatre techniques d'élargissement de faisceau ($X = \{\text{EPQ, SR, SRO, EPO}\}$). L'EQM s'écrit,

$$\text{EQM} = \frac{1}{\Omega_{\theta}} \int_{-\Omega_{\theta}/2}^{\Omega_{\theta}/2} F^2(\theta) d\theta, \quad (5.30)$$

où,

$$F(\theta) = |AF_{\Omega}(\theta)|^2 - |AF_X(\theta)|^2. \quad (5.31)$$

Le facteur de réseau $AF_{\Omega}(\theta)$, dit idéal, correspond à une fonction rectangulaire de largeur Ω_{θ} centré en $\pi/2$.

5.2.2.2 Paramétrage des techniques d'élargissement de faisceau

Technique des sous-réseaux sans optimisation (SR) : Cette technique est implémentée sans recourir au calcul du facteur de réseau $AF_{SR}(\theta)$. Le nombre N_s de sous-réseaux virtuels est déterminé à partir de l'ouverture à -3 dB $\Delta\theta_{-3dB}^{N_s}$ (4.4) des différents faisceaux paramétrables. La configuration sélectionnée est celle dont l'ouverture $\Delta\theta_{-3dB}^{N_s}$ est la plus proche de Ω_θ . Une fois que le nombre N_s de sous-réseaux virtuels est connu, l'excitation de phase $f_{SR}(N_s)$ appliquée au réseau d'antennes est calculée à partir des équations (4.1) à (4.3). La complexité de cette méthode est très faible, notamment parce que le facteur de réseau n'a pas à être calculé pour déterminer l'excitation de phase à appliquer au réseau.

Technique des sous-réseaux avec optimisation (SRO) : Cette technique nécessite de recourir au calcul du facteur de réseau $AF_{SRO}(\theta)$. Ce dernier est calculé pour les trois configurations de sous-réseaux possibles ($N_s = \{2, 3, 4\}$), pour différentes valeurs de f , L et δf . On s'intéresse ici plus particulièrement à la configuration $N_s = 4$, qui est la plus complexe à mettre en oeuvre puisque les trois paramètres d'optimisation entrent en jeu. Pour rappel, les positions $\theta_{\max,1}$ des maximums de rayonnement produits par les sous-réseaux virtuels centraux sont contrôlées par le paramètre f , tandis que les positions $\theta_{\max,2}$ des maximums de rayonnement produits par les sous-réseaux virtuels périphériques sont contrôlées par le paramètre δf . À partir des équations (4.6) et (4.9), le paramétrage de f et δf peut être réalisé selon les positions $\theta_{\max,1}$ et $\theta_{\max,2}$ à couvrir,

$$\begin{cases} f = \frac{M \cos(\theta_{\max,1})}{2} \\ \delta f = \frac{M \cos(\theta_{\max,2})}{2} - f \end{cases} \quad (5.32)$$

Dans l'implémentation effectuée, il est choisi que,

$$\begin{cases} \theta_{\max,1} \in \left\{ \theta_{\max,1}^{(0)}, \dots, \theta_{\max,1}^{(k)} = \theta_{\max,1}^{(0)} + k\theta_{\text{res}}, \dots, \theta_{\max,1}^{(K)} \right\}, k \in \left\{ 0, 1, \dots, K = \frac{\theta_{\max,1}^{(K)} - \theta_{\max,1}^{(0)}}{\theta_{\text{res}}} \right\} \\ \theta_{\max,2} \in \left\{ \theta_{\max,2}^{(0)}, \dots, \theta_{\max,2}^{(j)} = \theta_{\max,1}^{(k)} + j\theta_{\text{res}}, \dots, \theta_{\max,2}^{(J)} \right\}, j \in \left\{ 0, 1, \dots, J = \frac{\theta_{\max,2}^{(J)} - \theta_{\max,1}^{(k)}}{\theta_{\text{res}}} \right\} \\ \theta_{\max,1}^{(0)} = 90^\circ \\ \theta_{\max,1}^{(K)} = \theta_{\max,2}^{(J)} = 140^\circ \\ \theta_{\text{res}} = 0.25^\circ \end{cases} \quad (5.33)$$

où $\theta_{\max,1}^{(0)}$ et $\theta_{\max,1}^{(K)}$ correspondent aux extremums des positions angulaires des maximums de rayonnement des sous-réseaux centraux et où $\theta_{\max,2}^{(0)} = \theta_{\max,1}^{(k)}$ et $\theta_{\max,2}^{(J)}$ correspondent aux extremums des positions angulaires des maximums de rayonnement des sous-réseaux périphériques pour $k \in \{0, 1, \dots, K\}$. Enfin, θ_{res} définit l'écart angulaire entre les différentes positions $\theta_{\max,1}$ et $\theta_{\max,2}$ évaluées.

Avec une telle approche, le nombre N_θ de configurations de faisceaux élargis est de,

$$N_\theta = \sum_{j=0}^K K + 1 - j = \sum_{k=1}^{K+1} k = (K + 1) \frac{K + 2}{2}, \quad (5.34)$$

où,

$$K = \frac{\theta_{\max,1}^{(K)} - \theta_{\max,1}^{(0)}}{\theta_{\text{res}}}. \quad (5.35)$$

En outre, le paramètre L , qui définit le nombre d'antennes comprises dans chacun des sous-réseaux centraux, est défini tel que,

$$L \in \left\{ \frac{M}{4} - \frac{M}{8}, \dots, \frac{M}{4} + \frac{M}{8} \right\}. \quad (5.36)$$

Ce paramétrage vise à réduire le nombre de configurations possibles de $N_L = \frac{M}{2} + 1$ à $N_L = \frac{M}{4} + 1$. L'impact sur l'EQM n'est pas significatif puisque les cas $L \rightarrow 0$ et $L \rightarrow \frac{M}{2}$ sont couverts par la configuration $N_s = 2$.

Pour le paramétrage proposé par les équations (5.33) et (5.36), la complexité associée au calcul de $AF_{\text{SRO}}(\theta)$, pour l'ensemble des valeurs de f , L et δf s'exprime,

$$\begin{aligned}\mathcal{O}_{\text{SRO}}^{N_s=4} &= N_\theta N_L \mathcal{O}_{AF}, \\ &= (K+1) \frac{K+2}{2} \left(\frac{M}{4} + 1 \right) NM^2,\end{aligned}\quad (5.37)$$

où M et N désignent respectivement le nombre d'antennes composant le réseau et le nombre de points sur lesquels le facteur de réseau est évalué. À titre d'exemple, 10^{12} opérations sont nécessaires pour calculer l'ensemble des facteurs de réseau $AF_{\text{SRO}}(\theta)$ sur $N = 720$ points, si l'on considère un réseau de $M = 64$ antennes. Le paramétrage $\{f, L, \delta f\}$ choisi est celui pour lequel le diagramme de puissance $|AF_{\text{SRO}}(\theta)|^2$ minimise l'EQM avec la fonction rectangulaire $|AF_\Omega(\theta)|^2$ de largeur Ω_θ .

Technique d'excitation polynomiale avec optimisation (EPO) : Cette technique nécessite de recourir au calcul du facteur de réseau $AF_{\text{EPO}}(\theta)$. Ce dernier est calculé pour différentes valeurs de p et c , où p contrôle le degré de l'excitation de phase polynomiale et où c agit sur les coefficients du polynôme. Dans l'implémentation effectuée, il est choisi que,

$$\begin{cases} p \in \{2, 3, \dots, P\} \\ c \in \left\{ 0, \dots, c^{(k)} = k \times c_{\text{res}}, \dots, c^{(K)} \right\}, k \in \left\{ 0, \dots, K = \frac{c^{(K)}}{c_{\text{res}}} \right\} \end{cases}, \quad (5.38)$$

où P , c_{res} , $c^{(K)}$ et $K+1$ correspondent respectivement au degré maximum du polynôme évalué, au pas du coefficient c , à la valeur maximale prise par c et au nombre de coefficients c évalués. Le paramétrage $\{p, c\}$ choisi est celui pour lequel le diagramme de puissance $|AF_{\text{EPO}}(\theta)|^2$ minimise l'EQM avec $|AF_\Omega(\theta)|^2$ de largeur Ω_θ .

Pour le paramétrage proposé par l'équation (5.38), la complexité associée au calcul de $AF_{\text{EPO}}(\theta)$, pour l'ensemble des valeurs de p et c , s'exprime,

$$\begin{aligned}\mathcal{O}_{\text{EPO}} &= N_p N_c \mathcal{O}_{AF}, \\ &= (P-1)(K+1)NM^2,\end{aligned}\quad (5.39)$$

où $N_p = P-1$, $N_c = K+1$, N et M correspondent respectivement au nombre de degrés de polynôme évalués, au nombre de coefficients c testés, au nombre de points sur lesquels le facteur de réseau est évalué et au nombre d'antennes composant le réseau.

Technique d'élargissement par excitation de phase quadratique (EPQ) : La technique que nous proposons est implémentée sans recourir au calcul du facteur de réseau $AF_{\text{EPQ}}(\theta)$. La valeur Δ_F est définie telle que $\Delta_F = \Omega_\theta$. Les équations (5.11) et (5.26) à (5.29) sont ensuite appliquées afin de calculer l'excitation de phase à appliquer au réseau. La complexité de cette technique est du même ordre de grandeur que celle de la technique SR et bien inférieure à celle des techniques SRO et EPO.

5.2.2.3 Résultats de simulation

L'EQM est évaluée numériquement pour les techniques SR, SRO, EPO et EPQ, pour une ouverture de faisceau Ω_θ comprise entre $2\Delta\theta_{-3dB}$ et 90° . Les résultats d'EQM moyenne pour cet intervalle d'ouverture sont illustrés selon la taille du réseau considéré ($M = \{2^4, 2^5, 2^6, 2^7, 2^8\}$) sur la Figure 5.9.

La technique SR, qui correspond à la méthode systématique de faible complexité de la littérature, est assez peu performante quelle que soit la taille du réseau considéré. Ce résultat

s’explique par le manque de flexibilité de cette technique, qui ne permet de former que quelques faisceaux élargis. La forme en dent de scie se justifie par la dépendance de l’ouverture des faisceaux formés à la taille du réseau considéré. Le faisceau de plus grande ouverture produit par un réseau de $M = 2^k$ antennes (k pair) est deux fois plus large que celui produit par un réseau de $M = 2^{k+1}$ antennes (4.4) et est moins adapté à l’intervalle d’ouverture $\Omega_\theta \in [2\Delta\theta_{-3dB}, 90]^\circ$ évalué. Les performances sont donc moins bonnes pour les réseaux composés de $M = 2^{k+1}$ antennes.

La technique SRO a de très bonnes performances pour les réseaux composés de 16 et 32 antennes. Pour ces deux tailles de réseau, il est clair que l’optimisation des positions angulaires des maximums de rayonnement est bénéfique par rapport à la technique SR, au coût d’une complexité fortement accrue. Néanmoins, l’EQM moyenne augmente fortement pour les réseaux comprenant 64, 128 et 256 antennes. Ce résultat s’explique par la contrainte sur le nombre maximum de sous-réseaux virtuels ($N_s = 4$, Section 4.2.2), qui limite l’ouverture du faisceau formé. Les performances pourraient être améliorées en configurant des sous-réseaux virtuels supplémentaires, dont les excitations linéaires de phase seraient contrôlées par de nouvelles variables d’optimisation. La complexité de cette technique, déjà importante, serait alors encore accrue.

La technique EPO est la plus performante des quatre. Ceci s’explique par la diversité des faisceaux obtenus à l’aide de la fonction d’élargissement et par la recherche exhaustive qui est menée sur cet ensemble. L’EQM tend à être nulle à mesure que la taille du réseau augmente, bien que la technique repose uniquement sur deux variables d’optimisation. Il est néanmoins important de noter que la complexité augmente avec la taille du réseau, car le calcul du facteur de réseau est plus coûteux (5.39).

Enfin, la technique d’élargissement de faisceau EPQ que nous proposons converge vers les performances de l’EPO à mesure que la taille du réseau augmente. Ce résultat est intéressant puisque l’EPQ est bien moins complexe à mettre en oeuvre que l’EPO qui requiert le calcul du facteur de réseau. Les performances de l’EPQ tendent vers celles de l’EPO car l’optimisation du paramètre p pour cette dernière technique aboutit à une excitation de phase quadratique ($p = 2$) pour la plupart des ouvertures Ω_ϕ . L’EPQ apparaît donc être une technique qui se distingue de celles de la littérature du fait de sa faible complexité et de sa flexibilité à configurer l’ouverture du faisceau formé, malgré son aspect systématique.

5.2.3 Extension aux réseaux d’antennes planaires et réguliers

Les résultats de la section précédente ont mis en évidence la pertinence de la technique proposée pour les réseaux linéaires et réguliers, notamment pour ceux de grande taille. Nous étendons ici la technique aux réseaux d’antennes planaires et réguliers.

5.2.3.1 Facteur de réseau d’un réseau planaire et régulier

Le facteur de réseau $AF(\theta, \phi)$ d’un réseau d’antennes planaire et régulier contenant $N \times M$ antennes dans le plan YZ s’exprime,

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N i_{n,m} e^{jk_0(y_n \sin \theta \sin \phi + z_m \cos \theta)}, \quad (5.40)$$

où $i_{n,m}$ est le poids complexe appliqué à la $n^{\text{ième}}$ antenne selon y , placée en $y_n = (n-1)d$, et à la $m^{\text{ième}}$ antenne selon z , placée en $z_m = (m-1)d$.

Cette structure de réseau d’antennes peut être vue comme la mise en réseau de N réseaux comprenant M antennes. L’excitation est alors dite séparable et les poids complexes $i_{n,m}$ sont obtenus par le calcul du produit de Kronecker des vecteurs de pondération $e^{j\phi_z} \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ et $e^{j\phi_y} \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ appliqués selon z et y . Ainsi,

$$i_{n,m} = \mathbf{I}(n, m), \quad (5.41)$$

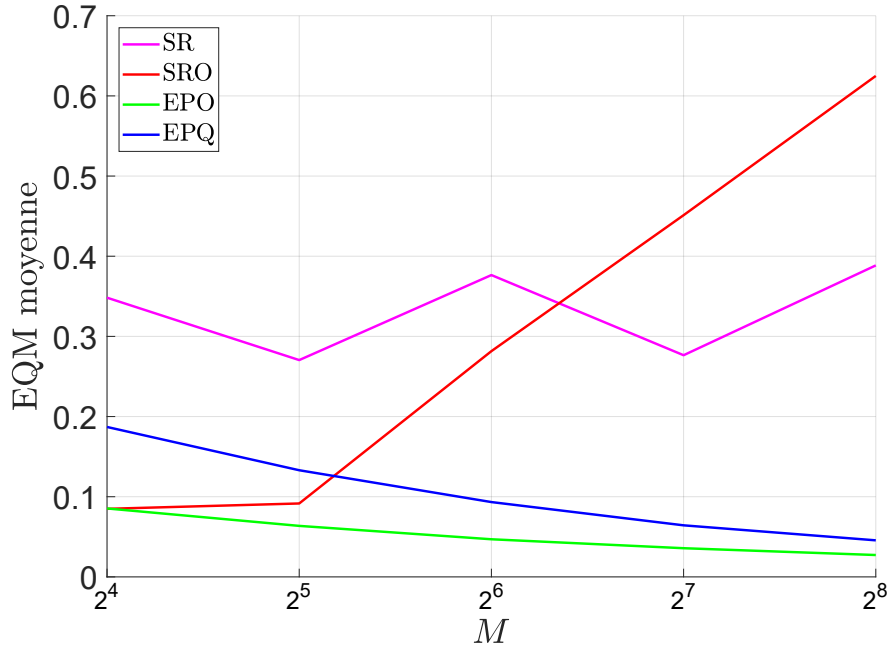


FIGURE 5.9 – EQM moyenne pour $\Omega_\theta \in [2\Delta\theta_{-3dB}, 90]$ selon le nombre d'antennes M comprises dans le réseau

où,

$$\mathbf{I} = \frac{1}{\sqrt{MN}} e^{j\phi_z} \otimes e^{j\phi_y^T} \in \mathbb{C}^{N \times M}. \quad (5.42)$$

Dans cette dernière expression, les vecteurs $\phi_y = [\phi_{y,1}, \dots, \phi_{y,N}] \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ et $\phi_z = [\phi_{z,1}, \dots, \phi_{z,M}] \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ contiennent les déphasages à appliquer selon la position de l'antenne en y et en z .

5.2.3.2 Paramétrage de B_1 et B_2 pour un réseau planaire et régulier

Le paramétrage des coefficients de l'excitation de phase quadratique, déterminé pour des réseaux d'antennes linéaires et réguliers, est ici étendu aux réseaux d'antennes planaires et réguliers. Les équations (5.41) et (5.42) ont mis en évidence que les poids complexes $i_{n,m}$ sont déterminés à partir de la combinaison des vecteurs de pondération de deux réseaux linéaires et réguliers, l'un étant orienté selon y et l'autre selon z .

Par des calculs proches à ceux présentés pour un réseau linéaire et régulier orienté selon z , les coefficients sont déterminés pour un réseau linéaire et régulier orienté selon y . Dans la suite, les coefficients B_1 , $B_2^{L \gg \lambda}$, $\Delta_x^{L \gg \lambda}$, Δ_F et x_0 sont respectivement notés $B_{1,\theta}$, $B_{2,\theta}^{L \gg \lambda}$, $\Delta_{x,\theta}^{L \gg \lambda}$, $\Delta_{F,\theta}$ et $x_{0,\theta}$ lorsqu'ils sont appliqués à un réseau linéaire et régulier orienté selon z et $B_{1,\phi}$, $B_{2,\phi}^{L \gg \lambda}$, $\Delta_{x,\phi}^{L \gg \lambda}$, $\Delta_{F,\phi}$ et $x_{0,\phi}$ lorsqu'ils sont appliqués à un réseau linéaire et régulier orienté selon y .

Il s'ensuit que pour un réseau d'antennes planaire et régulier, les coefficients $B_{1,\theta}$ et $B_{1,\phi}$, qui contrôlent le déphasage linéaire, s'expriment,

$$\begin{cases} B_{1,\theta} = -k_0 \cos \theta_{\max} \\ B_{1,\phi} = -k_0 \sin \theta_{\max} \sin \phi_{\max} \end{cases}, \quad (5.43)$$

tandis que les coefficients $B_{2,\theta}^{L \gg \lambda}$ et $B_{2,\phi}^{L \gg \lambda}$, qui contrôlent le déphasage quadratique, s'écrivent,

$$B_{2,\phi}^{L \gg \lambda}(\Delta_{F,\phi}, \theta_{\max}, \phi_{\max}) = \frac{\pi}{\lambda L^2} \left[-2L \Delta_{x,\phi}^{L \gg \lambda} + \lambda + \sqrt{\lambda(-4L \Delta_{x,\phi}^{L \gg \lambda} + \lambda)} \right], \quad (5.44)$$

où,

$$\begin{cases} \Delta_{x,\theta}^{L>>\lambda} = -\sqrt{\frac{(1 - \cos \Delta_F)(-2x_{0,\theta}^2 + 1 + \cos \Delta_F)}{2(1 + \cos \Delta_F)}} \\ \Delta_{x,\phi}^{L>>\lambda} = -\sin \theta_{\max} \sqrt{\frac{(1 - \cos \Delta_F)(-2x_{0,\phi}^2 + 1 + \cos \Delta_F)}{2(1 + \cos \Delta_F)}} \end{cases}, \quad (5.45)$$

et,

$$\begin{cases} x_{0,\theta} = \cos \theta_{\max} \\ x_{0,\phi} = \sin \phi_{\max} \end{cases}. \quad (5.46)$$

Les composantes des vecteurs de déphasage ϕ_y et ϕ_z de l’équation (5.42) s’expriment alors,

$$\begin{cases} \phi_{y,n} = B_{1,\phi} y_n + B_{2,\phi}^{L>>\lambda} \left(y_n - \frac{y_1 + y_N}{2} \right)^2 \\ \phi_{z,m} = B_{1,\theta} z_m + B_{2,\theta}^{L>>\lambda} \left(z_m - \frac{z_1 + z_M}{2} \right)^2 \end{cases}. \quad (5.47)$$

La Figure 5.10 illustre les diagrammes de puissance obtenus pour différentes excitations de phase, pour un réseau planaire et régulier composé de $N = 64$ colonnes de $M = 64$ antennes. La Figure 5.10a représente le diagramme de puissance obtenu lorsqu’une excitation de phase linéaire est appliquée. La Figure 5.10b illustre le phénomène d’élargissement de faisceau pour des consignes $\Delta_{F,\theta} = 20^\circ$ et $\Delta_{F,\phi} = 20^\circ$. La Figure 5.10c permet d’observer que la largeur du faisceau peut également être contrôlée indépendamment selon θ et ϕ . Enfin, la Figure 5.10d illustre le phénomène de dépointage de faisceau selon les deux dimensions.

5.2.4 Synthèse

La technique d’élargissement de faisceau EPQ proposée se distingue par sa flexibilité et sa faible complexité. Comme attendu suite aux conclusions de la Section 5.1, la précision de notre technique s’améliore lorsque la taille du réseau augmente. Cette propriété est intéressante puisque le nombre d’antennes contenues dans les réseaux tend à augmenter avec la fréquence porteuse. En outre, notre technique s’adapte facilement aux réseaux planaires et réguliers.

5.3 Méthode systématique adaptée aux réseaux de plus petite taille

La technique d’élargissement de faisceau EPQ proposée en Section 5.2 a été conçue sous l’hypothèse d’un réseau linéaire et régulier de grande taille. La précision de celle-ci s’améliore donc à mesure que la taille du réseau augmente. Nous proposons dans cette section une approche unifiée de contrôle de l’ouverture du faisceau à partir de l’excitation quadratique proposée, mais dont la précision est indépendante de la taille du réseau linéaire et régulier considéré. Pour ce faire, nous commençons par expliciter la définition de l’ouverture du faisceau en Section 5.3.1. La méthode de contrôle de l’ouverture du faisceau dans la direction normale au réseau est ensuite exposée dans la Section 5.3.2, tandis que le cas avec dépointage est traité en Section 5.3.3.

5.3.1 Caractérisation de l’ouverture du faisceau

La définition conventionnelle de l’ouverture à -3 dB n’est pas adaptée au contrôle de l’excitation de phase quadratique car les ondulations peuvent excéder 3 dB avec ce type d’excitation [94]. Nous proposons donc de caractériser l’ouverture du faisceau à partir de l’efficacité de rayonnement η_B du réseau. Celle-ci s’exprime,

$$\eta_B = \frac{\int_{\theta_b - \frac{\Omega_b}{2}}^{\theta_b + \frac{\Omega_b}{2}} |AF(\theta)|^2 \sin(\theta) d\theta}{\int_0^\pi |AF(\theta)|^2 \sin(\theta) d\theta}, \quad (5.48)$$

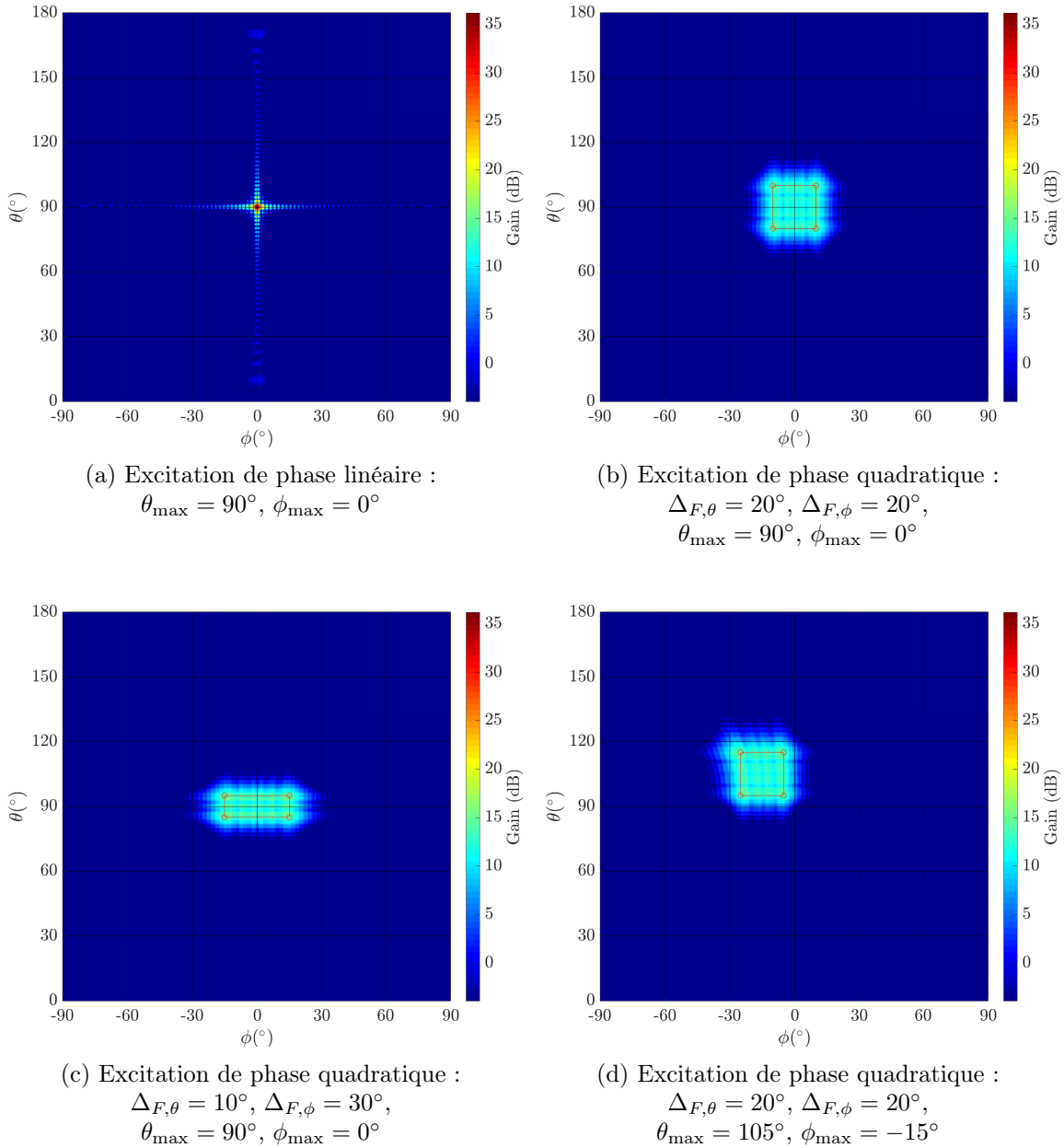


FIGURE 5.10 – Diagramme de puissance selon θ et ϕ pour un réseau planaire et régulier composé de $N = 64$ colonnes de $M = 64$ antennes

et représente le pourcentage de la puissance totale au sein d'un angle solide Ω_b autour du barycentre θ_b . Ce dernier caractérise l'angle qui sépare le diagramme de puissance en deux secteurs angulaires sur lesquels 50% de la puissance est rayonnée. Le barycentre θ_b s'exprime donc,

$$\int_0^{\theta_b} |AF(\theta)|^2 \sin(\theta) d\theta = \int_{\theta_b}^{\pi} |AF(\theta)|^2 \sin(\theta) d\theta. \quad (5.49)$$

La mesure du barycentre θ_b est essentielle pour s'assurer que le signal est rayonné dans la bonne direction. En effet, comme il le sera illustré par la suite, le barycentre θ_b peut être plus ou moins proche de l'angle de dépointage $\theta_{\max}$ selon le paramétrage de l'excitation de phase quadratique.

À partir de ces deux définitions, l'ouverture Ω_b^X du faisceau, pour une efficacité de rayonnement de $X\%$, s'exprime,

$$\Omega_b^X = \arg_{\Omega_b} \eta_B = X\%. \quad (5.50)$$

L'ouverture Ω_b^X représente donc la plage angulaire, centrée en θ_b , sur laquelle $X\%$ de la puissance

totale est rayonnée. Avec une telle définition, l'ouverture du faisceau dépend de l'efficacité de rayonnement paramétrée. Dans la suite, nous considérons une efficacité de rayonnement de $X = 80\%$, la méthode peut néanmoins être répétée pour d'autres efficacités de rayonnement.

5.3.2 Contrôle de l'ouverture dans la direction normale au réseau

Cette section traite plus particulièrement du contrôle de l'ouverture du faisceau dans la direction normale au réseau ($\theta_{\max} = 90^\circ$). Nous commençons par étudier la position angulaire θ_b du barycentre avant de décrire la procédure établie pour déterminer la relation entre Δ_F et Ω_b^{80} selon la taille du réseau. Finalement, une relation systématique entre Δ_F et Ω_b^{80} est déterminée pour tout réseau linéaire et régulier comprenant de 12 à 128 antennes. Cette relation a pour intérêt de permettre le calcul systématique de l'excitation de phase selon l'ouverture Ω_b^{80} souhaitée.

5.3.2.1 Étude sur le barycentre θ_b

Dans le cas où un faisceau élargi est formé dans la direction normale au réseau, le barycentre θ_b vaut 90° quelle que soit la valeur de Δ_F . En effet, puisque l'angle de dépointage $\theta_{\max}$ vaut 90° , le coefficient B_1 est nul (5.11). L'excitation de phase quadratique ϕ_m (5.27) est alors une fonction paire, qui produit un rayonnement symétrique selon la normale au réseau. Par conséquent, le barycentre θ_b coïncide avec l'angle de dépointage $\theta_{\max}$ en $\theta = 90^\circ$.

5.3.2.2 Procédure pour établir la relation entre Δ_F et Ω_b^{80}

Comme discuté dans la Section 5.1, le paramètre Δ_F est corrélé à la largeur du faisceau, mais n'est pas formellement écrit selon l'ouverture de celui-ci. Nous proposons ici d'étudier la relation entre Δ_F et l'ouverture Ω_b^{80} pour un réseau composé de $M = \{12, 14, \dots, 128\}$ antennes espacées d'une distance $d = \lambda/2$. Pour ce faire, la procédure suivante est suivie pour chaque taille de réseau :

1– Définition de la plage de variation de Δ_F pour un réseau de M antennes à partir de l'équation (5.21),

$$\Delta_F \in \left[\Delta_F^{\min}(M) = 2 \arccos \left(\frac{1}{2M} \right) - \pi, \pi \right].$$

2– Calcul du coefficient B_2 pour chaque valeur de Δ_F à partir de l'équation (5.20).

3– Calcul de l'excitation de phase quadratique pour chaque valeur de B_2 à partir des équations (5.26) et (5.27).

4– Calcul du facteur de réseau pour chaque excitation de phase quadratique à partir de l'équation (5.24).

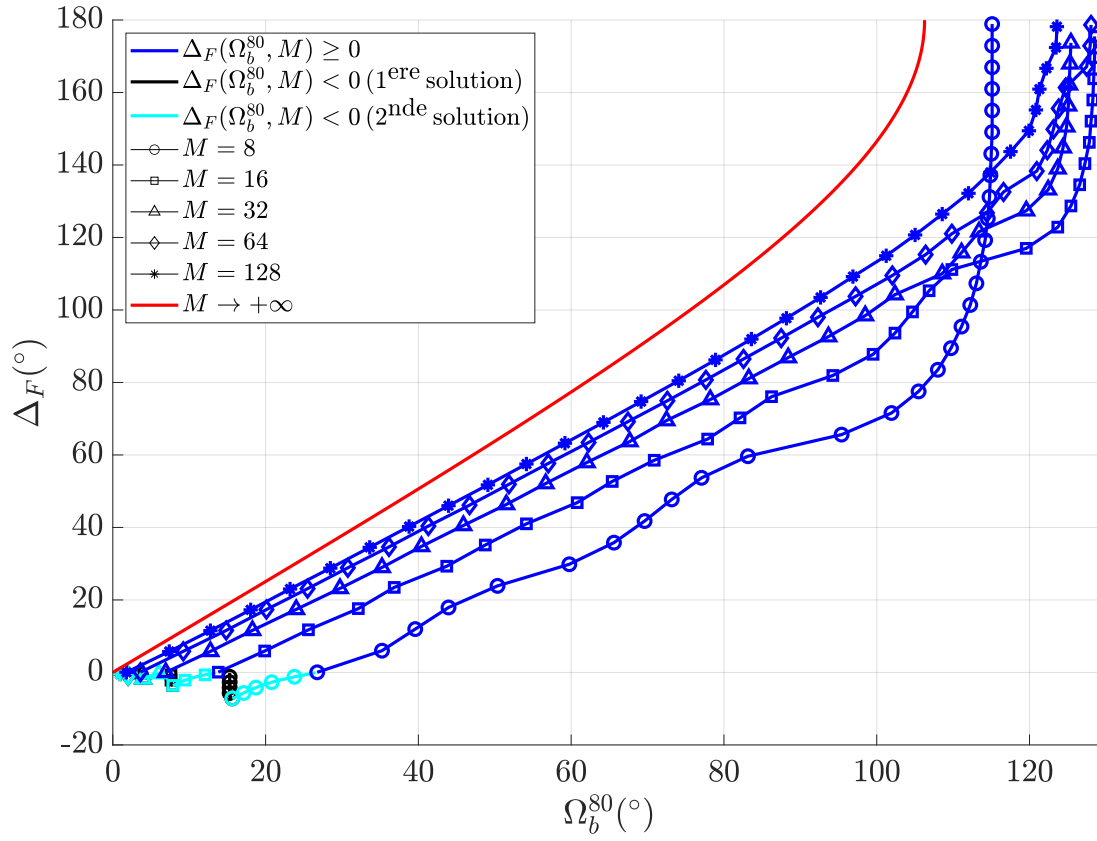
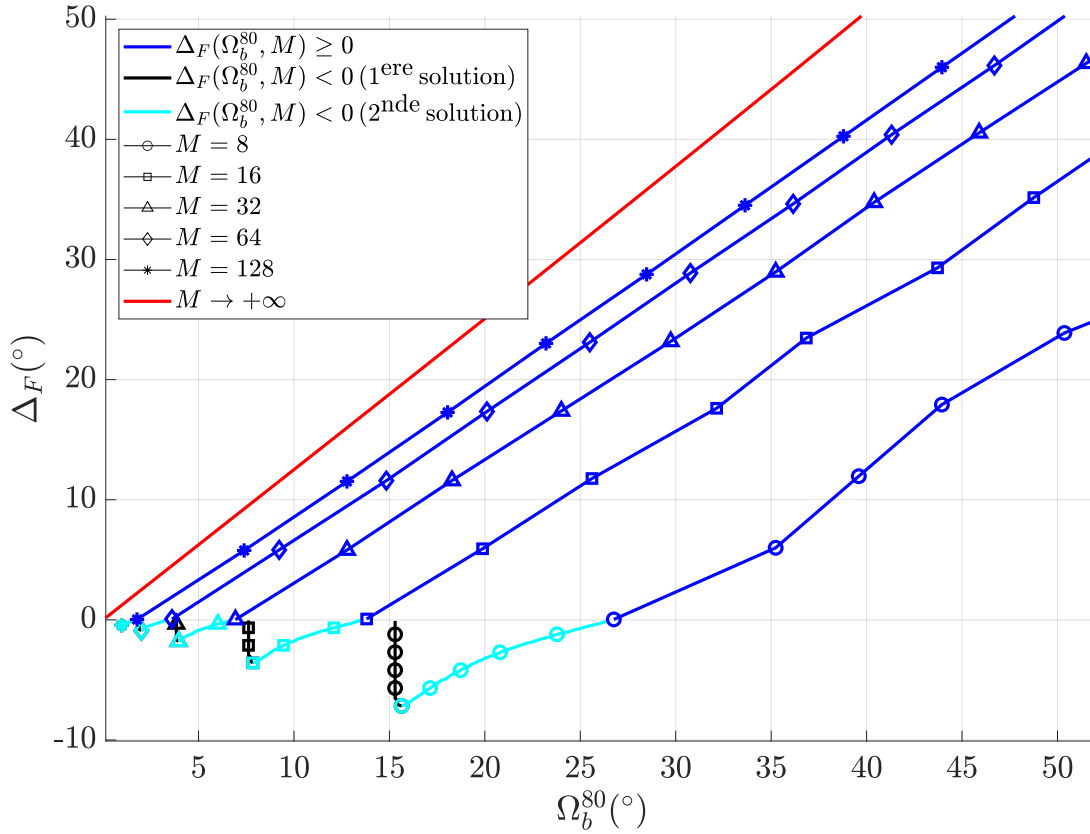
5– Détermination de Ω_b^{80} par la résolution numérique de l'équation (5.48) pour chaque facteur de réseau $AF(\theta)$.

À l'issue de cette procédure, les valeurs Δ_F sont associées à une ouverture de faisceau Ω_b^{80} pour $M = \{12, 14, \dots, 128\}$. La relation entre Δ_F et Ω_b^{80} est illustrée sur la Figure 5.11a pour quelques tailles de réseau. On observe qu'il existe une relation quasi linéaire entre Δ_F et Ω_b^{80} si la plage de définition de cette dernière fonction est correctement choisie. En outre, la Figure 5.11b montre que la solution $B_2(\Delta_F, \theta_{\max}) = \frac{\pi}{\lambda L^2} \left[-2L\Delta_x + \lambda - \sqrt{\lambda(-4L\Delta_x + \lambda)} \right]$, représentée par la courbe noire, n'entraîne pas de phénomène d'élargissement car la valeur de B_2 est trop faible. Cette solution est donc abandonnée. Par conséquent, l'expression de B_2 , pour $\Delta_F \in \left[\Delta_F^{\min}(M) = 2 \arccos \left(\frac{1}{2M} \right) - \pi, \pi \right]$ et $\theta_{\max} = \pi/2$, se réduit à,

$$B_2^{L>\lambda}(\Delta_F) = \frac{\pi}{\lambda L^2} \left[-2L\Delta_x^{L>\lambda} + \lambda + \sqrt{\lambda(-4L\Delta_x^{L>\lambda} + \lambda)} \right], \quad (5.51)$$

où,

$$\Delta_x^{L>\lambda} = -\text{Sign}(\Delta_F) \sqrt{\frac{1 - \cos \Delta_F}{2}}. \quad (5.52)$$

(a) $\Delta_F \in [-20^{\circ}, 180^{\circ}]$ (b) $\Delta_F \in [-10^{\circ}, 50^{\circ}]$ FIGURE 5.11 – Δ_F selon Ω_b^{80} for $M \in \{8, 16, 32, 64, 128\}$

Puisque les variables Δ_F et Ω_b^{80} sont liées par une relation quasi linéaire (Figure 5.11a), nous proposons d’approcher Δ_F à partir d’un polynôme d’ordre 1, fonction de l’ouverture Ω_b^{80} . L’objectif final est de pouvoir calculer de façon systématique l’excitation de phase quadratique selon l’ouverture Ω_b^{80} souhaitée. Concernant l’approximation de la fonction Δ_F , nous dissociions les cas $\Delta_F \in [\Delta_F^{\min}(M), 0[$ et $\Delta_F \geq 0$ afin d’améliorer la précision de la méthode proposée.

5.3.2.3 Approximation de Δ_F pour $\Delta_F \in [\Delta_F^{\min}(M), 0[$

L’objectif est ici d’approcher la fonction $\Delta_F(\Omega_b^{80}, M) \in [\Delta_F^{\min}(M), 0[$, déterminée numériquement grâce à la procédure décrite plus haut, par la fonction $\tilde{\Delta}_F(\Omega_b^{80}, M)$, à l’aide d’une approximation polynomiale d’ordre 1.

Pour ce faire, nous commençons par définir les fonctions $\Omega_{\min}^{80}(M)$ et $\Omega_0^{80}(M)$, qui caractérisent respectivement l’ouverture de faisceau obtenue pour $\Delta_F = \Delta_F^{\min}(M)$ et $\Delta_F = 0$. À partir de ces fonctions, l’approximation polynomiale d’ordre 1 de Δ_F , notée $\tilde{\Delta}_F$, s’exprime,

$$\Delta_F(\Omega_b^{80}, M) \approx \tilde{\Delta}_F(\Omega_b^{80}, M) = \Delta_F^{\min}(M) \times \left(\frac{\Omega_0^{80}(M) - \Omega_b^{80}}{\Omega_0^{80}(M) - \Omega_{\min}^{80}(M)} \right), \quad (5.53)$$

où $\Omega_b^{80} \in [\Omega_{\min}^{80}(M), \Omega_0^{80}(M)[$ désigne l’ouverture souhaitée.

Il s’ensuit que si les fonctions $\Omega_0^{80}(M)$ et $\Omega_{\min}^{80}(M)$ sont connues pour $M = \{12, 14, \dots, 128\}$, alors l’équation (5.53) permet de calculer de façon systématique la distance angulaire Δ_F , à partir de l’ouverture Ω_b^{80} souhaitée, pour l’ensemble de ces tailles de réseau.

À cette fin, les variations de $\Omega_0^{80}(M)$ et $\Omega_{\min}^{80}(M)$ sont évaluées numériquement pour $M = \{12, 14, \dots, 128\}$ et représentées sur la Figure 5.12. Ces deux fonctions peuvent être approchées par la fonction inverse d’un polynôme d’ordre 1,

$$\tilde{\Omega}^{80}(M) = \frac{1}{\alpha M + \beta} \quad (\text{rad}), \quad (5.54)$$

où α et β sont des scalaires réels déterminés numériquement. Par régression linéaire, les fonctions $\tilde{\Omega}_{\min}^{80}(M)$ et $\tilde{\Omega}_0^{80}(M)$ sont écrites,

$$\begin{cases} \tilde{\Omega}_{\min}^{80}(M) = \frac{1}{0.4548 \times M + 2.05 \times 10^{-2}} \quad (\text{rad}) \\ \tilde{\Omega}_0^{80}(M) = \frac{1}{0.2610 \times M + 3.67 \times 10^{-2}} \quad (\text{rad}) \end{cases}, \quad M = \{12, 14, \dots, 128\}. \quad (5.55)$$

La pertinence de la méthode proposée est validée par la Figure 5.12 où l’on peut observer que l’ouverture $\tilde{\Omega}_{\min/0}^{80}(M)$ générée par l’équation (5.55) coïncide parfaitement avec les valeurs de $\Omega_{\min/0}^{80}(M)$ obtenues par simulation pour $M = \{12, 14, \dots, 128\}$.

Nous en concluons donc que la fonction $\Delta_F(\Omega_b^{80}, M) \in [\Delta_F^{\min}(M), 0[$ peut être approchée de façon systématique par l’équation (5.53), en substituant $\Omega_0^{80}(M)$ et $\Omega_{\min}^{80}(M)$ par les fonctions approchées $\tilde{\Omega}_0^{80}(M)$ et $\tilde{\Omega}_{\min}^{80}(M)$ données par l’équation (5.55).

5.3.2.4 Approximation de Δ_F pour $\Delta_F \geq 0$

L’objectif est ici d’approcher la fonction $\Delta_F(\Omega_b^{80}, M) \geq 0$, déterminée numériquement grâce à la procédure décrite plus haut, par la fonction $\tilde{\Delta}_F(\Omega_b^{80}, M)$, à l’aide d’une approximation polynomiale d’ordre 1.

Pour ce faire, nous commençons par fixer l’ouverture maximale paramétrable $\Omega_{\max}^{80}$ à 90° quelle que soit la taille du réseau. Ce choix d’implémentation a été effectué puisqu’il s’agit d’une ouverture de faisceau qui répond à la majorité des scénarios d’usage, tout en assurant une relation quasi linéaire entre Δ_F et Ω_b^{80} (Figure 5.11a). L’approximation polynomiale d’ordre 1 de Δ_F , notée $\tilde{\Delta}_F$, s’exprime,

$$\Delta_F(\Omega_b^{80}, M) \approx \tilde{\Delta}_F(\Omega_b^{80}, M) = p^{80}(M) \times (\Omega_b^{80} - \Omega_0^{80}(M)), \quad (5.56)$$

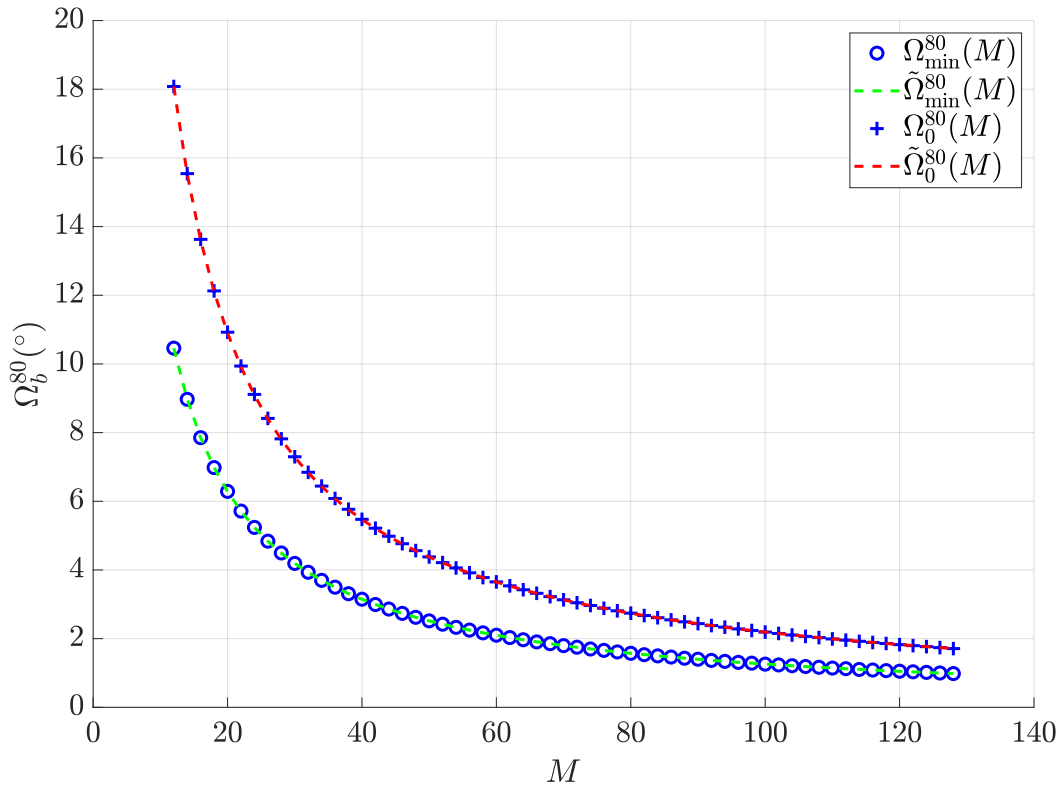


FIGURE 5.12 – Approximation de $\Omega_{\min}^{80}(M)$ et $\Omega_0^{80}(M)$ par $\tilde{\Omega}_{\min}^{80}(M)$ et $\tilde{\Omega}_0^{80}(M)$ pour $M = \{12, 14, \dots, 128\}$

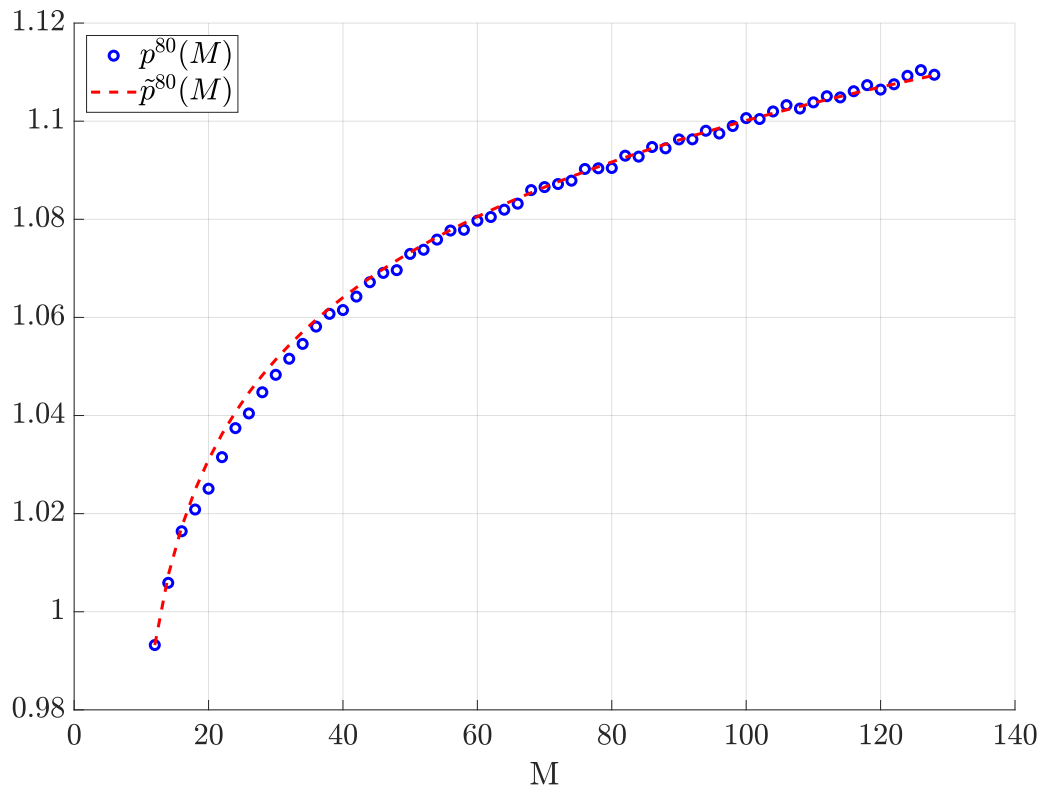


FIGURE 5.13 – Approximation de $p^{80}(M)$ par la fonction $\tilde{p}^{80}(M)$ pour $M = \{12, 14, \dots, 128\}$

où $\Omega_b^{80} \in [\Omega_0^{80}(M), \Omega_{\max}^{80}]$ correspond à l’ouverture souhaitée et $p^{80}(M)$ désigne le coefficient directeur de l’approximation polynomiale d’ordre 1 pour M antennes. La fonction $p^{80}(M)$ est déterminée numériquement par régression linéaire pour $M = \{12, 14, \dots, 128\}$ et représentée sur la Figure 5.13. Cette fonction peut être approchée par $\tilde{p}^{80}(M)$, dont l’expression est la suivante,

$$\tilde{p}^{80}(M) = \sqrt[32]{0.2317 \times M - 1.9761}, M = \{12, 14, \dots, 128\}. \quad (5.57)$$

La pertinence de cette approximation est validée par la Figure 5.13 où l’on peut observer que la fonction $\tilde{p}^{80}(M)$, générée par l’équation (5.57), coïncide avec les valeurs $p^{80}(M)$ obtenues par simulation.

Nous en concluons donc que la fonction $\Delta_F(\Omega_b^{80}, M) \geq 0$ peut être approchée de façon systématique par l’équation (5.56) en substituant $\Omega_0^{80}(M)$ et $p^{80}(M)$ par les fonctions approchées $\tilde{\Omega}_0^{80}(M)$ et $\tilde{p}^{80}(M)$ données par les équations (5.55) et (5.57).

5.3.2.5 Résultats de simulation

Afin d’évaluer la précision de la méthode que nous proposons pour contrôler l’ouverture du faisceau, les erreurs relative et absolue moyennes sont mesurées entre l’ouverture Ω_b^{80} souhaitée et l’ouverture effective pour $M = \{12, 14, \dots, 128\}$. Les simulations sont effectuées pour $\Omega_b^{80} \in [\tilde{\Omega}_{\min}^{80}(M), \Omega_{\max}^{80} = 90^\circ]$ et les fonctions $\Delta_F(\Omega_b^{80}, M)$ et $\tilde{\Delta}_F(\Omega_b^{80}, M)$ obtenues sont illustrées sur la Figure 5.14 pour $M \in \{12, 16, 32, 64, 128\}$. Les fonctions $\tilde{\Omega}_{\min}^{80}(M)$ et $\tilde{\Omega}_0^{80}(M)$, qui sont exploitées pour le calcul de $\tilde{\Delta}_F(\Omega_b^{80}, M)$, sont également représentées. Nous pouvons observer sur cette figure que les fonctions $\Delta_F(\Omega_b^{80}, M)$ et $\tilde{\Delta}_F(\Omega_b^{80}, M)$ sont voisines pour les différentes tailles de réseau, ce qui est confirmé par les résultats d’erreurs relative et absolue moyennes illustrés sur la Figure 5.15. Les approximations successives proposées précédemment conduisent à une erreur relative moyenne proche de 2%, soit moins de 1° d’erreur sur la consigne d’ouverture, pour un réseau comprenant $M = \{12, 14, \dots, 128\}$ antennes. On note que l’erreur absolue moyenne est plus importante pour les réseaux de faible taille puisque la relation entre $\Delta_F(\Omega_b^{80}, M)$ et Ω_b^{80} n’est pas strictement linéaire (Figure 5.11b).

5.3.3 Contrôle de l’ouverture dans le cas avec dépointage

Cette section reprend la méthode précédente, mais traite plus particulièrement du contrôle de l’ouverture du faisceau dans le cas avec dépointage ($\theta_{\max} \neq 90^\circ$). Nous commençons par étudier la position angulaire θ_b du barycentre. Puis, nous décrivons la procédure établie pour déterminer la relation entre Δ_F et Ω_b^{80} selon l’angle de dépointage $\theta_{\max}$, à taille de réseau fixée. Finalement, une relation systématique entre Δ_F et Ω_b^{80} est déterminée, pour $\theta_{\max}$ variant de 40° à 140°. Cette relation a pour intérêt de permettre le calcul systématique de l’excitation de phase selon l’ouverture du faisceau souhaitée pour cette gamme d’angles de dépointage.

5.3.3.1 Étude sur le barycentre θ_b

Dans le cas avec dépointage ($\theta_{\max} \neq \pi/2$), l’excitation de phase quadratique ϕ_m n’est pas une fonction paire, puisque le coefficient B_1 est non nul. Par conséquent, le diagramme de puissance n’est plus symétrique par rapport à la direction normale au réseau et le barycentre θ_b dépend de Δ_F . Comme discuté précédemment, il est important d’assurer que l’écart entre le barycentre θ_b et l’angle de dépointage $\theta_{\max}$ ne soit pas trop important afin que le signal soit émis dans la bonne direction.

Pour des raisons de simplification, nous considérons un réseau d’antennes de taille fixe comprenant $M = 32$ antennes. En outre, nous faisons l’hypothèse que $\theta_{\max}$ varie de 40° à 140° avec une résolution angulaire de 5°. À partir de ces paramètres, le barycentre $\theta_b(\theta_{\max}, \Delta_F)$ est évalué numériquement pour $\Delta_F \in [\Delta_F^{\min}(\theta_{\max}), \Delta_F^{\max}(\theta_{\max})]$ (5.21).

Comme illustré par la Figure 5.16, l’écart entre $\theta_{\max}$ et $\theta_b(\theta_{\max}, \Delta_F)$ augmente avec Δ_F . Afin de s’assurer que l’écart effectif entre $\theta_b(\theta_{\max}, \Delta_F)$ et $\theta_{\max}$ n’excède pas un écart limite $\theta_{\lim}$, nous déterminons numériquement la distance angulaire maximale $\Delta_F^{\max}(\theta_{\max}, \theta_{\lim})$ qui assure,

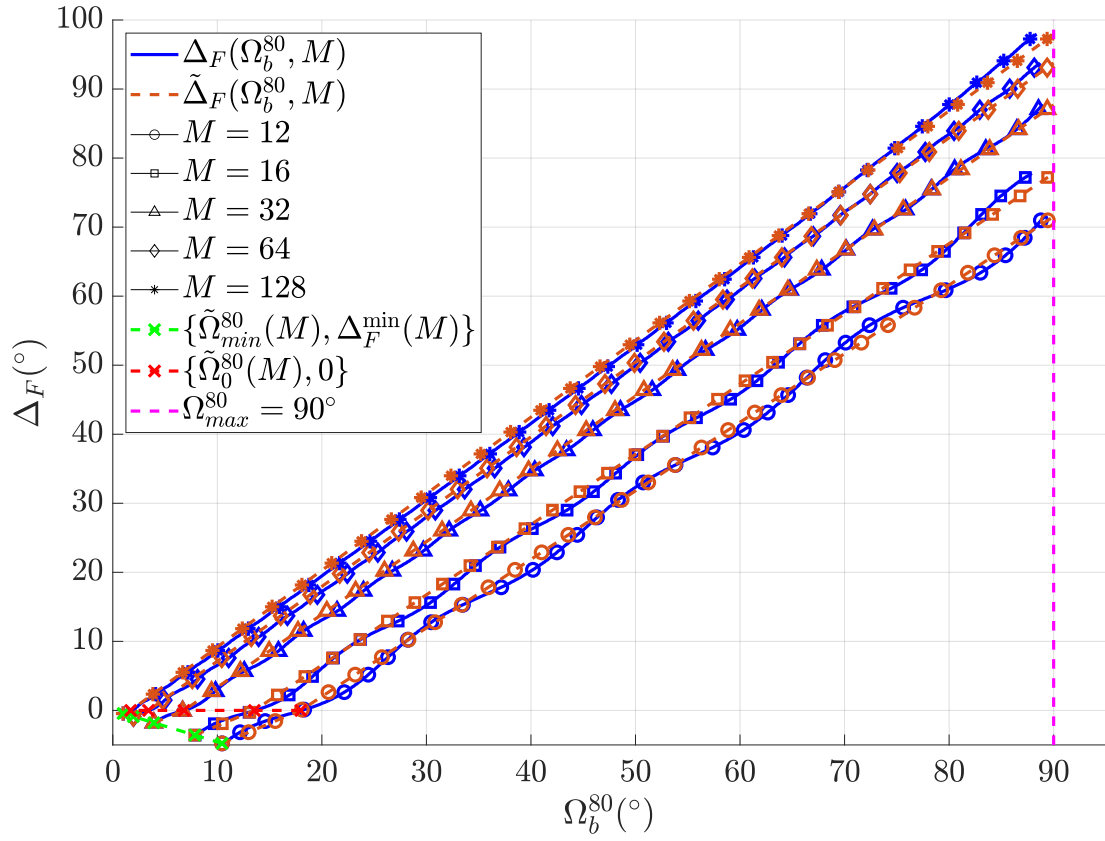
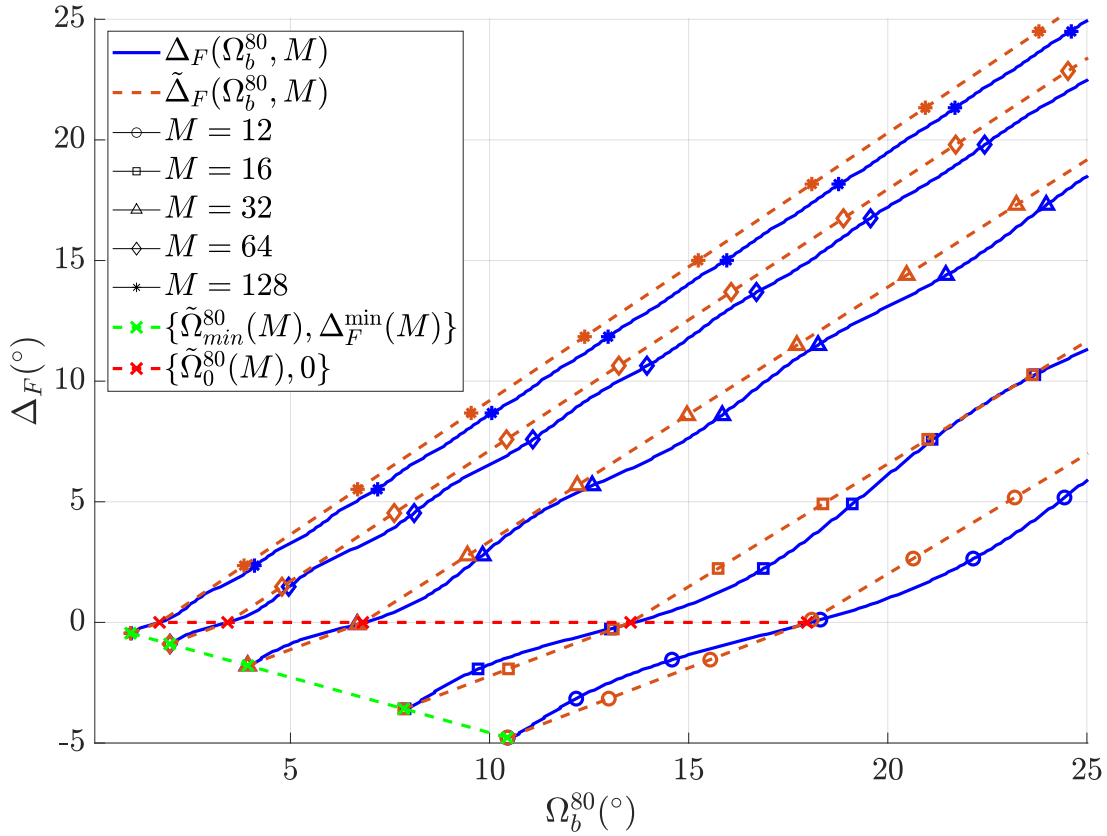
(a) $\Delta_F \in [-5^\circ, 100^\circ]$ (b) $\Delta_F \in [-5^\circ, 25^\circ]$ FIGURE 5.14 – $\Delta_F(\Omega_b^{80}, M)$ et $\tilde{\Delta}_F(\Omega_b^{80}, M)$ selon Ω_b^{80} et M

TABLE 5.1 – Coefficients $\Delta_F^{\max}(\theta_{\max}, \theta_{\lim})$ et $\Omega_{\max}^{80}(\theta_{\max}, \theta_{\lim})$ selon $\theta_{\max}$ pour un réseau de $M = 32$ antennes et $\theta_{\lim} = 2.5^\circ$

$\theta_{\max}$	$\Delta_F^{\max}(\theta_{\max}, \theta_{\lim})$ (rad)	$\Omega_{\max}^{80}(\theta_{\max}, \theta_{\lim})$ (rad)
$85^\circ / 95^\circ$	1.6947	1.7035
$80^\circ / 100^\circ$	1.4457	1.4905
$75^\circ / 105^\circ$	1.2620	1.3285
$70^\circ / 110^\circ$	1.0958	1.1885
$65^\circ / 115^\circ$	1.0120	1.1185
$60^\circ / 120^\circ$	0.8545	0.9885
$55^\circ / 125^\circ$	0.7130	0.8705
$50^\circ / 130^\circ$	0.6600	0.8445
$45^\circ / 135^\circ$	0.5808	0.7845
$40^\circ / 140^\circ$	0.3722	0.6025

$$\theta_{\lim} \geq |\theta_b(\theta_{\max}, \Delta_F) - \theta_{\max}|, \quad (5.58)$$

sous l’hypothèse que,

$$\begin{cases} \Delta_F \in [\Delta_F^{\min}(\theta_{\max}), \Delta_F^{\max}(\theta_{\max}, \theta_{\lim})] \\ \theta_{\max} \in \{40, 45, \dots, 140\}^\circ \end{cases}. \quad (5.59)$$

Ces hypothèses forment ainsi un compromis entre l’écart maximal $\theta_{\lim}$ souhaité et l’ouverture $\Omega_{\max}^{80}(\theta_{\max})$ paramétrable. Dans l’implémentation effectuée, un écart maximal $\theta_{\lim}$ de 2.5° est choisi en raison de la résolution angulaire de $\theta_{\max}$ qui est de 5° . Les valeurs de $\Delta_F^{\max}(\theta_{\max}, \theta_{\lim} = 2.5^\circ)$, qui ont été obtenues numériquement pour un réseau de $M = 32$ antennes, sont données dans la Table 5.1 et sont illustrées sur la Figure 5.16.

5.3.3.2 Procédure pour établir la relation entre Δ_F et Ω_b^{80}

Afin de déterminer la relation entre $\Delta_F(\Omega_b^{80}, \theta_{\max}, \theta_{\lim})$ et Ω_b^{80} dans le cas avec dépointage, la procédure en 5 étapes présentée en Section 5.3.2.2 est suivie en respectant le paramétrage donné par l’équation (5.59).

À l’instar de la simplification réalisée dans la direction normale au réseau, la solution $B_2(\Delta_F, \theta_{\max}) = \frac{\pi}{\lambda L^2} \left[-2L\Delta_x + \lambda - \sqrt{\lambda(-4L\Delta_x + \lambda)} \right]$ de l’équation (5.20) est abandonnée, car elle n’entraîne pas de phénomène d’élargissement de faisceau. Par conséquent, l’expression de B_2 , pour $\Delta_F \in [\Delta_F^{\min}(\theta_{\max}), \Delta_F^{\max}(\theta_{\max}, \theta_{\lim})]$ et $\theta_{\max} \in \{40, 45, \dots, 140\}^\circ$, se réduit à,

$$B_2^{L>\lambda}(\Delta_F) = \frac{\pi}{\lambda L^2} \left[-2L\Delta_x^{L>\lambda} + \lambda + \sqrt{\lambda(-4L\Delta_x^{L>\lambda} + \lambda)} \right], \quad (5.60)$$

où

$$\Delta_x^{L>\lambda} = -\text{Sign}(\Delta_F) \sqrt{\frac{(1 - \cos \Delta_F)(-2x_0^2 + 1 + \cos \Delta_F)}{2(1 + \cos \Delta_F)}}. \quad (5.61)$$

De façon similaire au cas sans dépointage, la relation entre $\Delta_F(\Omega_b^{80}, \theta_{\max}, \theta_{\lim})$ et Ω_b^{80} est approchée par des approximations polynomiales d’ordre 1 sur les intervalles $\Delta_F \in [\Delta_F^{\min}(\theta_{\max}), 0[$ et $\Delta_F \in [0, \Delta_F^{\max}(\theta_{\max}, \theta_{\lim})]$.

5.3.3.3 Approximation de Δ_F pour $\Delta_F \in [\Delta_F^{\min}(\theta_{\max}), 0[$

À l’instar du cas sans dépointage, la fonction $\Delta_F(\Omega_b^{80}, \theta_{\max}, \theta_{\lim}) \in [\Delta_F^{\min}(\theta_{\max}), 0[$ est approchée par une fonction polynomiale d’ordre 1,

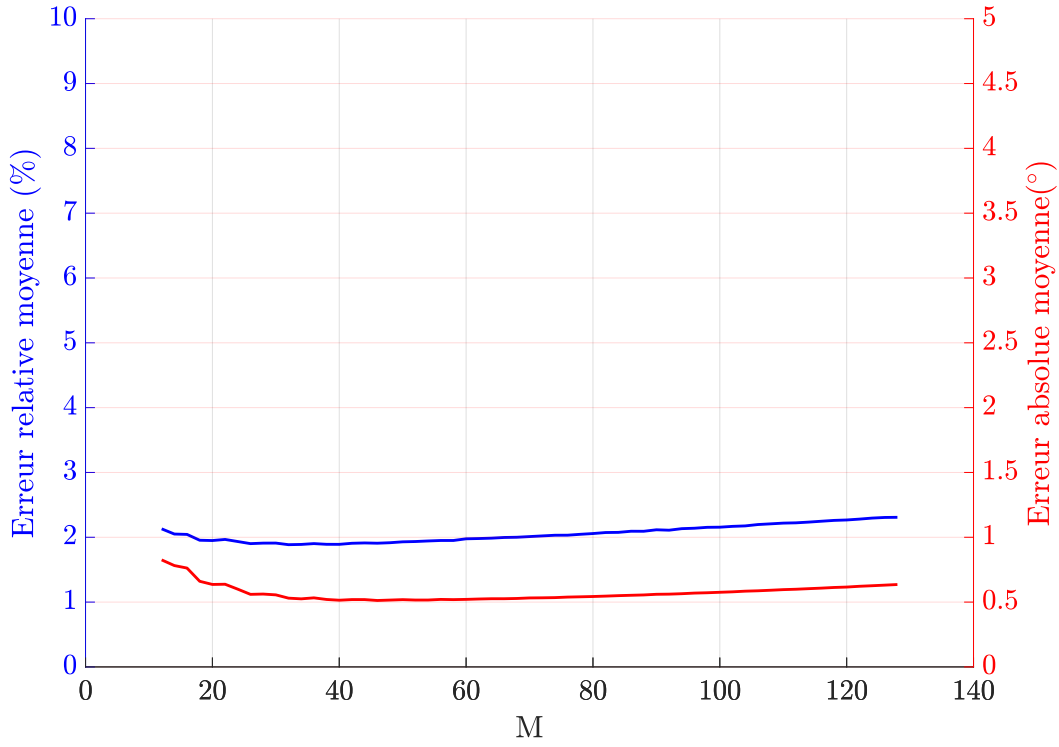


FIGURE 5.15 – Erreur relative et absolue pour $\Omega_b^{80} \in [\tilde{\Omega}_{\min}^{80}(M), \Omega_{\max}^{80}]$ et $M = \{12, 14, \dots, 128\}$

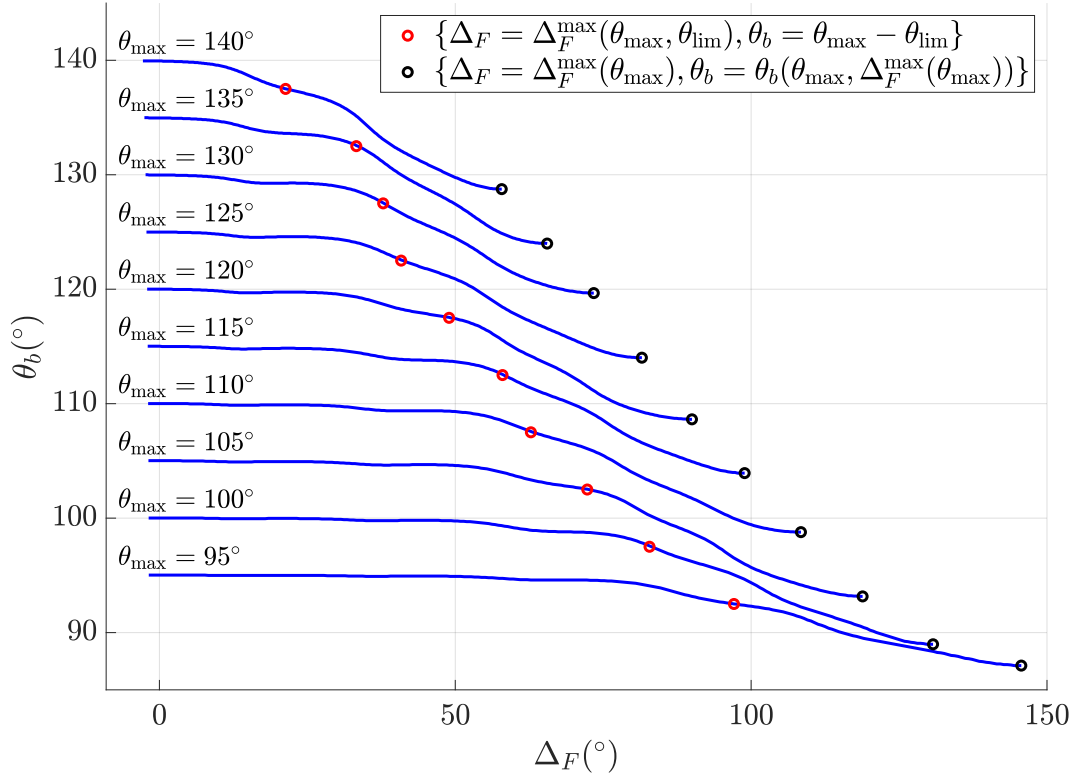


FIGURE 5.16 – Barycentre θ_b selon $\theta_{\max}$ et Δ_F pour $M = 32$

$$\begin{aligned}\tilde{\Delta}_F(\Omega_b^{80}, \theta_{\max}) &\approx \Delta_F(\Omega_b^{80}, \theta_{\max}, \theta_{\lim}), \\ &= \Delta_F^{\min}(\theta_{\max}) \times \left(\frac{\Omega_0^{80}(\theta_{\max}) - \Omega_b^{80}}{\Omega_0^{80}(\theta_{\max}) - \Omega_{\min}^{80}(\theta_{\max})} \right),\end{aligned}\quad (5.62)$$

où $\Omega_b^{80} \in [\Omega_{\min}^{80}(\theta_{\max}), \Omega_0^{80}(\theta_{\max})]$ désigne l’ouverture souhaitée.

Il s’ensuit que si les fonctions $\Omega_0^{80}(\theta_{\max})$ et $\Omega_{\min}^{80}(\theta_{\max})$ sont connues quel que soit l’angle de dépointage $\theta_{\max}$, alors l’équation (5.62) permet de calculer de façon systématique la distance angulaire Δ_F pour l’ouverture Ω_b^{80} souhaitée.

À cette fin, les variations de $\Omega_0^{80}(\theta_{\max})$ et $\Omega_{\min}^{80}(\theta_{\max})$ sont évaluées numériquement pour $\theta_{\max} \in \{40, 45, \dots, 140\}^\circ$ et représentées sur la Figure 5.17. Ces deux fonctions peuvent être approchées par une forme quadratique,

$$\tilde{\Omega}^{80}(\theta_{\max}) = \alpha \times \theta_{\max}^2 + \beta \times \theta_{\max} + \gamma \quad (\text{rad}), \quad (5.63)$$

où α , β et γ sont des scalaires réels déterminés numériquement. Par approximation au sens des moindres carrés, les fonctions $\tilde{\Omega}_{\min}^{80}(\theta_{\max})$ et $\tilde{\Omega}_0^{80}(\theta_{\max})$ sont écrites,

$$\begin{cases} \tilde{\Omega}_{\min}^{80}(\theta_{\max}) = 0.0496 \times \theta_{\max}^2 - 0.1557 \times \theta_{\max} + 0.1893 \\ \tilde{\Omega}_0^{80}(\theta_{\max}) = 0.0844 \times \theta_{\max}^2 - 0.2653 \times \theta_{\max} + 0.3252 \end{cases}, \quad \theta_{\max} \in \{40, 45, \dots, 140\}^\circ. \quad (5.64)$$

La précision de l’approximation proposée est validée par la Figure 5.17 où l’on peut observer que l’ouverture $\tilde{\Omega}_{\min/0}^{80}(\theta_{\max})$ générée par l’équation (5.64) coïncide avec les valeurs $\Omega_{\min/0}^{80}(\theta_{\max})$ obtenues par simulation.

Nous en concluons donc que la fonction $\Delta_F(\Omega_b^{80}, \theta_{\max}, \theta_{\lim}) \in [\Delta_F^{\min}(\theta_{\max}), 0[$ peut être approchée de façon systématique par l’équation (5.62), en substituant $\Omega_{\min}^{80}(\theta_{\max})$ et $\Omega_0^{80}(\theta_{\max})$ par les fonctions approchées $\tilde{\Omega}_{\min}^{80}(\theta_{\max})$ et $\tilde{\Omega}_0^{80}(\theta_{\max})$ données par l’équation (5.64).

5.3.3.4 Approximation de Δ_F pour $\Delta_F \in [0, \Delta_F^{\max}(\theta_{\max}, \theta_{\lim})]$

De façon analogue au cas $\Delta_F(\Omega_b^{80}, M) \geq 0$ traité en Section 5.3.2.4, la fonction $\Delta_F \in [0, \Delta_F^{\max}(\theta_{\max}, \theta_{\lim})]$ est approchée par une approximation polynomiale d’ordre 1. La différence principale est que l’ouverture maximale $\Omega_{\max}^{80}(\theta_{\max}, \theta_{\lim})$ dépend de l’angle de dépointage $\theta_{\max}$ et de l’écart maximal $\theta_{\lim}$ souhaité, tandis que $\Omega_{\max}^{80}(M)$ est constant en Section 5.3.2.

L’approximation polynomiale d’ordre 1 de Δ_F , notée $\tilde{\Delta}_F$, s’exprime,

$$\begin{aligned}\tilde{\Delta}_F(\Omega_b^{80}, \theta_{\max}, \theta_{\lim}) &\approx \Delta_F(\Omega_b^{80}, \theta_{\max}, \theta_{\lim}), \\ &= p^{80}(\theta_{\max}, \theta_{\lim}) \times (\Omega_b^{80} - \Omega_0^{80}(\theta_{\max})),\end{aligned}\quad (5.65)$$

où $\Omega_b^{80} \in [\Omega_0^{80}(\theta_{\max}), \Omega_{\max}^{80}(\theta_{\max}, \theta_{\lim})]$ désigne l’ouverture souhaitée et $p^{80}(\theta_{\max}, \theta_{\lim})$ correspond au coefficient directeur de l’approximation polynomiale d’ordre 1, pour un angle de dépointage $\theta_{\max}$ et un écart maximal au barycentre $\theta_{\lim}$. À la différence de la méthode décrite en Section 5.3.2.4, le coefficient $p^{80}(\theta_{\max}, \theta_{\lim})$ n’est pas approché par l’intermédiaire d’une régression linéaire. En effet, l’approximation suivante,

$$p^{80}(\theta_{\max}, \theta_{\lim}) = \frac{\Delta_F^{\max}(\theta_{\max}, \theta_{\lim})}{\Omega_{\max}^{80}(\theta_{\max}, \theta_{\lim}) - \Omega_0^{80}(\theta_{\max})}, \quad (5.66)$$

est plus appropriée pour assurer que $\tilde{\Delta}_F(\Omega_b^X, \theta_{\max}, \theta_{\lim})$ n’excède pas $\Delta_F^{\max}(\theta_{\max}, \theta_{\lim})$ et respecte ainsi l’écart maximal au barycentre $\theta_{\lim}$. Les valeurs $\Omega_{\max}^{80}(\theta_{\max}, \theta_{\lim} = 2.5^\circ)$ ont été estimées numériquement pour $M = 32$ et sont disponibles dans la Table 5.1.

Nous en concluons donc que la fonction $\Delta_F(\Omega_b^{80}, \theta_{\max}, \theta_{\lim})$ peut être approchée de façon systématique par l’équation (5.65) en substituant $\Omega_0^{80}(\theta_{\max})$ et $p^{80}(\theta_{\max}, \theta_{\lim})$ par les fonctions approchées données par les équations (5.64) et (5.66).

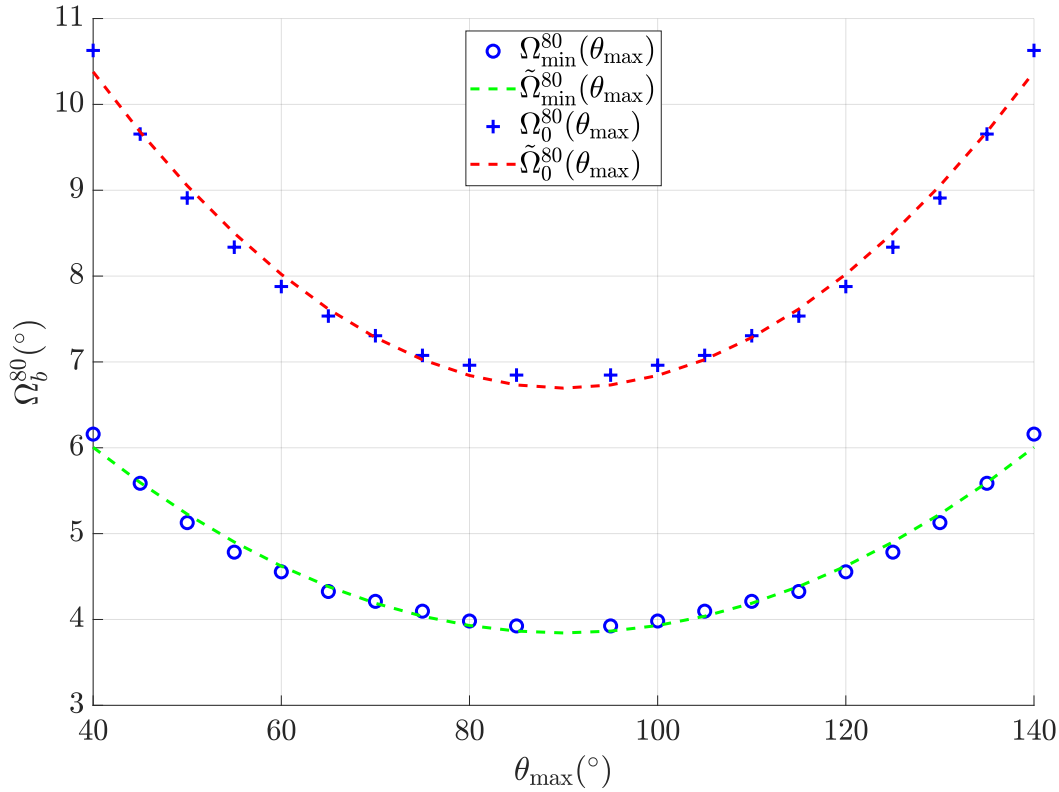
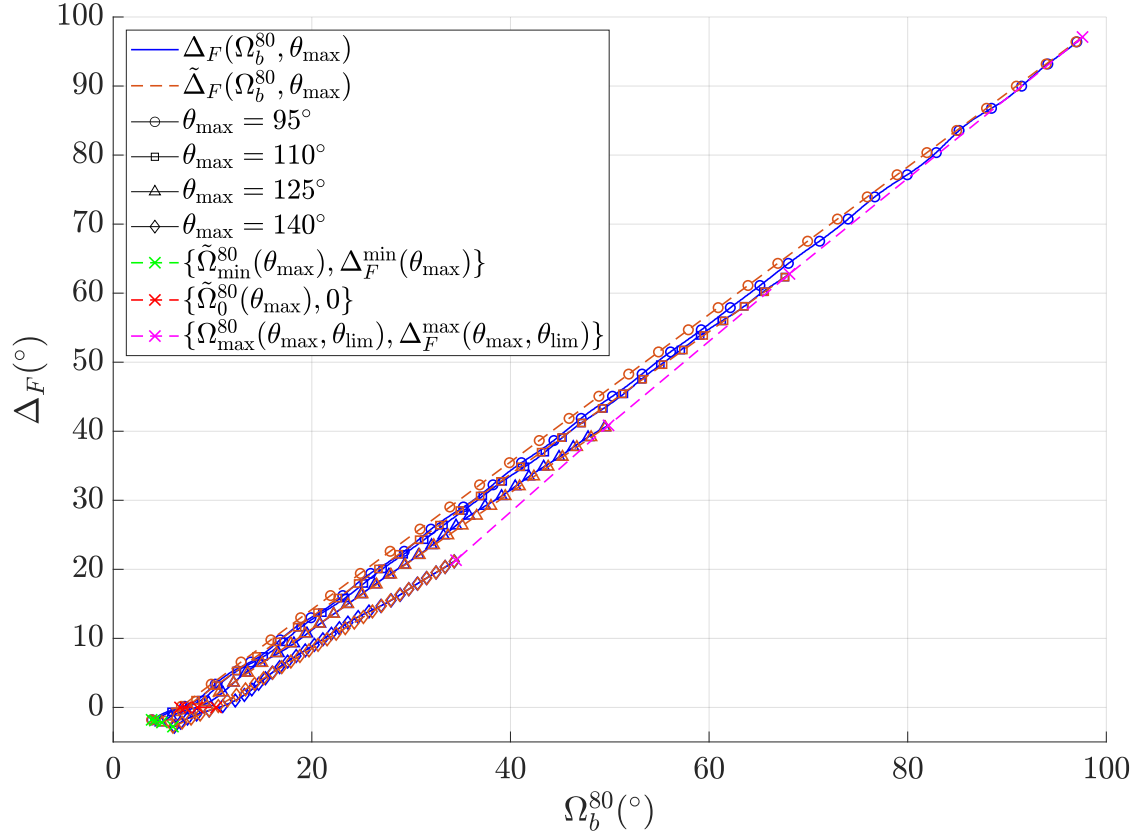


FIGURE 5.17 – Approximation de $\Omega_{\min}^{80}(\theta_{\max})$ et $\Omega_0^{80}(\theta_{\max})$ par $\tilde{\Omega}_{\min}^{80}(\theta_{\max})$ et $\tilde{\Omega}_0^{80}(\theta_{\max})$ pour $\theta_{\max} \in \{40, 45, \dots, 140\}^\circ$

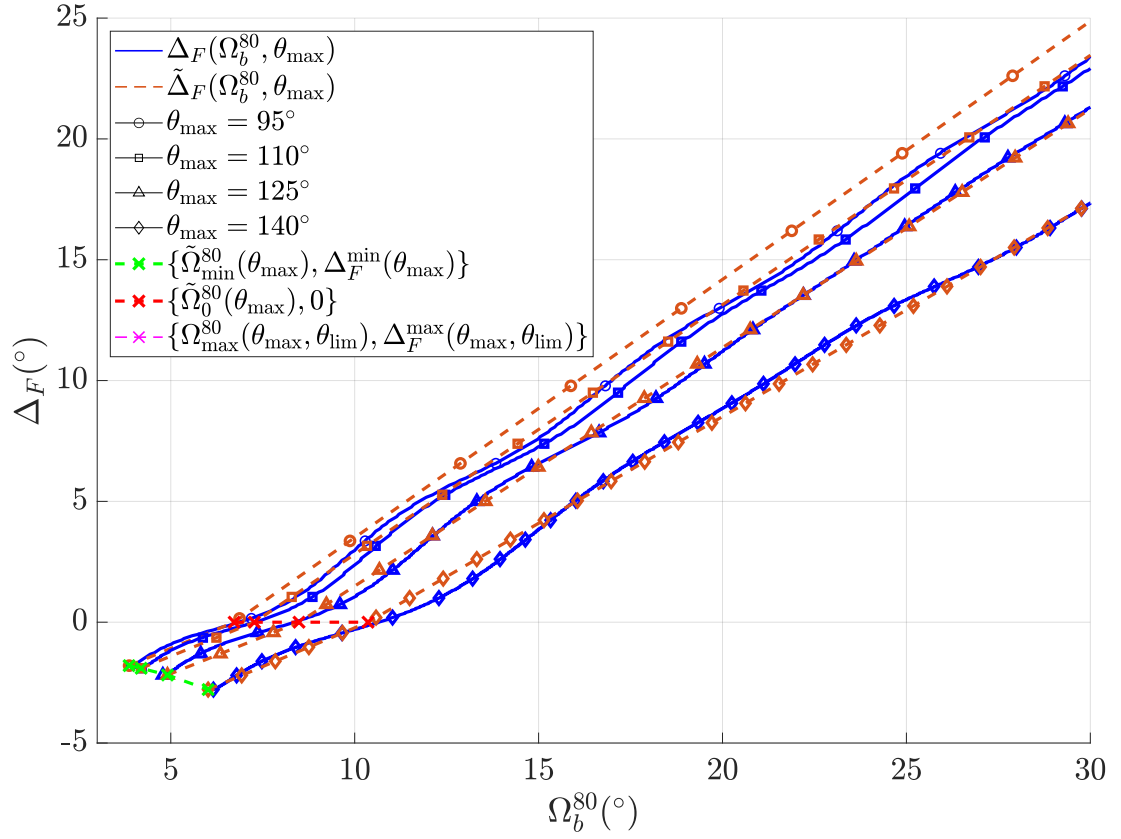
5.3.3.5 Résultats de simulation

Afin d'évaluer la précision de la méthode que nous proposons pour contrôler l'ouverture du faisceau dans le cas où celui-ci est dépointé, l'erreur relative moyenne entre l'ouverture Ω_b^{80} souhaitée et l'ouverture effective est mesurée. Ces mesures sont effectuées uniquement pour un réseau de $M = 32$ antennes. En effet, la méthode détaillée au cours des paragraphes précédents permet de contrôler systématiquement l'ouverture de faisceau pour différents angles de dépointage, mais pour une taille de réseau donnée. Par ailleurs, l'écart maximal entre l'angle de dépointage $\theta_{\max}$ et le barycentre θ_b est calculé numériquement afin de vérifier que la contrainte $\theta_{\lim}$ est vérifiée. Les simulations sont effectuées pour $\Omega_b^{80} \in [\tilde{\Omega}_{\min}^{80}(\theta_{\max}), \Omega_{\max}^{80}(\theta_{\max}, \theta_{\lim} = 2.5^\circ)]$ et $\theta_{\max} \in \{95^\circ, 100^\circ, \dots, 140^\circ\}$. Les performances pour $\theta_{\max} \in \{40^\circ, 45^\circ, \dots, 85^\circ\}$ ne sont pas évaluées puisque les facteurs de réseau obtenus pour les angles de dépointage $\theta_{\max} = \theta_0$ et $\theta_{\max} = \pi - \theta_0$ sont symétriques par rapport à $\theta = 90^\circ$.

Les fonctions $\Delta_F(\Omega_b^{80}, \theta_{\max}, \theta_{\lim} = 2.5^\circ)$ et $\tilde{\Delta}_F(\Omega_b^{80}, \theta_{\max}, \theta_{\lim} = 2.5^\circ)$ obtenues sont illustrées sur la Figure 5.18 pour $\theta_{\max} \in \{95^\circ, 110^\circ, 125^\circ, 140^\circ\}$. Les fonctions $\tilde{\Omega}_{\min}^{80}(\theta_{\max})$, $\tilde{\Omega}_0^{80}(\theta_{\max})$ et $\Omega_{\max}^{80}(\theta_{\max}, \theta_{\lim})$, qui sont exploitées pour le calcul de $\tilde{\Delta}_F(\Omega_b^{80}, \theta_{\max}, \theta_{\lim})$, sont également représentées. Comme attendu, il est observé que la largeur de la plage de variation de l'ouverture Ω_b^{80} diminue à mesure que $\theta_{\max}$ augmente, de manière à limiter l'écart maximal au barycentre à $\theta_{\lim} = 2.5^\circ$. La courbe rouge illustrée sur la Figure 5.19 valide l'approche développée pour le contrôle de l'écart au barycentre, puisque la différence maximale entre l'angle de dépointage $\theta_{\max}$ et le barycentre θ_b vaut $\theta_{\lim} = 2.5^\circ$ quel que soit $\theta_{\max}$. En outre, l'erreur relative moyenne entre l'ouverture Ω_b^{80} souhaitée et l'ouverture effective n'excède pas 3%, ce qui semble tout-à-fait acceptable pour les scénarios d'usage envisagés. Il est à noter que la précision de la méthode est plus faible pour les angles de dépointage proches de la normale au réseau, du fait de la plus grande largeur de la plage de variations de Ω_b^{80} .



(a) $\Delta_F \in [-5^\circ, 100^\circ]$



(b) $\Delta_F \in [-5^\circ, 25^\circ]$

FIGURE 5.18 – Δ_F et $\tilde{\Delta}_F$ selon Ω_b^{80} pour $M = 32$, $\theta_{\lim} = 2.5^\circ$ et $\theta_{\max} \in \{95^\circ, 110^\circ, 125^\circ, 140^\circ\}$

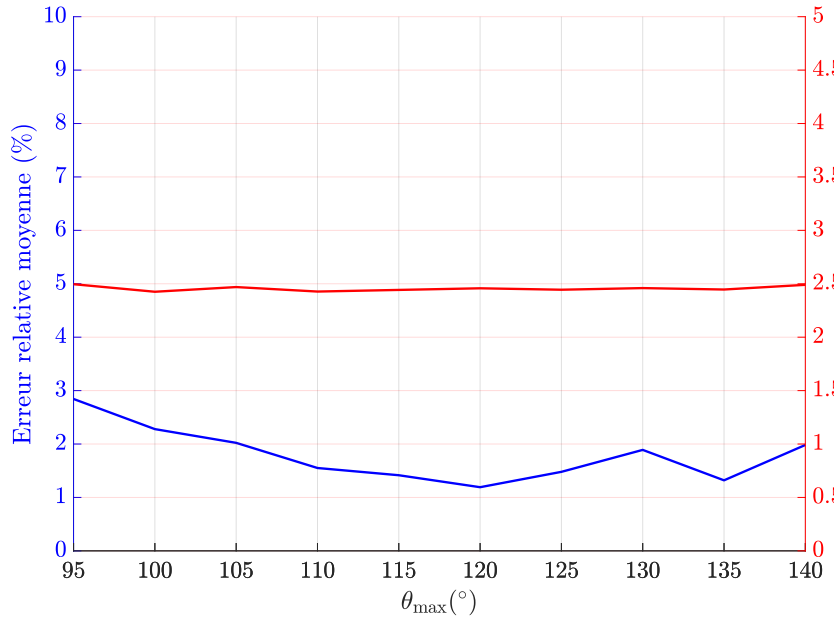


FIGURE 5.19 – Erreur relative moyenne et écart maximal au barycentre pour $\Omega_b^{80} \in [\tilde{\Omega}_{\min}^{80}(\theta_{\max}), \Omega_{\max}^{80}(\theta_{\max}, \theta_{\lim} = 2.5^{\circ})]$ et $\theta_{\max} \in \{95, 100, \dots, 140\}^{\circ}$

5.3.4 Synthèse

La méthode systématique de contrôle de l'ouverture du faisceau proposée au cours de cette section s'appuie sur l'efficacité de rayonnement du réseau d'antennes. Dans le cas où le faisceau est formé dans la direction normale au réseau, la précision du contrôle de l'ouverture est quasiment indépendante de la taille du réseau, contrairement aux résultats obtenus avec la méthode détaillée au cours de la Section 5.2. En outre, dans le cas où le faisceau est dépointé, la méthode que nous proposons assure que le signal est émis dans la bonne direction, selon une précision $\theta_{\lim}$ paramétrable.

5.4 Conclusion

Dans ce cinquième chapitre, nous avons proposé une technique d'élargissement de faisceau systématique de faible complexité, qui repose sur une excitation de phase quadratique. Les coefficients de cette excitation sont paramétrés en s'appuyant sur l'expression analytique du rayonnement en champ lointain produit par une ligne continue, plus particulièrement à partir de la distance angulaire entre les fonctions de Fresnel en cosinus qui le composent. La complexité de la technique proposée est faible par rapport à la majorité des méthodes existantes, puisqu'elle ne nécessite ni de recourir au calcul du facteur de réseau, ni d'effectuer une recherche exhaustive sur les paramètres qui contrôlent l'excitation de phase. Conformément à l'étude analytique, les résultats de simulation ont permis de montrer que la précision du contrôle de la largeur du faisceau formé s'améliore lorsque la taille du réseau linéaire et régulier augmente. Cette propriété est intéressante puisque le nombre d'antennes contenues dans un réseau tend à augmenter avec la fréquence porteuse. En outre, le paramétrage proposé s'adapte facilement aux réseaux planaires et réguliers déployés en pratique. Enfin, une technique de contrôle de l'ouverture du faisceau, s'appuyant sur l'efficacité de rayonnement du réseau, a été proposée. Les avantages principaux de cette méthode sont que la précision du contrôle de l'ouverture du faisceau est indépendante de la taille du réseau considéré et que l'écart entre l'angle de dépointage du faisceau et la direction de focalisation effective peut être contrôlé.

Troisième partie

Procédure de formation de faisceau analogique pour les communications millimétriques

Chapitre 6

Introduction aux procédures de formation de faisceau analogique

Ce sixième chapitre vise à introduire les procédures de formation de faisceau analogique. La Section 6.1 commence par rappeler l'intérêt de la formation de faisceau et décrit les contraintes systèmes considérées lors de notre étude. Les trois critères de performances utilisés pour évaluer la pertinence des procédures sont également établis au cours de cette première section. Puis, trois procédures de l'état de l'art sont détaillées et analysées en Section 6.2. Enfin, la robustesse de lien des procédures de référence est évaluée en Section 6.3 pour divers environnements de simulation.

6.1 Exposé du problème

Il a été vu dans le Chapitre 3 que les pertes de propagation en espace libre sur les bandes millimétriques sont compensées par l'utilisation de réseaux d'antennes, qui mettent en oeuvre des techniques de formation de faisceau. Par ailleurs, le Chapitre 2 a présenté les différentes méthodes de formation de faisceau et a conclu que les approches hybride et analogique sont plus adaptées dans les bandes millimétriques, pour des raisons d'implémentation, de coût et de consommation énergétique. En outre, le Chapitre 4 a montré que les techniques de formation de faisceau analogique à excitation de phase, sous contrainte d'amplitude constante, entraînent une réduction importante du coût du réseau d'antennes. En effet, cette contrainte de traitement a pour avantage d'autoriser la mutualisation d'un ensemble de composants, dont l'amplificateur de puissance fait partie, pour un groupe d'antennes. Dans cette partie de l'étude, nous considérons donc que l'émetteur et le récepteur sont composés d'un réseau d'antennes mettant en oeuvre des techniques de formation de faisceau analogique à excitation de phase, sous contrainte d'amplitude constante.

La principale difficulté liée à la formation de faisceau analogique réside dans le fait que les canaux de transmission h_{eff} , qui sont estimés par le récepteur, incluent les traitements multi-antennes réalisés à l'émission (*précodeur*) et en réception (*combineur*). Dans cette configuration, le terme de *canal de transmission effectif* est communément employé, afin de désigner l'effet conjoint du canal de transmission et des traitements multi-antennes.

Le problème qui nous intéresse dans la suite consiste à déterminer le précodeur et le combineur les plus adaptés aux caractéristiques du canal de transmission $\mathbf{H}$, alors que le récepteur n'est qu'en mesure d'estimer des canaux de transmission effectifs h_{eff} . De plus, la complexité et la durée d'établissement de lien des procédures doivent être étudiées, de sorte à évaluer leur pertinence dans le contexte URLLC (Section 1.5.1). Enfin, il est important de tenir compte de la résolution finie des déphaseurs qui composent les réseaux d'antennes émetteur et récepteur, de manière à s'approcher des contraintes réelles d'implémentation. L'ensemble de ces questions font l'objet des études menées dans cette troisième partie.

6.1.1 Modèle système

Tel qu'exposé précédemment, nous considérons ici un système MIMO-OFDM mettant en oeuvre des techniques de formation de faisceau analogique à excitation de phase, sous contrainte d'amplitude constante. L'émetteur et le récepteur sont tous deux composés d'une seule chaîne radio-fréquence, qui comprend respectivement N_T et N_R antennes. Chaque antenne d'émission et de réception est précédée d'un déphaseur d'une résolution respective de q_{tx} et q_{rx} bits. Par conséquent, le symbole $Y[k]$ reçu sur la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse s'exprime,

$$Y[k] = \underbrace{\mathbf{w}^H \mathbf{H}[k] \mathbf{f}}_{h_{\text{eff}}[k] \in \mathbb{C}^{1 \times 1}} S[k] + \mathbf{w}^H \mathbf{b}[k], \quad (6.1)$$

où $\mathbf{H}[k] \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ désigne le canal de transmission vu par les réseaux antennaires, $\mathbf{f} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ et $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ sont les vecteurs de précodage et de combinaison, $\mathbf{b}[k] \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ correspond au vecteur de bruit blanc additif gaussien dont les entrées suivent une loi normale $\mathcal{N}(0, \sigma_b^2)$ et $S[k] \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ désigne le symbole émis. Notons que les traitements multi-antennes $\mathbf{f}$ et $\mathbf{w}$ ne dépendent pas de l'indice de la sous-porteuse. En effet, il a été vu en Section 2.2.1 que ces traitements sont réalisés par l'étage analogique sur les signaux temporels et affectent indépendamment l'ensemble des sous-porteuses.

Comme mentionné plus haut, les entrées du précodeur $\mathbf{f}$ et du combineur $\mathbf{w}$ sont soumises à deux contraintes. Premièrement, les amplificateurs de puissance fonctionnent à leur puissance nominale dans l'implémentation choisie. Par conséquent, les entrées qui composent le précodeur et le combineur sont de module constant,

$$\begin{cases} |f_i| = \frac{1}{\sqrt{N_T}}, \forall i \in \{1, \dots, N_T\} \\ |w_j| = \frac{1}{\sqrt{N_R}}, \forall j \in \{1, \dots, N_R\} \end{cases} \quad (6.2)$$

Secondement, l'argument des entrées du précodeur $\mathbf{f}$ et du combineur $\mathbf{w}$ appartient à un ensemble fini de valeurs. Cette contrainte modélise la résolution finie des déphaseurs qui composent les réseaux d'antennes dans un système réel. Les ensembles $\mathcal{Q}_{tx} = \{0, \Delta_{q_{tx}}, \dots, \Delta_{q_{tx}} (2^{q_{tx}} - 1)\}$ et $\mathcal{Q}_{rx} = \{0, \Delta_{q_{rx}}, \dots, \Delta_{q_{rx}} (2^{q_{rx}} - 1)\}$, de pas de quantification $\Delta_{q_{tx}} = 2\pi/2^{q_{tx}}$ et $\Delta_{q_{rx}} = 2\pi/2^{q_{rx}}$, comprennent respectivement $2^{q_{tx}}$ et $2^{q_{rx}}$ valeurs de phase possibles, qui correspondent aux déphasages configurables par le réseau émetteur et récepteur. Par conséquent, les arguments $\varphi_{\mathbf{f},i}$ et $\varphi_{\mathbf{w},j}$ des entrées qui composent le précodeur $\mathbf{f}$ et le combineur $\mathbf{w}$ doivent respecter,

$$\begin{cases} \varphi_{\mathbf{f},i} \in \mathcal{Q}_{tx}, \forall i \in \{1, \dots, N_T\} \\ \varphi_{\mathbf{w},j} \in \mathcal{Q}_{rx}, \forall j \in \{1, \dots, N_R\} \end{cases} \quad (6.3)$$

L'impact de ces diverses contraintes d'implémentation est évalué dans la suite de ce document, ce qui nécessite d'introduire un ensemble de conventions d'écriture. Ainsi, les notations $(.)$, $(\underline{\cdot})$ et $(\overline{\cdot})$ désignent respectivement une entrée non contrainte, une entrée dont le module est contraint par l'équation (6.2) et une entrée dont le module et l'argument sont contraints (6.2)(6.3).

6.1.2 Critères de performances

En raison du contexte URLLC de nos travaux, nous avons choisi d'évaluer la pertinence des procédures utilisées pour déterminer le précodeur et le combineur selon les trois critères suivants : la robustesse du lien, la durée nécessaire à son établissement et la complexité des traitements requis. Les deux premiers critères sont plus particulièrement évalués à partir d'un ensemble de contraintes spécifiées par la norme 5G NR.

6.1.2.1 Robustesse du lien

Dans notre étude, la robustesse du lien est caractérisée par le rapport signal sur bruit large bande qui s'exprime de la façon suivante,

$$\text{RSB} = \frac{\sum_{k=1}^{K_{\text{RB}}} |\mathbf{w}^H \mathbf{H}[k] \mathbf{f}|^2}{K_{\text{RB}} \sigma_b^2} = \frac{P_{\text{S,RB}}(\mathbf{w}, \mathbf{f})}{K_{\text{RB}} \sigma_b^2}, \quad (6.4)$$

TABLE 6.1 – Bande passante maximale configurable exprimée en nombre de sous-porteuses pour la bande FR2 [47, Table 5.3.2-1]

Bande passante (nombre sous-porteuses)	50 MHz	100 MHz	200 MHz	400 MHz
60 kHz	792	1584	3168	x
120 kHz	384	792	1584	3168

où $P_{S,RP}(\mathbf{w}, \mathbf{f}) = \sum_{k=1}^{K_{RB}} |\mathbf{w}^H \mathbf{H}[k] \mathbf{f}|^2$ désigne la puissance du signal de réception, qui dépend du combineur $\mathbf{w}$ et du précodeur $\mathbf{f}$. La variable K_{RB} désigne le nombre de sous-porteuses sur lesquelles les données d'informations sont transmises. En 5G NR, le nombre maximal de sous-porteuses configurables dépend des capacités du terminal et de l'écart inter-porteuse considéré (Table 6.1) [55, *channelBWs-DL*].

En pratique, le canal est mesuré sur un sous-ensemble de K_{RP} ressources pilotes, tel que $K_{RP} \ll K_{RB}$. Par conséquent, le problème d'optimisation s'écrit,

$$\{\mathbf{w}^*, \mathbf{f}^*\} = \arg \max_{\mathbf{w}, \mathbf{f}} \frac{\sum_{k=1}^{K_{RP}} |\mathbf{w}^H \mathbf{H}[k_{RP}] \mathbf{f}|^2}{K_{RP} \sigma_b^2} = \arg \max_{\mathbf{w}, \mathbf{f}} \frac{P_{S,RP}(\mathbf{w}, \mathbf{f})}{K_{RP} \sigma_b^2}, \quad (6.5)$$

où,

$$k_{RP} = (k - 1) \Delta_k + 1. \quad (6.6)$$

La variable k_{RP} désigne l'indice des sous-porteuses pilotes exploitées pour le calcul du précodeur $\mathbf{f}$ et du combineur $\mathbf{w}$. Celles-ci sont régulièrement espacées de $\Delta_k = K_{RB}/K_{RP}$ sous-porteuses. La 5G NR autorise par exemple les configurations $\Delta_k = 12$ et $\Delta_k = 24$ (Annexe C).

Dans la suite de ces travaux, la puissance de réception $P_{S,RP}(\mathbf{w}, \mathbf{f}) = \sum_{k=1}^{K_{RP}} |\mathbf{w}^H \mathbf{H}[k_{RP}] \mathbf{f}|^2$ est optimisée par l'intermédiaire des vecteurs $\mathbf{w}$ et $\mathbf{f}$, à partir des mesures effectuées sur un ensemble K_{RP} sous-porteuses pilotes régulièrement espacées. Néanmoins, la robustesse du lien est évaluée à partir du rapport signal sur bruit calculé sur les K_{RB} sous-porteuses utiles qui portent les données utilisateurs (6.4). Il est à noter que les équations (6.4) et (6.5) sont données pour des vecteurs $\mathbf{w}$ et $\mathbf{f}$ dont les entrées sont non contraintes. Dans le cas où les entrées des vecteurs sont contraintes par l'équation (6.2) (resp. par les équations (6.2) et (6.3)) les vecteurs $\underline{\mathbf{w}}$, $\underline{\mathbf{f}}$, $\underline{\mathbf{w}}^*$ et $\underline{\mathbf{f}}^*$ (resp. $\underline{\underline{\mathbf{w}}}$, $\underline{\underline{\mathbf{f}}}$, $\underline{\underline{\mathbf{w}}^*}$ et $\underline{\underline{\mathbf{f}}^*}$) se substituent à $\mathbf{w}$, $\mathbf{f}$, $\mathbf{w}^*$ et $\mathbf{f}^*$.

6.1.2.2 Durée nécessaire à l'établissement de lien

Afin d'évaluer la durée nécessaire à l'établissement de lien, nous nous appuyons sur les mécanismes de signalisation établis en 5G NR et présentés au cours du Chapitre 2. Il a été vu que cette durée dépend des paramètres suivants :

- N_{PDCCH} : Nombre de symboles sur lesquels les données de contrôle du PDCCH sont transmises. Celles-ci indiquent les ressources pilotes CSI-RS à estimer et le canal PUSCH sur lequel le retour d'informations doit être effectué. De 1 à 3 symboles OFDM composent le PDCCH. La configuration du PDCCH est décrite plus précisément dans les Sections 2.6.1 et 2.6.2.
- N_{BST} : Nombre minimum de symboles OFDM entre le dernier symbole du PDCCH et les ressources pilotes CSI-RS. Cette durée est nécessaire pour que le terminal ait le temps de détecter le PDCCH, de décoder les données de contrôle et d'ajuster son faisceau de réception, avant de mesurer les ressources pilotes CSI-RS. Le nombre de symboles N_{BST} correspond au paramètre *beamSwitchTiming* décrit en Section 2.8.3. Il dépend des performances du terminal et de l'écart inter-porteuse considéré (Table 2.8).
- N_{RP} : Nombre de ressources pilotes CSI-RS transmises pour l'estimation de N_{RP} canaux de transmission effectifs. Ces ressources pilotes sont multiplexées en temps puisque la

formation de faisceau analogique est large bande (Section 2.2). Les contraintes de configuration des ressources pilotes CSI-RS sont décrites plus précisément en Annexe C.

- $N_{\text{BRT}}^{\text{X}}$: Nombre minimum de symboles OFDM entre la dernière ressource pilote CSI-RS mesurée et le premier symbole du canal PUSCH sur lequel le retour d'informations est effectué. Cette durée est nécessaire pour que le terminal ait le temps d'estimer le canal, de calculer le retour d'informations et de préparer le bloc de transport à transmettre. Le nombre de symboles $N_{\text{BRT}}^{\text{X}}$ correspond au paramètre *beamReportTiming* décrit en Section 2.8.4. Il dépend du type du retour d'informations, des performances du terminal et de l'écart inter-porteuse considéré. La Table 2.9 contient les valeurs prises par le paramètre *beamReportTiming* dans le cas où le terminal retourne la puissance des ressources pilotes mesurées.
- N_{PUSCH} : Nombre de symboles sur lesquels le retour d'informations est transmis. De 1 à 14 symboles OFDM composent le PUSCH [40, Table 6.1.2.1-1].
- $T_s(\Delta_f)$: Durée d'un symbole OFDM avec intervalle de garde. Cette durée dépend de l'écart inter-porteuses Δ_f , qui est de 60 kHz ou de 120 kHz dans les bandes millimétriques. Dans le premier cas, la durée d'un symbole OFDM avec intervalle de garde est de 17,8 μs , tandis qu'elle est de 8,9 μs dans le second.

Par ailleurs, il a été vu en Section 2.5 que le TDD est l'unique mode de duplexage standardisé sur les bandes millimétriques en 5G NR. Dans la suite de ces travaux, l'ensemble des symboles OFDM peuvent être alloués de façon dynamique à la voie montante ou descendante selon le type de données à transmettre. Par conséquent, notre évaluation ne prend pas en compte les contraintes de format de trame qui seraient imposées par une configuration semi-statique (Section 2.5).

En outre, conformément au standard 5G NR, nous considérons qu'il existe plusieurs catégories de terminaux qui sont discriminées par leur capacité de calculs. Ainsi, un terminal de catégorie 1/2/3 désigne un terminal de performances élevées/intermédiaires/modérées en termes de *beamSwitchTiming* et *beamReportTiming* (Sections 2.8.3 et 2.8.4).

Enfin, nous discriminons la durée d'établissement de lien liée à l'émission des ressources pilotes (N_{RP}) de celle liée aux mécanismes de signalisation ($N_{\text{PDCCCH}}/N_{\text{BST}}/N_{\text{BRT}}^{\text{X}}/N_{\text{PUSCH}}$) dans les analyses qui suivent. Cette approche permet d'identifier les leviers d'amélioration des techniques existantes.

6.1.2.3 Complexité des traitements à effectuer

Le nombre d'opérations à effectuer pour déterminer le précodeur et le combineur est pris en compte afin d'évaluer la viabilité d'une solution dans le contexte URLLC. La complexité de celle-ci impacte directement le nombre de symboles $N_{\text{BRT}}^{\text{X}}$ à respecter entre la dernière ressource pilote CSI-RS et le premier symbole du retour d'informations sur le canal PUSCH. Dans la suite de ce document, nous chercherons à évaluer les ordres de complexité des différentes approches étudiées en considérant que la complexité d'une multiplication, d'une division ou d'un calcul de racine carrée est de $\mathcal{O}(1)$.

6.1.3 Procédures de l'état de l'art

Deux grandes familles de procédures sont proposées dans la littérature pour déterminer le précodeur et le combineur qui résolvent le problème (6.5). La première famille s'appuie sur des dictionnaires de précodage et de combinaison, tandis que la seconde exploite la composante principale du canal de transmission.

6.1.3.1 Procédures de recherche du précodeur et du combineur basées sur des dictionnaires de précodage et de combinaison

De manière générale, cette approche consiste à prédéfinir un dictionnaire de précodage et un dictionnaire de combinaison, respectivement composés de multiples précodeurs et combineurs.

L'objectif est de déterminer la combinaison du précodeur et du combineur la plus favorable selon un critère donné (RSB, RSB avec interférences, capacité...).

Dans les travaux présentés en [97], un dictionnaire à trois étages commun à l'émetteur et au récepteur est défini. Dans l'implémentation proposée, le premier est composé de M faisceaux quasi omnidirectionnels, le deuxième contient M^2 faisceaux sectorisés et le dernier est formé de M^3 faisceaux de faible ouverture. Une recherche conjointe est réalisée sur chaque étage (M^2 combinaisons par étage) et les faisceaux sont sélectionnés selon le RSB avec interférences qui est mesuré. Cette approche réduit le nombre de mesures à $3M^2$ pour la procédure complète, alors qu'une recherche conjointe sur le dernier étage en nécessiterait M^6 . Les contraintes systèmes que nous avons définies en Section 6.1.1 sont prises en compte en [97].

En [98], un dictionnaire de précodage de M_p étages et un dictionnaire de combinaison de M_c étages sont définis. Le premier étage de ces dictionnaires est composé de M faisceaux larges et les étages suivants contiennent M^n faisceaux (n est l'indice de l'étage) dont l'ouverture est de plus en plus réduite. L'idée est de maximiser la capacité en réalisant tout d'abord une recherche conjointe sur le premier étage k sélectionné (M^{2k} combinaisons), puis une recherche séquentielle sur les étages suivants ($2M$ combinaisons par étage). Ce type d'approche a pour avantage de réduire le nombre de combinaisons testées par rapport à une recherche conjointe sur l'ensemble des faisceaux contenus par le dernier étage des dictionnaires ($N_T \times N_R$ combinaisons). Contrairement au modèle système défini précédemment, une communication à bande étroite est considérée en [98] et l'impact de la quantification de phase n'est pas pris en compte.

6.1.3.2 Procédures de recherche du précodeur et du combineur exploitant la composante principale du canal de transmission

L'idée principale est ici de déterminer la composante principale du canal de transmission, à partir d'une connaissance partielle ou complète de celui-ci. Le précodeur et le combineur sont calculés dans un second temps en exploitant cette composante.

Dans les travaux présentés en [99], l'initialisation du précodeur $\mathbf{f}$ et du combineur $\mathbf{w}$ s'appuie sur la composante principale de la matrice de covariance large bande $\mathbf{R} = \sum_{k_{\text{RP}}=1}^{K_{\text{RP}}} \mathbf{h}[k_{\text{RP}}] \mathbf{h}[k_{\text{RP}}]^H$ du canal de transmission SIMO virtuel $\mathbf{h}[k_{\text{RP}}] = \text{vec}(\mathbf{H}[k_{\text{RP}}]^H)$. Par la suite, le précodeur $\mathbf{f}$ et le combineur $\mathbf{w}$ sont optimisés à l'aide de l'algorithme du gradient de manière à maximiser la puissance de réception. La complexité d'une telle méthode s'exprime [99],

$$\mathcal{O}_{\text{GRAD}} = \mathcal{O} \left(N_T^3 N_R^3 + K_{\text{RP}} N_T^2 N_R^2 + n_{\text{iter}} K_{\text{RP}} (N_T + N_R)^2 \right), \quad (6.7)$$

où n_{iter} désigne le nombre d'itérations de l'algorithme du gradient. Par conséquent, la complexité de cette méthode est très importante pour les systèmes que nous considérons. En effet, ceux-ci sont typiquement composés de plusieurs dizaines ou centaines d'antennes au total pour compenser les pertes de propagation dans les bandes millimétriques. De plus, le signal OFDM est composé de quelques dizaines, voire centaines, de sous-porteuses pilotes selon la bande passante considérée (Table 6.1). En outre, cette méthode nécessite une connaissance complète des canaux de transmission $\mathbf{H}[k_{\text{RP}}]$, ce qui est difficile en pratique du fait de la formation de faisceau analogique qui employée. Enfin, aucune contrainte sur les entrées du précodeur $\mathbf{f}$ et du combineur $\mathbf{w}$ n'est considérée en [99] contrairement à notre modèle système.

En [100], le combineur initial $\mathbf{w}_0$ correspond à la composante principale de la matrice de covariance large bande $\mathbf{R}_{\text{Rx}}(\mathbf{f}_0) \in \mathbb{C}^{N_R \times N_R}$, qui est déterminée à partir d'un ensemble de N_R ressources pilotes filtrées spatialement par le précodeur initial $\mathbf{f}_0$. Puis, le combineur $\mathbf{f}_1$ est obtenu à partir du calcul de la composante principale de la matrice de covariance large bande $\mathbf{R}_{\text{Tx}}(\mathbf{w}_0) \in \mathbb{C}^{N_T \times N_T}$, qui est déterminée à partir d'un ensemble de N_T ressources pilotes filtrées spatialement par le combineur $\mathbf{w}_0$. Puisque le précodeur et le combineur sont inter-dépendants, le processus peut être itéré à plusieurs reprises afin d'améliorer les performances de la procédure. Cette solution ne considère aucune contrainte sur les entrées du précodeur $\mathbf{f}$ et du combineur $\mathbf{w}$ contrairement à notre modèle système. En outre, le précodeur initial $\mathbf{f}_0$ n'est pas précisé et

son influence n'est pas étudiée. Enfin, un retour d'informations est nécessaire dans le cas où le canal de transmission n'est pas réciproque, mais celui-ci n'est pas spécifié en [100].

En [101], les K_{RP} canaux de transmission $\mathbf{H}[k_{\text{RP}}]$ sont décomposés en vecteurs singuliers par la méthode Singular Value Decomposition (SVD) de manière à déterminer la composante principale de chaque canal de transmission. Par la suite, la composante principale large bande des K_{RP} composantes principales est déterminée par décomposition SVD. Finalement, le précodeur $\underline{\mathbf{f}}$ est obtenu en extrayant puis en quantifiant la phase des entrées de la composante principale large bande. Cette méthode a pour inconvénient de nécessiter une connaissance complète des canaux de transmission $\mathbf{H}[k_{\text{RP}}]$.

En [102], le précodeur non-contraint $\mathbf{f}$ correspond à la composante principale de la matrice de covariance large bande $\mathbf{R} = \sum_{k=1}^{K_{\text{RP}}} \mathbf{H}^H[k_{\text{RP}}] \mathbf{H}[k_{\text{RP}}]$ du canal de transmission. Le précodeur $\underline{\mathbf{f}}$ est obtenu en extrayant la phase des entrées de la composante principale. Cette méthode a pour inconvénient de nécessiter une connaissance complète des canaux de transmission $\mathbf{H}[k_{\text{RP}}]$ ou de la matrice de covariance large bande $\mathbf{R}$. L'impact de la quantification de phase n'est pas évalué en [102].

La section suivante s'attarde plus particulièrement sur les performances de ces deux grandes familles de procédures du point de vue de la complexité et de la durée d'établissement de lien. Conformément aux approches constitutives des procédures [97] et [98], les recherches séquentielle et conjointe du précodeur et du combineur, à partir de dictionnaires de précodage et de combinaison, sont évaluées. Pour les procédures de recherche du précodeur et du combineur qui exploitent la composante principale du canal de transmission, les approches décrites en [101] et [102] sont étudiées car les hypothèses d'implémentation définies pour celles-ci sont les plus proches de notre modèle système.

6.2 Procédures de référence s'appuyant sur une excitation de phase, sous contrainte d'amplitude constante

Dans cette section, nous analysons la durée d'établissement de lien et la complexité des Procédures Séquentielle et Conjointe de Mesures de Puissance, qui sont basées sur les approches décrites en [97] et [98]. Nous étudions également une Procédure de Détermination de la Composante Principale qui est inspirée des travaux [101] et [102]. Dans la suite de ce document, nous désignerons ces procédures par les acronymes PSMP, PCMP et PDCP. Pour rappel, la durée d'établissement de lien est établie à partir des contraintes de signalisation imposées par le standard 5G NR de façon à définir un cadre d'évaluation réaliste. Le calcul de la complexité des différentes procédures est également un apport de nos travaux.

6.2.1 Procédure séquentielle de mesures de puissance (PSMP)

Au cours de cette procédure, un balayage de faisceaux est tout d'abord réalisé à l'émission pour déterminer le précodeur, puis en réception pour identifier le combineur le plus adapté. Dans le cas où les dictionnaires définis à l'émission et en réception sont composés de plusieurs étages, la procédure peut être répétée afin d'affiner les filtres spatiaux employés.

6.2.1.1 Description de la procédure

Un cycle de la procédure PSMP se déroule en 7 étapes :

- 1ère étape : Indication du déclenchement de la procédure de balayage de faisceaux à l'émission par l'intermédiaire du canal PDCCH.
- 2ème étape : Après N_{BST} symboles OFDM, N_{Tx} ressources pilotes sont transmises par l'émetteur. Chaque ressource pilote est filtrée spatialement à l'émission par l'un des précodeurs $\underline{\mathbf{f}}_i \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ contenu dans le dictionnaire de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}} = [\underline{\mathbf{f}}_1, \dots, \underline{\mathbf{f}}_{N_{\text{Tx}}}] \in \mathbb{C}^{N_T \times N_{\text{Tx}}}$.

Ces ressources pilotes sont mesurées par le récepteur pour un combineur initial $\underline{\mathbf{w}}_0$ fixe qui réalise un filtrage spatial en réception. À l'issue de cette étape, N_{Tx} canaux de transmission effectifs de la forme $h_{\text{eff},i}^{\text{Tx}}[k_{\text{RP}}] = \underline{\mathbf{w}}_0^H \mathbf{H}[k_{\text{RP}}] \underline{\mathbf{f}}_i$ sont connus du récepteur.

- 3ème étape : La puissance de réception est calculée pour chaque canal effectif. Le précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{i^*}$ sélectionné est celui qui maximise la puissance de réception. Ces opérations s'écrivent,

$$i^* = \arg \max_{i \in \{1, \dots, N_{\text{Tx}}\}} \sum_{k=1}^{K_{\text{RP}}} |h_{\text{eff},i}^{\text{Tx}}[k_{\text{RP}}]|^2, \quad (6.8)$$

où i^* est l'indice du précodeur sélectionné.

- 4ème étape : Après $N_{\text{BRT}}^{\text{X}}$ symboles OFDM, le récepteur transmet l'indice i^* du précodeur sélectionné sur le PUSCH.
- 5ème étape : Indication du déclenchement de la procédure de balayage de faisceau en réception par l'intermédiaire du canal PDCCCH.
- 6ème étape : Après N_{BST} symboles OFDM, N_{Rx} ressources pilotes sont transmises par l'émetteur. Celles-ci sont filtrées spatialement à l'émission par le précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{i^*}$. Chaque ressource pilote est mesurée par l'un des filtres spatiaux de réception $\underline{\mathbf{w}}_j \in \mathbb{C}^{N_{\text{R}} \times 1}$, qui est contenu dans le dictionnaire de combinaison $\underline{\mathbf{W}} = [\underline{\mathbf{w}}_1, \dots, \underline{\mathbf{w}}_{N_{\text{Rx}}}] \in \mathbb{C}^{N_{\text{R}} \times N_{\text{Rx}}}$. À l'issue de cette étape, N_{Rx} canaux de transmission effectifs de la forme $h_{\text{eff},j}^{\text{Rx}}[k_{\text{RP}}] = \underline{\mathbf{w}}_j^H \mathbf{H}[k_{\text{RP}}] \underline{\mathbf{f}}_{i^*}$ sont connus du récepteur.
- 7ème étape : La puissance de réception est calculée pour chaque canal effectif. Le combineur $\underline{\mathbf{w}}_{j^*}$ sélectionné est celui qui maximise la puissance de réception. Ces opérations s'écrivent,

$$j^* = \arg \max_{j \in \{1, \dots, N_{\text{Rx}}\}} \sum_{k=1}^{K_{\text{RP}}} |h_{\text{eff},j}^{\text{Rx}}[k_{\text{RP}}]|^2, \quad (6.9)$$

où j^* est l'indice du combineur sélectionné. Celui-ci n'a pas besoin d'être connu de l'émetteur.

Par la suite, les données utilisateurs sont précodées par $\underline{\mathbf{f}}_{i^*}$. L'indice i^* du précodeur qui est employé est indiqué au récepteur. Ainsi, celui-ci en conclut que les données utilisateurs doivent être reçues à l'aide du combineur d'indice j^* .

6.2.1.2 Évaluation de la durée d'établissement de lien

À partir de la procédure en 7 étapes que nous venons de décrire, nous concluons que le nombre de symboles OFDM nécessaires à l'établissement de lien est de :

$$N_{\text{PSMP}} = N_{\text{Tx}} + N_{\text{Rx}} + 2(N_{\text{PDCCCH}} + N_{\text{BST}}) + N_{\text{BRT}}^{\text{MP}} + N_{\Delta_{\text{BRT}}}^{\text{PSMP}} + N_{\text{PUSCH}}, \quad (6.10)$$

où $N_{\text{BRT}}^{\text{MP}}$ désigne le nombre de symboles nécessaires au *beamReportTiming* lorsque la puissance d'au maximum 64 ressources pilotes est mesurée (Table 2.9). La variable $N_{\Delta_{\text{BRT}}}^{\text{PSMP}}$ est introduite afin de postuler que le nombre de ressources pilotes mesurées peut être supérieur à 64. Nous faisons alors l'hypothèse que le nombre de symboles supplémentaires entre la dernière ressource pilote et le retour d'informations augmente linéairement avec le nombre de ressources pilotes supplémentaires mesurées. Ainsi,

$$N_{\Delta_{\text{BRT}}}^{\text{PSMP}} = \max \left(0, \left\lceil N_{\text{BRT}}^{\text{MP}} \left(\frac{N_{\text{Tx}}}{64} - 1 \right) \right\rceil \right), \quad (6.11)$$

La durée nécessaire à l'établissement de lien est finalement obtenue en multipliant le nombre de symboles N_{PSMP} par la durée $T_s(\Delta_f)$ d'un symbole OFDM avec intervalle de garde. Ainsi,

$$T_{\text{PSMP}} = N_{\text{PSMP}} \times T_s(\Delta_f). \quad (6.12)$$

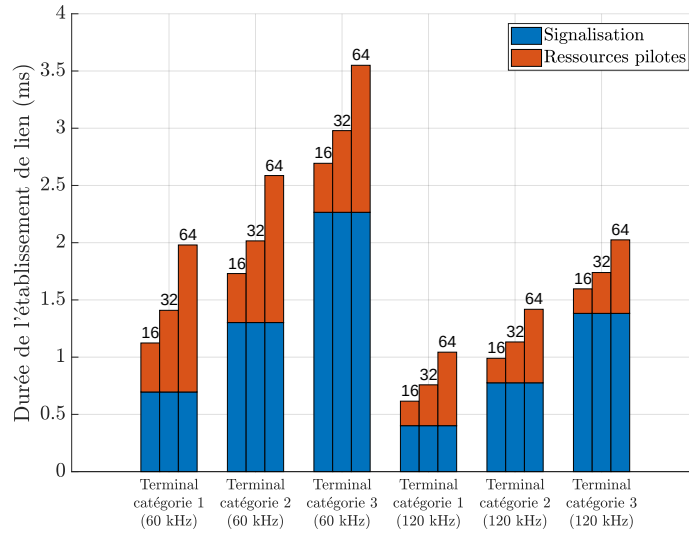


FIGURE 6.1 – Durée d'établissement de lien de la procédure PSMP selon la capacité de calculs du terminal (catégorie 1/2/3), le nombre de ressources pilotes émises ($N_{Tx} = \{16, 32, 64\}$, $N_{Rx} = 8$) et l'écart inter-porteuse (60 ou 120 kHz)

La Figure 6.1 illustre la durée d'établissement de lien pour les trois catégories de terminaux, en considérant un écart inter-porteuse de 60 kHz ou 120 kHz. Le balayage est effectué sur 16, 32 ou 64 faisceaux à l'émission, tandis qu'il est réalisé sur uniquement 8 faisceaux en réception. En outre, nous considérons que $N_{PDCCCH} = N_{PUSCH} = 1$ symbole.

Il est observé que la durée d'établissement de lien est approximativement divisée par deux pour un écart inter-porteuse de 120 kHz par rapport à la configuration 60 kHz. Cet ordre de grandeur était attendu puisque la durée du symbole OFDM est divisée par deux lorsque l'écart inter-porteuse passe de 60 kHz à 120 kHz. Néanmoins, la durée d'établissement de lien n'est pas strictement divisée par deux puisque la durée *beamReportTiming* est la même pour les deux configurations (Table 2.9).

Nous remarquons que la latence de l'établissement de lien est essentiellement causée par la signalisation pour les terminaux de catégorie 2 et 3. Pour un terminal de catégorie 1, la latence s'explique également par la signalisation dans la configuration $\{N_{Tx} = 16, N_{Rx} = 8\}$ et, au contraire, essentiellement par les ressources pilotes émises dans la configuration $\{N_{Tx} = 64, N_{Rx} = 8\}$.

Finalement, nous observons que la plus faible durée d'établissement de lien obtenue avec la procédure PSMP est de 0,62 ms dans le cadre des configurations évaluées.

6.2.1.3 Évaluation de la complexité des traitements

La détermination du précodeur, puis du combineur, requiert le calcul de la puissance de réception pour les N_{Tx} et les N_{Rx} canaux de transmission effectifs mesurés. L'évaluation de la puissance reçue pour un canal effectif donné nécessite une multiplication par sous-porteuse pilote, soit K_{RP} multiplications au total. Ainsi, la complexité totale de la procédure s'exprime,

$$\mathcal{O}_{PSMP} = \mathcal{O}(K_{RP}(N_{Tx} + N_{Rx})). \quad (6.13)$$

Par conséquent, la complexité de la procédure PSMP augmente linéairement avec le nombre de sous-porteuses pilotes (K_{RP}) et avec le nombre de canaux effectifs mesurés ($N_{Tx} + N_{Rx}$).

6.2.2 Procédure conjointe de mesures de puissance (PCMP)

Au cours de cette procédure, un balayage de faisceaux à l'émission est réalisé pour chaque faisceau de réception. La combinaison de faisceaux qui maximise la puissance de réception peut

ainsi être déterminée. Dans le cas où les dictionnaires définis à l'émission et en réception sont composés de plusieurs étages, la procédure peut être répétée de manière à affiner les filtres spatiaux employés.

6.2.2.1 Description de la procédure

Un cycle de la procédure PCMP se déroule en 4 étapes :

- 1ère étape : Indication du déclenchement de la procédure de balayage de faisceaux par l'intermédiaire du canal PDCCH.
- 2ème étape : Après N_{BST} symboles OFDM, $N_{\text{Tx}} \times N_{\text{Rx}}$ ressources pilotes sont transmises par l'émetteur. Chaque ressource pilote est filtrée spatialement à l'émission par l'un des précodeurs $\underline{\mathbf{f}}_i \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$, contenu dans le dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}} = [\underline{\mathbf{f}}_1, \dots, \underline{\mathbf{f}}_{N_{\text{Tx}}}] \in \mathbb{C}^{N_T \times N_{\text{Tx}}}$, et en réception par l'un des combineurs $\underline{\mathbf{w}}_j \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$, contenu dans le dictionnaire de combinaison $\underline{\mathbf{W}} = [\underline{\mathbf{w}}_1, \dots, \underline{\mathbf{w}}_{N_{\text{Rx}}}] \in \mathbb{C}^{N_R \times N_{\text{Rx}}}$. À l'issue de cette étape, $N_{\text{Tx}} \times N_{\text{Rx}}$ canaux de transmission effectifs de la forme $h_{\text{eff},ji}[k_{\text{RP}}] = \underline{\mathbf{w}}_j^H \mathbf{H}[k_{\text{RP}}] \underline{\mathbf{f}}_i$ sont connus du récepteur.
- 3ème étape : La puissance de réception est calculée pour chaque canal effectif. Le couple $\{\underline{\mathbf{f}}_{i^*}, \underline{\mathbf{w}}_{j^*}\}$ qui maximise la puissance de réception est sélectionné. Ces opérations s'écrivent,

$$\{i^*, j^*\} = \arg \max_{i \in \{1, \dots, N_{\text{Tx}}\}, j \in \{1, \dots, N_{\text{Rx}}\}} \sum_{k=1}^{K_{\text{RP}}} |h_{\text{eff},ji}[k_{\text{RP}}]|^2, \quad (6.14)$$

où i^* et j^* correspondent respectivement à l'indice du précodeur et du combineur sélectionné.

- 4ème étape : Après $N_{\text{BRT}}^{\text{X}}$ symboles OFDM, le récepteur transmet l'indice i^* du précodeur sélectionné sur le PUSCH.

Par la suite, les données utilisateurs sont précodées par $\underline{\mathbf{f}}_{i^*}$. L'indice i^* du précodeur qui est employé est indiqué au récepteur. Ainsi, celui-ci en conclut que les données utilisateurs doivent être reçues à l'aide du combineur d'indice j^* .

6.2.2.2 Évaluation de la durée d'établissement de lien

À partir de la procédure en 4 étapes que nous venons de décrire, nous concluons que le nombre de symboles OFDM nécessaires à l'établissement de lien est de :

$$N_{\text{PCMP}} = N_{\text{PDCCH}} + N_{\text{BST}} + N_{\text{Tx}} \times N_{\text{Rx}} + N_{\text{BRT}}^{\text{MP}} + N_{\Delta_{\text{BRT}}}^{\text{PCMP}} + N_{\text{PUSCH}}, \quad (6.15)$$

où $N_{\text{BRT}}^{\text{MP}}$ désigne le nombre de symboles nécessaires au *beamReportTiming* lorsque la puissance d'un maximum de 64 ressources pilotes est mesurée (Table 2.9). La variable $N_{\Delta_{\text{BRT}}}^{\text{PCMP}}$ est introduite afin de postuler que le nombre de ressources pilotes mesurées peut être supérieur à 64. Nous faisons alors l'hypothèse que le nombre de symboles supplémentaires entre la dernière ressource pilote et le retour d'informations augmente linéairement avec le nombre de ressources pilotes supplémentaires mesurées. Ainsi,

$$N_{\Delta_{\text{BRT}}}^{\text{PCMP}} = \max \left(0, \left\lceil N_{\text{BRT}}^{\text{MP}} \left(\frac{N_{\text{Tx}} N_{\text{Rx}}}{64} - 1 \right) \right\rceil \right). \quad (6.16)$$

La durée nécessaire à l'établissement de lien est finalement obtenue en multipliant le nombre de symboles N_{PCMP} par la durée $T_s(\Delta_f)$ d'un symbole OFDM avec intervalle de garde. Ainsi,

$$T_{\text{PCMP}} = N_{\text{PCMP}} \times T_s(\Delta_f). \quad (6.17)$$

La Figure 6.2 illustre la durée d'établissement de lien de la procédure PCMP selon la catégorie du terminal, pour le même paramétrage que celui défini en Section 6.2.1.2. Nous avons

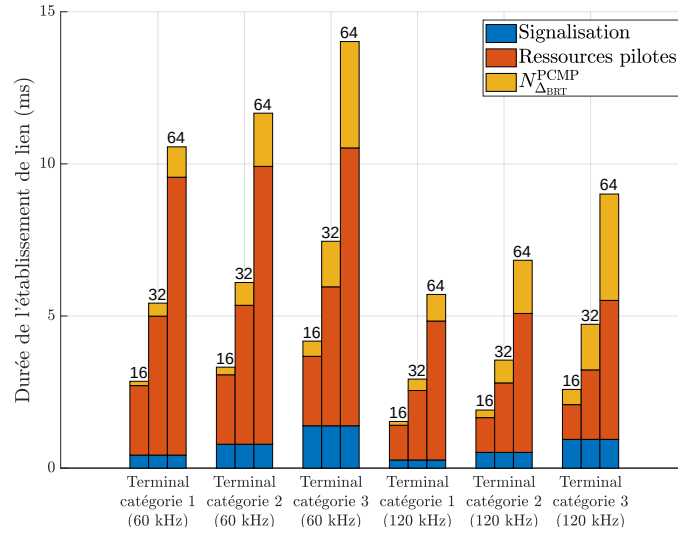


FIGURE 6.2 – Durée d'établissement de lien de la procédure PCMP selon la capacité de calculs du terminal (catégorie 1/2/3), le nombre de ressources pilotes émises ($N_{Tx} = \{16, 32, 64\}$, $N_{Rx} = 8$) et l'écart inter-porteuse (60 ou 120 kHz)

choisi de dissocier $N_{\Delta_{BRT}}^{PCMP}$ des autres paramètres de signalisation puisque ce premier est basé sur une hypothèse qui pourrait être affinée au cours d'études ultérieures.

La durée d'établissement de lien de la procédure PCMP est causée par l'émission des ressources pilotes et non par la signalisation, contrairement à la grande majorité des résultats obtenus avec la procédure PSMP. La catégorie du terminal a par conséquent un impact relatif plus modéré sur la durée d'établissement de lien.

Finalement, nous observons que la durée d'établissement de lien est bien plus importante avec la procédure PCMP qu'avec la procédure PSMP. En effet, dans le cadre des configurations évaluées, celle-ci n'excède pas 3,55 ms avec la procédure PSMP. La plus faible durée d'établissement de lien obtenue avec la procédure PCMP (1,53 ms) est environ 2,5 fois plus importante que celle attendue avec la procédure PSMP.

6.2.2.3 Évaluation de la complexité des traitements

La détermination du précodeur et du combineur requiert cette fois-ci le calcul de la puissance de réception pour les $N_{Tx} \times N_{Rx}$ canaux de transmission effectifs mesurés. Ainsi, la complexité totale de la procédure s'exprime,

$$\mathcal{O}_{PCMP} = \mathcal{O}(K_{RP} \times N_{Tx} \times N_{Rx}). \quad (6.18)$$

Par conséquent, la complexité de la procédure PCMP augmente linéairement avec le nombre de sous-porteuses pilotes (K_{RP}), de précodeurs (N_{Tx}) et de combineurs (N_{Rx}).

6.2.3 Procédure de détermination de la composante principale du canal de transmission (PDCP)

Au cours de cette procédure, un balayage de faisceaux à l'émission et en réception est réalisé pour déterminer les K_{RP} canaux de transmission $\mathbf{H}[k_{RP}]$. La composante principale du canal de transmission large bande est ensuite calculée afin de déterminer le précodeur et le combineur. Dans la suite, deux approches sont analysées et comparées pour l'obtention du précodeur [101, 102].

6.2.3.1 Description de la procédure

La procédure PDCP se déroule en 4 étapes :

- 1ère étape : Indication du déclenchement de la procédure de balayage de faisceaux par l'intermédiaire du canal PDCCH.
- 2ème étape : Après N_{BST} symboles OFDM, $N_T \times N_R$ ressources pilotes sont transmises par l'émetteur. Chaque ressource pilote est filtrée spatialement à l'émission par l'un des précodeurs $\underline{\mathbf{f}}_i \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ contenu dans le dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}} = [\underline{\mathbf{f}}_1, \dots, \underline{\mathbf{f}}_{N_T}] \in \mathcal{GL}_{N_T}(\mathbb{C})$ et en réception par l'un des combineurs $\underline{\mathbf{w}}_j \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ contenu dans le dictionnaire de combinaison $\underline{\mathbf{W}} = [\underline{\mathbf{w}}_1, \dots, \underline{\mathbf{w}}_{N_R}] \in \mathcal{GL}_{N_R}(\mathbb{C})$. À l'issue de cette étape, $N_T \times N_R$ canaux de transmission effectifs de la forme $h_{\text{eff},ji}[k_{\text{RP}}] = \underline{\mathbf{w}}_j^H \mathbf{H}[k_{\text{RP}}] \underline{\mathbf{f}}_i$ sont connus du récepteur. Le canal de transmission effectif sous sa forme matricielle $\mathbf{H}_{\text{eff}}[k_{\text{RP}}] \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ s'exprime,

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{\text{eff}}[k_{\text{RP}}] &= \begin{bmatrix} h_{\text{eff},11}[k_{\text{RP}}] & \cdots & h_{\text{eff},1i}[k_{\text{RP}}] & \cdots & h_{\text{eff},1N_T}[k_{\text{RP}}] \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{\text{eff},j1}[k_{\text{RP}}] & \cdots & h_{\text{eff},ji}[k_{\text{RP}}] & \cdots & h_{\text{eff},jN_T}[k_{\text{RP}}] \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{\text{eff},N_R1}[k_{\text{RP}}] & \cdots & h_{\text{eff},N_Ri}[k_{\text{RP}}] & \cdots & h_{\text{eff},N_RN_T}[k_{\text{RP}}] \end{bmatrix}, \\ &= \underline{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}[k_{\text{RP}}] \underline{\mathbf{F}}. \end{aligned} \quad (6.19)$$

Après inversion des matrices $\underline{\mathbf{W}}^H$ et $\underline{\mathbf{F}}$, le canal de transmission $\mathbf{H}[k_{\text{RP}}]$ est obtenu par simple multiplication matricielle,

$$\mathbf{H}[k_{\text{RP}}] = (\underline{\mathbf{W}}^H)^{-1} \mathbf{H}_{\text{eff}}[k_{\text{RP}}] \underline{\mathbf{F}}^{-1}. \quad (6.20)$$

Il est à noter que des algorithmes qui s'appuie sur le caractère creux du canal de transmission ont été développés de manière à réduire le nombre de ressources pilotes transmises pour l'estimation du canal de transmission $\mathbf{H}[k_{\text{RP}}]$ [103]. Ceux-ci permettent de réaliser un compromis entre la durée d'établissement de lien et la précision de l'estimation de $\mathbf{H}[k_{\text{RP}}]$. L'approche décrite par les équations (6.19) et (6.20), qui est utilisée dans la suite de nos travaux, favorise la robustesse du lien au détriment de la durée d'établissement de celui-ci.

- 3ème étape : Le récepteur calcule le combineur $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}}$ et le précodeur, qui est noté $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$ ou $\underline{\mathbf{f}}_{\text{SVD}}$ selon la méthode de calcul employée. L'idée est ici de maximiser la puissance $P_{\text{S,RP}}(\underline{\mathbf{w}}, \underline{\mathbf{f}})$ du signal reçu à partir de la connaissance du canal de transmission $\mathbf{H}[k_{\text{RP}}]$. Nous remarquons que $P_{\text{S,RP}}(\underline{\mathbf{w}}, \underline{\mathbf{f}})$ peut s'écrire sous la forme,

$$\begin{aligned} P_{\text{S,RP}}(\underline{\mathbf{w}}, \underline{\mathbf{f}}) &= \sum_{k=1}^{K_{\text{RP}}} \left| \underline{\mathbf{w}}^H \mathbf{H}[k_{\text{RP}}] \underline{\mathbf{f}} \right|^2, \\ &= \underline{\mathbf{w}}^H \mathbf{R}_{\underline{\mathbf{f}}} \underline{\mathbf{w}}, \end{aligned} \quad (6.21)$$

où,

$$\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{f}}} = \sum_{k=1}^{K_{\text{RP}}} \mathbf{H}[k_{\text{RP}}] \underline{\mathbf{f}} \underline{\mathbf{f}}^H \mathbf{H}^H[k_{\text{RP}}] \in \mathbb{C}^{N_R \times N_R}, \quad (6.22)$$

est la matrice de covariance large bande du canal de transmission effectif, qui intègre uniquement l'effet du précodeur $\underline{\mathbf{f}}$. La solution optimale non-contrainte $\mathbf{w}^*$ de l'équation (6.21) est le vecteur propre principal de $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{f}}}$, noté $\mathbf{p}_1(\underline{\mathbf{f}})$ [104]. La puissance de réception $P_{\text{S,RP}}(\mathbf{w}^* = \mathbf{p}_1(\underline{\mathbf{f}}), \underline{\mathbf{f}})$ est alors égale à $\sigma_1(\underline{\mathbf{f}})$, c'est-à-dire à la valeur propre principale de $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{f}}}$. Le combineur sous-optimal $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}}$ est directement obtenu en récupérant l'argument de

chacune des entrées de $\mathbf{p}_1(\underline{\mathbf{f}})$, puis en le quantifiant selon la résolution des déphaseurs du réseau d'antennes de réception. Ainsi,

$$\underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}} = \frac{1}{\sqrt{N_R}} \exp(j\Delta_{q_{\text{rx}}} \text{round}(\angle \mathbf{p}_1(\underline{\mathbf{f}})/\Delta_{q_{\text{rx}}})) \quad (6.23)$$

Le calcul de $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}}$ est donc direct pour une matrice $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{f}}}$ donnée. La difficulté du problème réside dans la maximisation de la valeur propre principale $\sigma_1(\underline{\mathbf{f}})$ de la matrice $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{f}}}$. Ce problème s'écrit,

$$\underline{\mathbf{f}}^* = \arg \max_{\underline{\mathbf{f}}} \sigma_1(\underline{\mathbf{f}}). \quad (6.24)$$

Nous présentons deux méthodes pour le résoudre :

Méthode n°1 [101] : Les K_{RP} canaux de transmission $\mathbf{H}[k_{\text{RP}}]$ sont décomposés en vecteurs singuliers par la méthode du SVD. Chaque canal de transmission $\mathbf{H}[k_{\text{RP}}]$ est ainsi réécrit sous la forme $\mathbf{H}[k_{\text{RP}}] = \mathbf{U}[k_{\text{RP}}]\mathbf{\Lambda}[k_{\text{RP}}]\mathbf{V}^H[k_{\text{RP}}]$, où $\mathbf{U}[k_{\text{RP}}]$, $\mathbf{V}[k_{\text{RP}}]$ et $\mathbf{\Lambda}[k_{\text{RP}}]$ contiennent respectivement les vecteurs singuliers gauches, les vecteurs singuliers droits et les valeurs propres qui sont obtenus par décomposition SVD pour la sous-porteuse pilote d'indice k_{RP} . Le vecteur singulier droit principal $\mathbf{v}_1[k_{\text{RP}}]$, pondéré par la valeur singulière principale $\lambda_1[k_{\text{RP}}]$, est sauvegardé dans la matrice $\mathbf{\Upsilon}$ pour chacune des K_{RP} sous-porteuses pilotes exploitées pour le calcul du précodeur. Ainsi, $\mathbf{\Upsilon} \in \mathbb{C}^{N_T \times K_{\text{RP}}}$ s'exprime,

$$\mathbf{\Upsilon} = [\lambda_1[1]\mathbf{v}_1[1], \dots, \lambda_1[k_{\text{RP}}]\mathbf{v}_1[k_{\text{RP}}], \dots, \lambda_1[(K_{\text{RP}} - 1)\Delta_k + 1]\mathbf{v}_1[(K_{\text{RP}} - 1)\Delta_k + 1]]. \quad (6.25)$$

L'idée est de déterminer la composante principale des K_{RP} vecteurs singuliers pondérés afin d'appliquer une opération de précodage adaptée aux caractéristiques large bande du canal de transmission. Ainsi, la matrice $\mathbf{\Upsilon}$ est décomposée par la méthode du SVD ($\mathbf{\Upsilon} = \mathbf{U}_{\mathbf{\Upsilon}}\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{\Upsilon}}\mathbf{V}_{\mathbf{\Upsilon}}^H$) de manière à déterminer le vecteur singulier gauche de $\mathbf{\Upsilon}$, noté $\mathbf{u}_1^{(\mathbf{\Upsilon})}$, qui correspond au précodeur non-contraint $\mathbf{f}_{\text{SVD}} = \mathbf{u}_1^{(\mathbf{\Upsilon})}$. Le précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{SVD}}$ est directement obtenu en récupérant l'argument de chacune des entrées de $\mathbf{u}_1^{(\mathbf{\Upsilon})}$, puis en le quantifiant selon la résolution des déphaseurs du réseau d'antennes d'émission. Ainsi,

$$\underline{\mathbf{f}}_{\text{SVD}} = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \exp(j\Delta_{q_{\text{tx}}} \text{round}(\angle \mathbf{u}_1^{(\mathbf{\Upsilon})}/\Delta_{q_{\text{tx}}})) \quad (6.26)$$

Cette première méthode est inspirée des travaux présentés en [101] et a été adaptée à notre modèle système, qui est basé sur une chaîne radio-fréquence d'émission et de réception. Par ailleurs, deux modifications additionnelles ont été effectuées. La première est que le coefficient de pondération des vecteurs singuliers est pris en compte afin de favoriser les sous-porteuses les plus favorables à la transmission des données. La seconde est qu'un combineur MMSE (Minimum Mean Square Error) est implémenté en [101] de manière à supprimer l'interférence entre couches spatiales, tandis que le combineur $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}}$ qui est défini par l'équation (6.23) maximise la puissance de réception instantanée.

Méthode n°2 [102] : Le problème d'optimisation (6.24) est remplacé par le problème suivant,

$$\underline{\mathbf{f}}^* = \arg \max_{\underline{\mathbf{f}}} \sum_{i=1}^{N_R} \sigma_i(\underline{\mathbf{f}}). \quad (6.27)$$

où $\sigma_i(\underline{\mathbf{f}})$ désigne la $i^{\text{ième}}$ valeur propre de la matrice $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{f}}}$.

La solution optimale non contrainte $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}^*$ de ce problème d'optimisation est le vecteur propre principal $\mathbf{p}_1$ de la matrice de covariance large bande $\mathbf{R} = \sum_{k=1}^{K_{\text{RP}}} \mathbf{H}^H[k_{\text{RP}}]\mathbf{H}[k_{\text{RP}}]$

(Annexe G). Le précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$ est directement obtenu en récupérant l'argument de chacune des entrées de $\mathbf{p}_1$ et en le quantifiant selon la résolution des déphaseurs du réseau d'antennes d'émission. Ainsi,

$$\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}} = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \exp(j\Delta_{q_{\text{tx}}} \text{round}(\underline{\mathbf{p}}_1/\Delta_{q_{\text{tx}}})) \quad (6.28)$$

Cette seconde méthode est tirée des travaux présentés en [102] et a été adaptée à notre modèle système. En particulier, le récepteur, qui implémente une formation de faisceau purement numérique en [102], est remplacé par une chaîne radio-fréquence dont l'opération de combinaison est réalisée par $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}}$ (6.23).

- 4ème étape : Après N_{BRT}^X symboles OFDM, le récepteur transmet les N_T commandes de déphasage sur le PUSCH. L'émetteur reconstruit le précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{SVD}}$ ou $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$ à partir de celles-ci.

Par la suite, les données utilisateurs sont précodées par $\underline{\mathbf{f}}_{\text{SVD}}$ (resp. $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$) pour la méthode n°1 (resp. n°2) et combinées par $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}}$ en réception.

6.2.3.2 Évaluation de la durée d'établissement de lien

À partir de la procédure en 4 étapes que nous venons de décrire, nous concluons que le nombre de symboles OFDM nécessaires à l'établissement de lien est de :

$$N_{\text{PDCP}}^{\text{EIG/SVD}} = N_{\text{PDCCH}} + N_{\text{BST}} + N_T \times N_R + N_{\text{BRT}}^{\text{EIG/SVD}} + N_{\Delta_{\text{BRT}}}^{\text{EIG/SVD}} + N_{\text{PUSCH}}, \quad (6.29)$$

où $N_{\text{BRT}}^{\text{EIG/SVD}} = 140$ désigne le nombre de symboles nécessaires au *beamReportTiming* lorsqu'un retour d'informations de Type II (Section 2.2.2), qui s'appuie sur le calcul des vecteurs propres, est effectué pour un maximum de 32 ressources pilotes [40, Table 5.4-2]. La variable $N_{\Delta_{\text{BRT}}}^{\text{EIG/SVD}}$ est introduite afin de postuler que le nombre de ressources pilotes mesurées peut être supérieur à 32. Il est néanmoins difficile de faire une hypothèse sur l'expression de $N_{\Delta_{\text{BRT}}}^{\text{EIG/SVD}}$. En effet, le retour d'informations de Type II est effectué par sous-bande et permet de multiplexer des flux de données tandis que le traitement présenté plus haut est large bande et sans multiplexage de flux. Par conséquent, l'approche qui consisterait à établir que $N_{\Delta_{\text{BRT}}}^{\text{EIG/SVD}}$ dépend linéairement de $N_{\text{BRT}}^{\text{EIG/SVD}}$ et du nombre de ressources pilotes supplémentaires mesurées semble trop pessimiste. Faute d'une estimation précise de $N_{\Delta_{\text{BRT}}}^{\text{EIG/SVD}}$, l'influence de ce paramètre sur la durée d'établissement de lien est réservée à des études ultérieures.

Finalement, la durée nécessaire à l'établissement de lien est obtenue en multipliant le nombre de symboles $N_{\text{PDCP}}^{\text{EIG/SVD}}$ par la durée $T_s(\Delta_f)$ d'un symbole OFDM avec intervalle de garde. Ainsi,

$$T_{\text{PDCP}}^{\text{EIG/SVD}} = N_{\text{PDCP}}^{\text{EIG/SVD}} \times T_s(\Delta_f). \quad (6.30)$$

La Figure 6.3 illustre la durée d'établissement de lien pour les trois catégories de terminaux, en considérant un écart inter-porteuse de 60 kHz ou 120 kHz. Conformément à l'étape n°2 de la procédure, le nombre de faisceaux évalués lors du balayage conjoint dépend du nombre d'antennes qui composent les réseaux émetteur et récepteur. Sur cette illustration, nous considérons que le réseau émetteur est composé de 16, 32 ou 64 antennes et que le réseau récepteur est composé de 8 antennes. L'influence du paramètre $N_{\Delta_{\text{BRT}}}^{\text{EIG/SVD}}$ est omise.

La durée d'établissement de lien de la procédure PDCP est essentiellement causée par l'émission des ressources pilotes lorsque le réseau d'antennes émetteur est composé de 32 ou 64 antennes. De sorte à réduire la latence liée à l'émission des ressources pilotes, une technique de reconstruction de canal telle que celle présentée en [103] pourrait néanmoins être utilisée, au détriment de la robustesse du lien.

Finalement, nous observons que la durée d'établissement de lien est bien plus importante avec la procédure PDCP qu'avec la procédure PSMP. Pour rappel, la durée d'établissement de

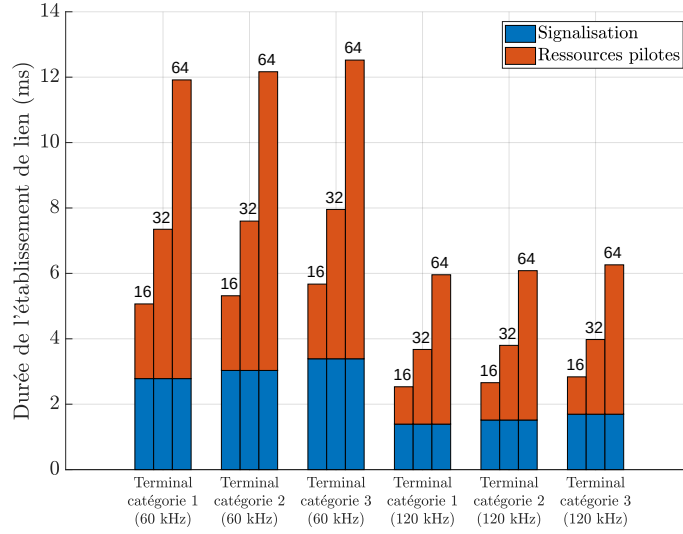


FIGURE 6.3 – Durée d'établissement de lien des procédures PDCH selon la capacité de calculs du terminal (catégorie 1/2/3), le nombre d'antennes des réseaux émetteur et récepteur ($N_T = \{16, 32, 64\}$, $N_R = 8$) et l'écart inter-porteuse (60 ou 120 kHz)

lien n'excédait pas 3,55 ms avec la procédure PSMP dans le cadre des configurations évaluées. La plus faible durée d'établissement de lien de la procédure PDCH (2,66 ms) est respectivement 4,3 fois et 1,7 fois plus importante que celle attendue avec les procédures PSMP et PCMP.

6.2.3.3 Évaluation de la complexité des traitements

Dans cette section, nous évaluons la complexité du calcul du combineur $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}}$ et du calcul des précodeurs $\underline{\mathbf{f}}_{\text{SVD}}$ et $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$. Le canal de transmission $\mathbf{H}[k_{\text{RP}}]$ est considéré connu suite à la seconde étape de la procédure, qui peut consister en l'émission de $N_T \times N_R$ ressources pilotes ou en une technique de reconstruction de canal. La complexité liée à cette étape n'est pas évaluée dans nos travaux puisque nous nous intéressons plus particulièrement au nombre d'opérations à réaliser une fois que le canal de transmission est connu.

Complexité liée au calcul du combineur $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}}$

La détermination du combineur $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ requiert tout d'abord le calcul de la matrice de covariance large bande $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{f}}} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_R}$ (6.22). Pour les K_{RP} sous-porteuses à partir desquelles la matrice $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{f}}}$ est déterminée, le calcul se décompose comme suit :

- Détermination du canal effectif $\mathbf{h}_{\text{eff}}^{\text{Tx}}[k_{\text{RP}}] = \mathbf{H}[k_{\text{RP}}]\underline{\mathbf{f}} : \mathcal{O}(N_R N_T)$
- Calcul de la matrice de covariance effective $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{f}}}[k_{\text{RP}}] = \mathbf{h}_{\text{eff}}^{\text{Tx}}[k_{\text{RP}}](\mathbf{h}_{\text{eff}}^{\text{Tx}}[k_{\text{RP}}])^H : \mathcal{O}\left(N_R \frac{N_R + 1}{2}\right)$

Par conséquent, la complexité liée au calcul de $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{f}}}$ est de :

$$\begin{aligned} \mathcal{O}_{\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{f}}}} &= \mathcal{O}\left(K_{\text{RP}} \left(N_R N_T + N_R \frac{N_R + 1}{2}\right)\right), \\ &= \mathcal{O}\left(K_{\text{RP}} N_R \left(N_T + \frac{N_R + 1}{2}\right)\right). \end{aligned} \quad (6.31)$$

Par la suite, $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{f}}}$ est décomposé en vecteurs propres afin de déterminer le vecteur propre principal $\mathbf{p}_1(\underline{\mathbf{f}})$. La complexité d'une telle opération est de l'ordre de $\mathcal{O}_{\text{EIG}}^{N_R} = \mathcal{O}(N_R^3)$ [105]. Le coût pour déterminer $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}}$ une fois que $\mathbf{p}_1(\underline{\mathbf{f}})$ est connu est de l'ordre de $\mathcal{O}_{\text{QP}}^{N_R} = \mathcal{O}(N_R)$ du fait de la

quantification de phase des N_R entrées qui le composent. Finalement, la complexité du calcul de $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}}$ est de :

$$\begin{aligned} \mathcal{O}_{\underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}}} &= \mathcal{O}_{\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{f}}}} + \mathcal{O}_{\text{EIG}}^{N_R} + \mathcal{O}_{\text{QP}}^{N_R}, \\ &= \mathcal{O} \left(K_{\text{RP}} N_R \left(N_T + \frac{N_R + 1}{2} \right) + N_R^3 + N_R \right). \end{aligned} \quad (6.32)$$

Complexité liée au calcul du précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{SVD}}$

La détermination du précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{SVD}} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ nécessite tout d'abord de décomposer les K_{RP} canaux de transmission $\mathbf{H}[k_{\text{RP}}]$ en vecteurs singuliers. Pour une matrice de dimension $n \times m$ ou $m \times n$, la complexité de la méthode du SVD tronqué s'exprime [105] :

$$\mathcal{O}_{\text{SVD}}^{mn} = \mathcal{O} (2mn^2 + n^3 + n + mn), \quad m > n. \quad (6.33)$$

Par conséquent, la complexité $\mathcal{O}_{\text{SVD}}^{\mathbf{H}}$ liée à la décomposition des K_{RP} canaux de transmission $\mathbf{H}[k_{\text{RP}}]$ s'écrit,

$$\begin{aligned} \mathcal{O}_{\text{SVD}}^{\mathbf{H}} &= \mathcal{O} (K_{\text{RP}} (2N_T N_R^2 + N_R^3 + N_R + N_T N_R)), \\ &= \mathcal{O} (K_{\text{RP}} (N_T (2N_R^2 + N_R) + N_R^3 + N_R)). \end{aligned} \quad (6.34)$$

Par la suite, la matrice $\mathbf{\Upsilon} \in \mathbb{C}^{N_T \times K_{\text{RP}}}$ est formée à partir des K_{RP} vecteurs propres principaux pondérés $\lambda_1[k_{\text{RP}}] \mathbf{v}_1[k_{\text{RP}}]$. Le coût d'une telle opération est de $\mathcal{O}(K_{\text{RP}})$. La matrice $\mathbf{\Upsilon}$ est ensuite décomposée en vecteurs singuliers, pour un coût $\mathcal{O}_{\text{SVD}}^{K_{\text{RP}} N_T}$, de manière à déterminer $\mathbf{u}_1^{(\mathbf{\Upsilon})}$. La complexité globale des traitements liés à la matrice $\mathbf{\Upsilon}$ s'exprime,

$$\begin{aligned} \mathcal{O}_{\text{SVD}}^{\mathbf{\Upsilon}} &= \mathcal{O} (2K_{\text{RP}} N_T^2 + N_T^3 + N_T + K_{\text{RP}} (N_T + 1)), \\ &= \mathcal{O} (K_{\text{RP}} (2N_T^2 + N_T + 1) + N_T^3 + N_T). \end{aligned} \quad (6.35)$$

Le coût pour déterminer $\underline{\mathbf{f}}_{\text{SVD}}$ une fois que $\mathbf{u}_1^{(\mathbf{\Upsilon})}$ est connu est de l'ordre de $\mathcal{O}_{\text{QP}}^{N_T} = \mathcal{O}(N_T)$ du fait de la quantification de phase des N_T entrées qui le composent. Finalement, la complexité du calcul de $\underline{\mathbf{f}}_{\text{SVD}}$ est de :

$$\begin{aligned} \mathcal{O}_{\underline{\mathbf{f}}_{\text{SVD}}} &= \mathcal{O}_{\text{SVD}}^{\mathbf{H}} + \mathcal{O}_{\text{SVD}}^{\mathbf{\Upsilon}} + \mathcal{O}_{\text{QP}}^{N_T}, \\ &= \mathcal{O} (K_{\text{RP}} [(N_T + N_R^2) (2N_T + N_R) + N_R + N_T + 1] + N_T^3 + 2N_T). \end{aligned} \quad (6.36)$$

Complexité liée au calcul du précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$

La détermination du précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ nécessite tout d'abord de calculer la matrice de covariance large bande du canal $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_T}$. La complexité de ce traitement s'exprime,

$$\mathcal{O}_{\mathbf{R}} = \mathcal{O} \left(K_{\text{RP}} N_R N_T \frac{N_T + 1}{2} \right). \quad (6.37)$$

Puis, la matrice $\mathbf{R}$ est décomposée en vecteurs propres de manière à déterminer $\mathbf{p}_1$. Le coût de ce traitement est de $\mathcal{O}_{\text{EIG}}^{N_T} = \mathcal{O}(N_T^3)$. Une fois que le vecteur propre $\mathbf{p}_1$ est connu, le précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$ est obtenu en quantifiant la phase des N_T entrées de $\mathbf{p}_1$. Le coût de cette opération est de l'ordre de $\mathcal{O}_{\text{QP}}^{N_T} = \mathcal{O}(N_T)$. Ainsi, la complexité globale du calcul de $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$ est de :

$$\begin{aligned} \mathcal{O}_{\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}} &= \mathcal{O}_{\mathbf{R}} + \mathcal{O}_{\text{EIG}}^{N_T} + \mathcal{O}_{\text{QP}}^{N_T}, \\ &= \mathcal{O} \left(K_{\text{RP}} N_R N_T \frac{N_T + 1}{2} + N_T^3 + N_T \right). \end{aligned} \quad (6.38)$$

TABLE 6.2 – Complexité de la procédure PDCP($\mathbf{f}_{\text{EIG}}$), notée $\mathcal{O}_{\text{PDCP}}^{\text{EIG}}$, par rapport à la complexité de la procédure PDCP($\mathbf{f}_{\text{SVD}}$), notée $\mathcal{O}_{\text{PDCP}}^{\text{SVD}}$, selon le nombre d’antennes d’émission N_T

$\mathcal{O}_{\text{PDCP}}^{\text{EIG}}$ (Référence : $\mathcal{O}_{\text{PDCP}}^{\text{SVD}}$)	$N_T = 16$	$N_T = 32$	$N_T = 64$
50 MHz	-61.7%	-35.2%	-3.8%
100 MHz	-62.4%	-36.4%	-4.2%
200 MHz	-62.73%	-37%	-4.4%

Complexité globale des procédures

Finalement, la complexité globale $\mathcal{O}_{\text{PDCP}}^{\text{SVD}}$ du traitement qui exploite le précodeur $\mathbf{f}_{\text{SVD}}$ s’exprime,

$$\begin{aligned} \mathcal{O}_{\text{PDCP}}^{\text{SVD}} &= \mathcal{O}_{\mathbf{f}_{\text{SVD}}} + \mathcal{O}_{\mathbf{w}_{\text{EIG}}}, \\ &= \mathcal{O} \left(K_{\text{RP}} \left[\left(N_T + \frac{N_R}{2} \right) (2(N_T + N_R^2) + N_R + 1) + N_R + 1 \right] \right. \\ &\quad \left. + N_T^3 + 2N_T + N_R^3 + N_R \right), \end{aligned} \quad (6.39)$$

tandis que la complexité globale $\mathcal{O}_{\text{PDCP}}^{\text{EIG}}$ du traitement qui s’appuie sur le précodeur $\mathbf{f}_{\text{EIG}}$ s’écrit,

$$\begin{aligned} \mathcal{O}_{\text{PDCP}}^{\text{EIG}} &= \mathcal{O}_{\mathbf{f}_{\text{EIG}}} + \mathcal{O}_{\mathbf{w}_{\text{EIG}}}, \\ &= \mathcal{O} \left(K_{\text{RP}} N_R \left[N_T \frac{N_T + 3}{2} + \frac{N_R + 1}{2} \right] + N_T^3 + N_T + N_R^3 + N_R \right). \end{aligned} \quad (6.40)$$

Analyse de la complexité globale des procédures

La Figure 6.4 illustre la complexité de la procédure PDCP selon la largeur de la bande passante (50/100/200 MHz) et selon le nombre d’antennes du réseau émetteur ($N_T = \{16, 32, 64\}$, $N_R = 8$) pour un espacement inter-porteuse de 60 kHz et pour une densité $1/\Delta_k = 1/12$ de sous-porteuses pilotes.

Pour un réseau récepteur composé de $N_R = 8$ antennes, nous remarquons tout d’abord que la complexité liée au calcul du combineur ($\mathcal{O}_{\mathbf{R}_f} + \mathcal{O}_{\text{EIG}}^{N_R}$) n’est pas significative devant celle de la détermination du précodeur, quelle que soit la configuration considérée.

Pour un réseau émetteur composé de $N_T = 64$ antennes, nous notons que le nombre total d’opérations à réaliser est du même ordre de grandeur pour les deux méthodes de détermination du précodeur. La complexité $\mathcal{O}_{\text{PDCP}}^{\text{EIG}}$ est essentiellement due au calcul de la matrice de covariance $\mathbf{R}$ ($\mathcal{O}_{\mathbf{R}}$), tandis que la complexité $\mathcal{O}_{\text{PDCP}}^{\text{SVD}}$ est partagée entre le calcul du SVD sur les K_{RP} canaux de transmission $\mathbf{H}[k_{\text{RP}}]$ ($\mathcal{O}_{\text{SVD}}^{\mathbf{H}}$) et le calcul du SVD sur la matrice $\mathbf{Y}$, qui contient les vecteurs singuliers principaux pondérés ($\mathcal{O}_{\text{SVD}}^{\mathbf{Y}}$).

Par ailleurs, plus le nombre d’antennes N_T du réseau émetteur diminue et plus la complexité $\mathcal{O}_{\text{PDCP}}^{\text{EIG}}$ devient faible devant la complexité $\mathcal{O}_{\text{PDCP}}^{\text{SVD}}$ (Table 6.2). Ce résultat s’explique essentiellement par le fait que la complexité $\mathcal{O}_{\mathbf{R}}$ varie selon N_T^2 , tandis que les complexités $\mathcal{O}_{\text{SVD}}^{\mathbf{H}}$ et $\mathcal{O}_{\text{SVD}}^{\mathbf{Y}}$ varient respectivement selon N_T et N_T^2 ($N_T \ll K_{\text{RP}}$), pour des valeurs K_{RP} et N_R constantes.

Enfin, nous observons que la complexité des deux méthodes augmente de façon quasiment linéaire avec la bande passante (K_{RP}) pour des réseaux émetteur (N_T) et récepteur (N_R) de taille constante.

6.2.4 Synthèse

Les Sections 6.2.1 à 6.2.3 ont permis de mettre en équation la durée d’établissement de lien ainsi que la complexité des procédures PSMP, PCMP et PDCP. Les performances de

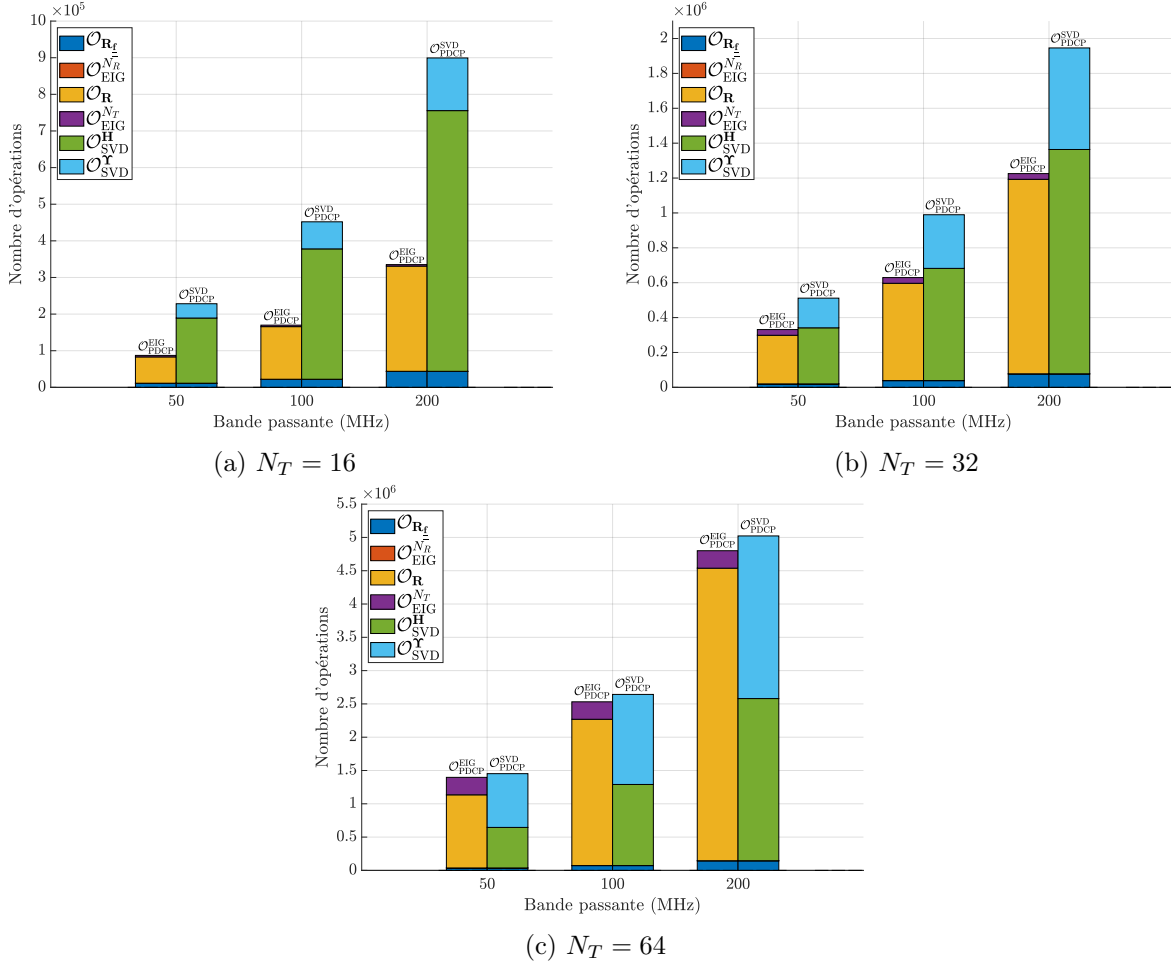


FIGURE 6.4 – Nombre d'opérations réalisées pour déterminer le précodeur et le combineur, à l'aide de la procédure PDCCP, selon la largeur de bande passante et le nombre d'antennes N_T du réseau émetteur, pour un espacement inter-porteuse de 60 kHz et pour une densité $1/\Delta_k = 1/12$ de sous-porteuses pilotes

ces procédures selon ces deux critères sont synthétisées sur la Figure 6.5 pour les paramètres suivants :

- Réseau émetteur : $N_T = \{16, 32, 64\}$ antennes [106–109].
- Réseau récepteur : $N_R = 8$ antennes [110–112].
- Écart inter-porteuse : 60 kHz (Table 6.1).
- Bande passante : 50/100/200 MHz (Table 6.1).
- Densité des sous-porteuses pilotes : $1/12$ (Annexe C).
- Nombre de précodeurs N_{Tx} (resp. combineurs N_{Rx}) : Pour les procédures PSMP et PCMP, nous considérons que le nombre de précodeurs (resp. combineurs) est égal au nombre d'antennes N_T (resp. N_R) qui composent le réseau émetteur (resp. récepteur). Ainsi, $N_{Tx} = N_T$ (resp. $N_{Rx} = N_R$). Dans la section suivante, il est observé que ce nombre de précodeurs (resp. combineurs) est suffisant pour couvrir l'intégralité du secteur angulaire en azimut lorsqu'un dictionnaire composé d'excitations de phase linéaire orthogonales est utilisé.
- Catégorie du terminal : 1.
- Configurations temporelles du PDCCH et du PUSCH : $N_{PDCCH} = N_{PUSCH} = 1$ symbole.

Pour les configurations évaluées, le nombre d'opérations à effectuer pour déterminer le précodeur et le combineur est de quelques milliers pour la procédure PSMP, de quelques dizaines

de milliers pour la procédure PCMP, et de plusieurs centaines de milliers (voire millions) pour la procédure PDCP. La procédure PDCP est globalement 10 fois plus complexe que la procédure PCMP et 100 fois plus complexe que la procédure PSMP.

Du point de vue de la durée d'établissement de lien, les procédures PCMP et PDCP sont bien moins performantes que la procédure PSMP, notamment pour les réseaux de grande taille. Pour un terminal de catégorie 1 et un réseau émetteur composé de 16/32/64 antennes, les procédures PCMP et PDCP sont respectivement 2,5/3,8/5,3 et 4,5/5,2/6 fois plus longues pour un espacement inter-porteuse de 60 kHz. Ces écarts s'expliquent essentiellement par les $N_T \times N_R$ ressources pilotes à transmettre pour les procédures PCMP et PDCP, contre seulement $N_T + N_R$ ressources pilotes pour la procédure PSMP. Pour rappel, un algorithme de reconstruction du canal de transmission pourrait être utilisé afin de limiter le nombre de ressources pilotes transmises pour la mise en oeuvre de la procédure PDCP. Cette approche réduirait la durée d'établissement de lien au détriment de la précision de l'estimation du canal de transmission et, par conséquent, de la robustesse du lien.

6.3 Évaluation de la robustesse du lien

Dans cette section, la robustesse de la transmission est évaluée pour les procédures de formation de faisceau analogique PSMP, PCMP et PDCP. Pour ce faire, l'environnement de simulation est tout d'abord spécifié en Section 6.3.1. Les dictionnaires de précodage et de combinaison implémentés pour les procédures PSMP et PCMP, ainsi que les combineurs initiaux mis en oeuvre, sont également présentés au cours de cette première section. Enfin, la robustesse de lien des trois procédures est analysée en Section 6.3.2 sous diverses contraintes d'implémentation.

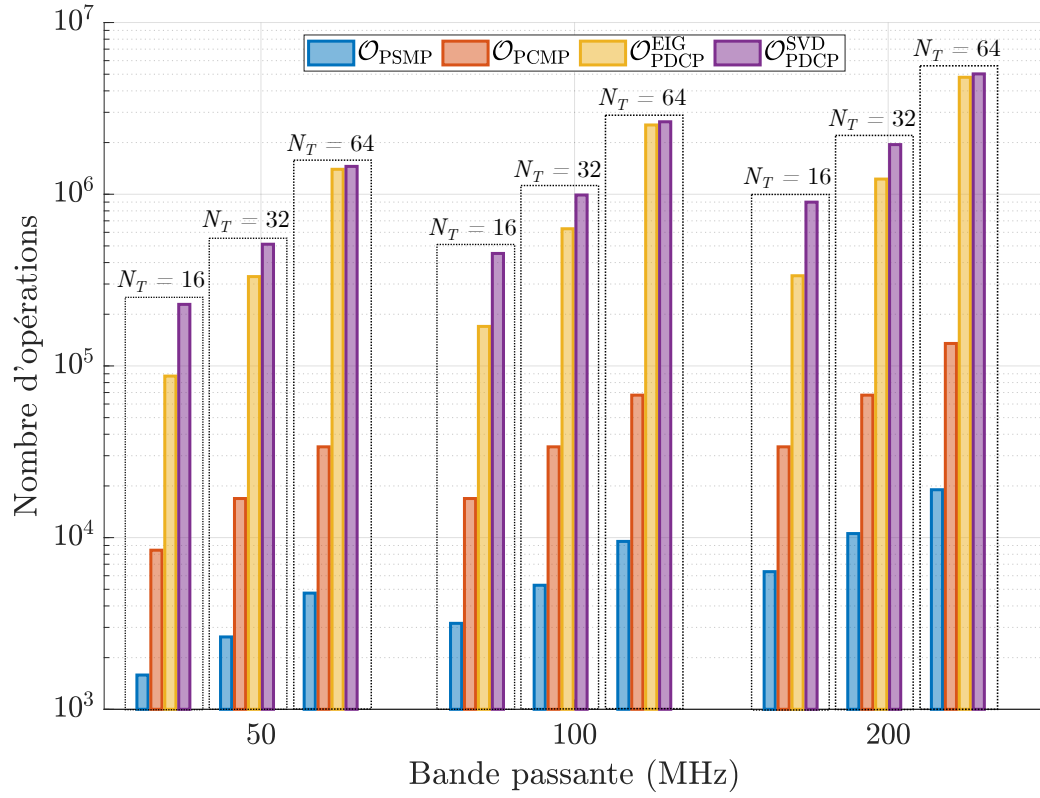
6.3.1 Paramètres de simulation

L'environnement de simulation est tout d'abord spécifié en Section 6.3.1.1. Puis, les dictionnaires de précodage et de combinaison, ainsi que les combineurs initiaux, sont mis en équation et illustrés en Section 6.3.1.2.

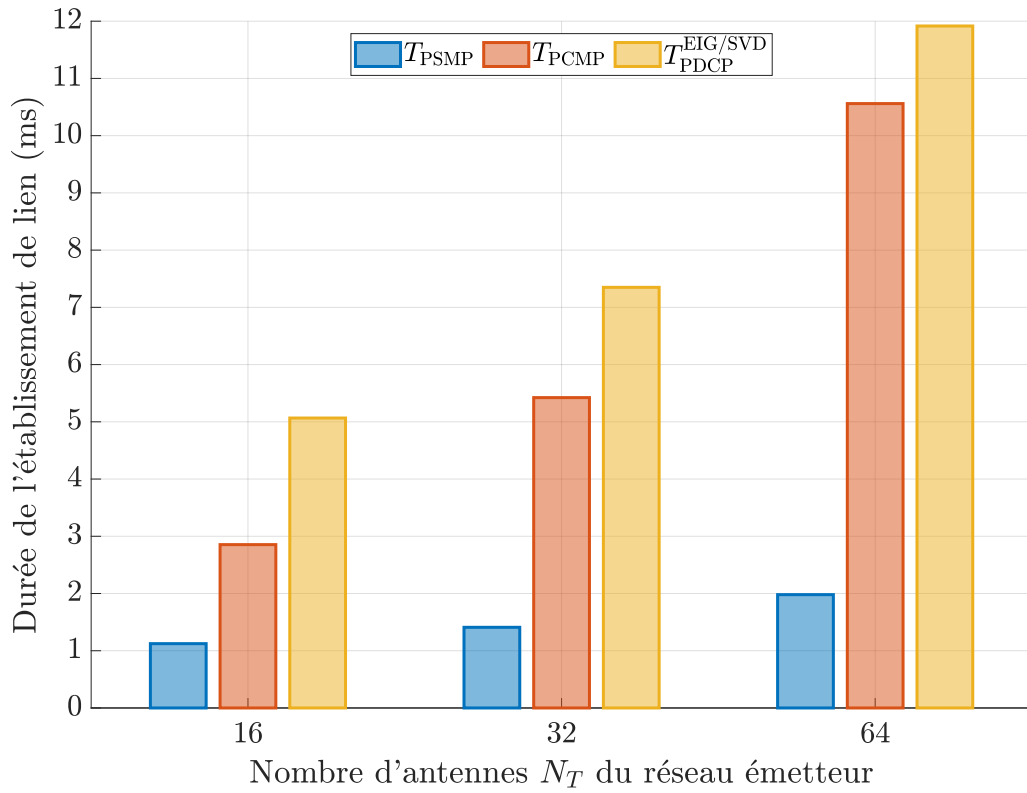
6.3.1.1 Environnement de simulation

Les paramètres établis en Section 6.2.4 pour évaluer la durée d'établissement de lien et la complexité des procédures PSMP, PCMP et PDCP sont ici ré-exploités pour définir l'environnement de simulation. Pour rappel, l'écart inter-porteuse de 60 kHz, la densité des ressources pilotes de 1/12 et les valeurs de bande passante considérées (50/100/200 MHz) sont compatibles avec les caractéristiques d'un signal OFDM transmis sur les bandes millimétriques en 5G NR. Le réseau linéaire et régulier d'émission est composé de 16, 32 ou 64 antennes, tandis que le réseau linéaire et régulier de réception est composé de 8 antennes. Ces tailles de réseau d'antennes sont actuellement réalisables dans les bandes millimétriques [106–112]. Des paramètres supplémentaires doivent néanmoins être spécifiés pour que l'environnement de simulation soit complètement défini :

- Canal de transmission : Les modèles CDL-A/B/C, présentés en détails au cours du Chapitre 3, sont utilisés afin de modéliser le canal de transmission. Pour rappel, ces canaux modélisent respectivement des environnements NLOS *Indoor*, *Urban micro-cellular* et *Urban macro-cellular*. Les angles moyens d'arrivée et de départ en azimut des trajets distinguables (μ_ϕ^{AOA} et μ_ϕ^{AOD}) sont translatés aléatoirement selon des lois uniformes, de manière à s'affranchir du caractère déterministe du modèle CDL (Section 3.3.7). Enfin, un écart-type du retard de 100 ns est considéré pour les trois modèles (Section 3.3.2). Il s'agit d'un écart-type typique selon le standard 5G NR [75, Table 7.7.3-1].
- Diagramme de rayonnement des antennes élémentaires : Les antennes élémentaires choisies pour l'évaluation des performances sont isotropes afin de mesurer uniquement le gain apporté par les traitements multi-antennes d'émission et de réception.



(a) Nombre d'opérations pour déterminer le précodeur et le combineur selon la largeur de bande passante et le nombre d'antennes N_T du réseau émetteur



(b) Durée d'établissement de lien selon le nombre d'antennes N_T du réseau émetteur

FIGURE 6.5 – Comparaison du nombre d'opérations requises et de la durée d'établissement de lien des procédures PSMP, PCMP et PDCP pour le paramétrage défini en Section 6.2.4

TABLE 6.3 – Environnement de simulation

Paramètres	Valeurs
Fréquence porteuse	30 GHz
Écart inter-porteuses	60 kHz
Bande passante	50/100/200 MHz
Densité des ressources pilotes	1/12
Type d'antenne	Isotrope
Réseau d'antennes émetteur	Réseau linéaire et régulier positionné sur l'axe y et composé de $N_T = \{16, 32, 64\}$ antennes espacées de $d = \lambda/2$
Réseau d'antennes récepteur	Réseau linéaire et régulier positionné sur l'axe y et composé de $N_R = 8$ antennes espacées de $d = \lambda/2$
Modèle de canal	CDL-A / CDL-B
Écart-type du retard	100 ns
Translation spatiale (Émission)	μ_ϕ^{AOD} suit une loi uniforme $\mathcal{U}(-22.5^\circ, 22.5^\circ)$
Translation spatiale (Réception)	μ_ϕ^{AOA} suit une loi uniforme $\mathcal{U}(-60^\circ, 60^\circ)$
Quantification	$q_{tx} = q_{rx} = \{2, 3, 4, 5, \infty\}$ bits
Catégorie du terminal	1
Durée du PDCCH/PUSCH	1 symbole

- Résolution des déphaseurs : Les déphaseurs qui composent les réseaux d'antennes d'émission et de réception ont la même résolution ($q_{tx} = q_{rx}$) dans notre modèle de simulation. Des déphaseurs d'une résolution de 2 à 5 bits sont considérés [81].

L'ensemble des paramètres qui caractérisent l'environnement de simulation est contenu dans la Table 6.3.

6.3.1.2 Dictionnaires de précodage/combinaison et combineur initial

Les procédures PSMP et PCMP nécessitent de définir les dictionnaires $\underline{\mathbf{F}} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_{Tx}}$ et $\underline{\mathbf{W}} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_{Rx}}$ exploités pour mesurer les canaux de transmission effectifs. Comme discuté au cours de la Section 2.2.1, l'excitation de phase linéaire a pour avantage de produire une sommation cohérente des signaux émis/reçus dans une direction donnée. Par conséquent, ce type d'excitation de phase est exploité dans de nombreuses solutions de l'état de l'art pour former les dictionnaires de précodage et de combinaison [97, 113–115]. Dans l'implémentation effectuée, les versions non-quantifiées des $N_{Tx} = N_T$ précodeurs $\underline{\mathbf{f}}_i \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ et des $N_{Rx} = N_R$ combineurs $\underline{\mathbf{w}}_j \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ sont obtenues à partir d'excitations de phase linéaire orthogonales. Celles-ci s'expriment,

$$\begin{cases} \underline{\mathbf{f}}_i = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \mathbf{a}_y \left(\frac{\pi}{2}, \phi_{\underline{\mathbf{f}},i} = \arcsin \left(\frac{i\lambda}{dN_T} - 1 \right) \right), i \in \{1, \dots, N_T\} \\ \underline{\mathbf{w}}_j = \frac{1}{\sqrt{N_R}} \mathbf{a}_y \left(\frac{\pi}{2}, \phi_{\underline{\mathbf{w}},j} = \arcsin \left(\frac{j\lambda}{dN_R} - 1 \right) \right), j \in \{1, \dots, N_R\} \end{cases}, \quad (6.41)$$

où $\mathbf{a}_y(\frac{\pi}{2}, \phi)$ correspond à la réponse antennaire dans la direction ϕ d'un réseau linéaire et régulier positionné sur l'axe y (Annexe D.1). Les directions de focalisation $\phi_{\underline{\mathbf{f}},i}$ et $\phi_{\underline{\mathbf{w}},j}$ définies par l'équation (6.41) assurent l'orthogonalité des N_T précodeurs $\underline{\mathbf{f}}_i$ et des N_R combineurs $\underline{\mathbf{w}}_j$. Comme l'illustre la Figure 6.6, un tel dictionnaire a pour avantage de couvrir l'intégralité du secteur angulaire en azimut et est donc particulièrement adapté aux antennes isotropes qui composent les réseaux d'émission et de réception. L'impact de la résolution q_{tx} des déphaseurs est également illustré sur cette même figure. Pour un réseau comprenant $N_T = 16$ antennes, nous observons que la forme des faisceaux est la même avec et sans quantification ($q_{tx} = \infty$) dans le cas où les déphaseurs ont une résolution d'au moins 4 bits. En effet, nous montrons en

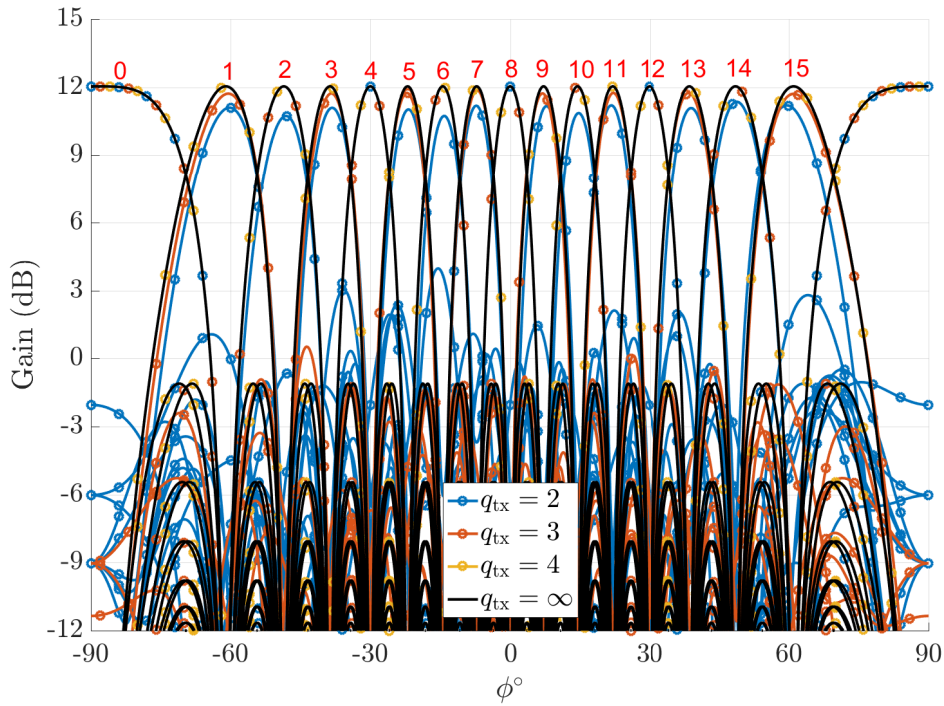


FIGURE 6.6 – Facteur de réseau des précodeurs $\underline{\mathbf{f}}_i$ qui composent le dictionnaire $\underline{\mathbf{F}} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_T}$ selon la résolution q_{tx} des déphaseurs qui composent le réseau d’antenne d’émission ($N_T = 16$)

Annexe H que, pour un réseau comprenant $N_T = 2^N$ ($N \in \mathbb{N}^*$) antennes espacés de $d = \frac{\lambda}{2}$, des déphaseurs de résolution $q_{tx} \geq N$ n’entraînent pas de quantification de phase des précodeurs $\underline{\mathbf{f}}_i$ lorsqu’ils sont issus de la forme non-quantifiée $\underline{\mathbf{f}}_i$ donnée par l’équation (6.41).

En outre, la procédure PSMP nécessite de spécifier le combineur $\underline{\mathbf{w}}_0$ qui est utilisé pour mesurer les canaux de transmission effectifs lors du balayage de faisceaux à l’émission (Section 6.2.1, 2ème étape). Deux approches ont été modélisées :

Pour la première, le combineur initial $\underline{\mathbf{w}}_0$ repose sur une excitation de phase linéaire $\underline{\mathbf{w}}_{EPL}(\Delta\phi)$, dont la forme générale est donnée par l’équation (2.9), qui a pour propriété de favoriser une direction de réception. Dans l’implémentation effectuée, le combineur $\underline{\mathbf{w}}_{EPL}(\Delta\phi)$ est paramétré de sorte à ce que le maximum de rayonnement soit obtenu dans la direction normale au réseau de réception. Ainsi, celui-ci s’exprime,

$$\underline{\mathbf{w}}_{EPL}(\Delta\phi = 0) = \underline{\mathbf{w}}_{EPL}(\Delta\phi = 0) = \frac{1}{\sqrt{N_R}} [1, 1, \dots, 1]^T. \quad (6.42)$$

Pour la seconde, le combineur initial $\underline{\mathbf{w}}_0$ repose sur une excitation de phase quadratique $\underline{\mathbf{w}}_{EPQ}(\Delta_F, \phi_{\max})$, dont la forme générale est donnée par l’équation (5.26), qui permet de favoriser un ensemble de directions de réception. Dans l’implémentation effectuée, le combineur $\underline{\mathbf{w}}_{EPQ}(\Delta_F, \phi_{\max})$ est paramétré de manière à ce que le faisceau formé soit symétrique selon la normale du réseau ($\phi_{\max} = 0^\circ$) et assure une couverture quasi uniforme du secteur angulaire en azimut ($\Delta_F = 80^\circ$). La version non quantifiée de celui-ci s’exprime,

$$\underline{\mathbf{w}}_{EPQ}(\Delta_F = 80^\circ, \phi_{\max} = 0^\circ) = \frac{1}{\sqrt{N_R}} \left[e^{j\phi_{y,1}}, \dots, e^{j\phi_{y,N_R}} \right]^T, \quad (6.43)$$

où $\phi_{y,n}$ est donné par l’équation (5.47). Le combineur $\underline{\mathbf{w}}_{EPQ}(\Delta_F = 80^\circ, \phi_{\max} = 0^\circ)$ est finalement obtenu en quantifiant les valeurs de déphasage $\phi_{y,n}$.

Les facteurs de réseau des combineurs initiaux $\underline{\mathbf{w}}_{EPL}(\Delta\phi = 0)$ et $\underline{\mathbf{w}}_{EPQ}(\Delta_F = 80^\circ, \phi_{\max} = 0^\circ)$ sont représentés sur la Figure 6.7 selon la résolution q_{rx} des déphaseurs qui composent le réseau d’antenne de réception.

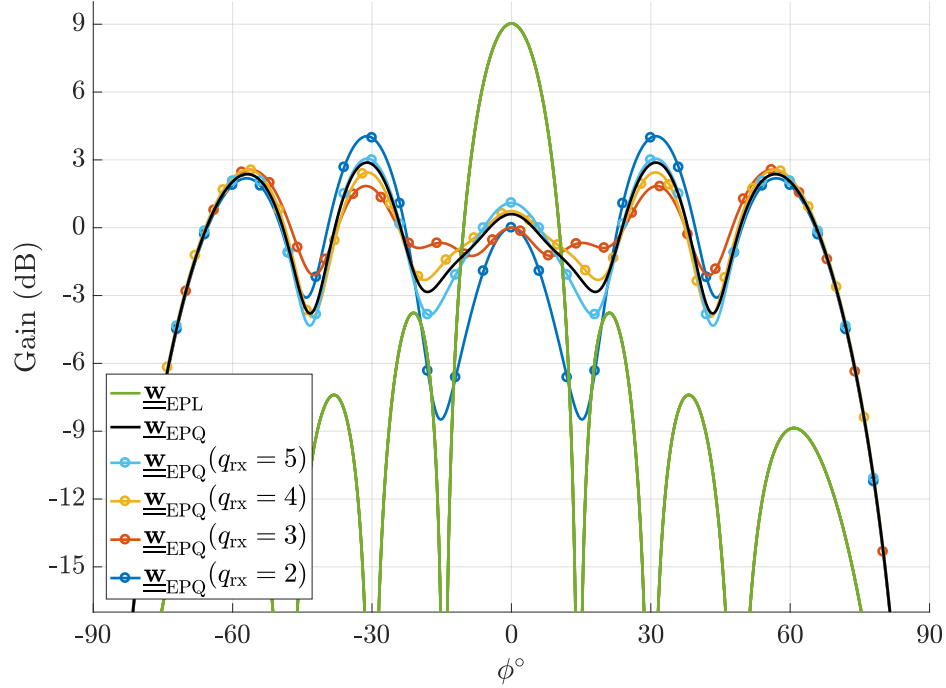


FIGURE 6.7 – Facteur de réseau des combineurs initiaux $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EPL}}(\Delta\phi = 0)$ et $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EPQ}}(\Delta_F = 80^\circ, \phi_{\text{max}} = 0^\circ)$ selon la résolution q_{rx} des déphaseurs qui composent le réseau d'antenne de réception ($N_R = 8$)

6.3.2 Résultats de simulation

Nous évaluons ici la robustesse de lien sous diverses contraintes d'implémentation. En premier lieu, l'impact sur les performances de deux contraintes de traitements liées à la formation de faisceau analogique est mesuré. Puis, les performances des procédures PSMP, PCMP et PDCP sont évaluées sans quantification de phase. Enfin, la dégradation des performances due à la quantification de phase est analysée pour ces diverses procédures dans la dernière partie de cette section.

6.3.2.1 Impact des contraintes de traitements sur la robustesse de lien

Avant d'analyser plus spécifiquement la robustesse du lien formé avec les procédures PSMP, PCMP et PDCP, nous évaluons l'impact de deux contraintes de traitements qui affectent ces trois procédures :

- Traitements multi-antennes large bande : En raison de la formation de faisceau analogique, le précodeur $\mathbf{f}$ et le combineur $\mathbf{w}$ sont des traitements multi-antennes communs à l'ensemble des sous-porteuses.
- Entrées de module constant : Dans l'intention de réduire le coût des réseaux d'antennes, les entrées du précodeur $\mathbf{f}$ et du combineur $\mathbf{w}$ sont de module constant ; ils sont alors respectivement notés $\underline{\mathbf{f}}$ et $\underline{\mathbf{w}}$.

Impact des traitements multi-antennes large bande sur les performances

Dans le but de mesurer l'impact de cette contrainte, le RSB large bande moyen est évalué pour un réseau d'antennes mettant en oeuvre une formation de faisceau numérique. Celle-ci autorise la définition d'un précodeur $\mathbf{f}[k]$ et d'un combineur $\mathbf{w}[k]$ par sous-porteuse k . Pour chacune d'entre elles, le traitement optimal consiste à précodeur les signaux émis par le vecteur singulier droit du canal de transmission $\mathbf{H}[k]$ et à combiner les signaux reçus par le vecteur singulier gauche de ce même canal. Cette méthode est comparée à la procédure PDCP($\mathbf{f}_{\text{SVD}}, \mathbf{w}_{\text{EIG}}$)

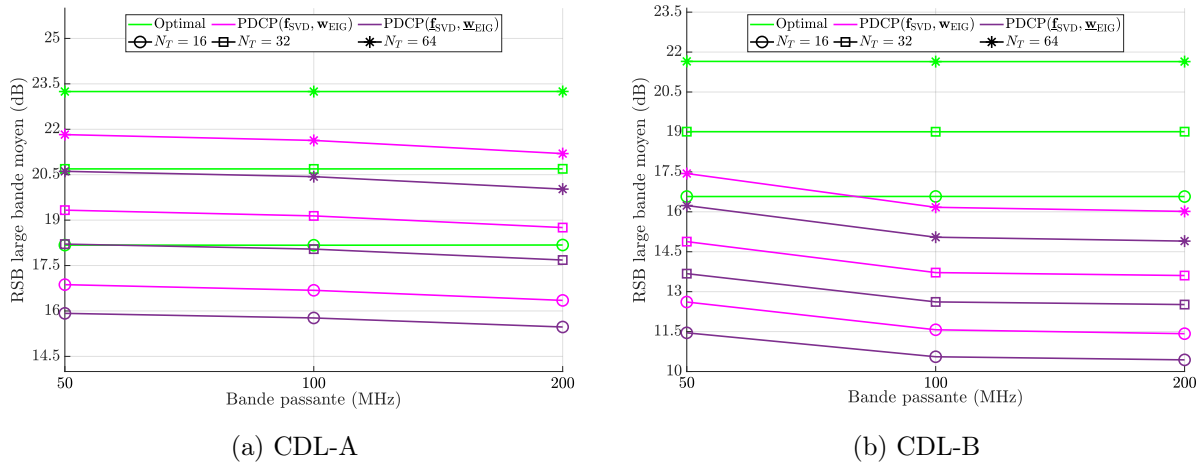


FIGURE 6.8 – Rapport signal sur bruit moyen obtenu pour les traitements qui s'appuient sur la décomposition en vecteurs singuliers du canal de transmission, selon le nombre d'antennes N_T qui composent le réseau émetteur et selon la largeur de bande passante

qui est l'approche large bande de la décomposition en vecteurs singuliers du canal de transmission décrite en Section 6.2.3 et pour laquelle les entrées du précodeur $\mathbf{f}_{\text{SVD}}$ et du combineur $\mathbf{w}_{\text{EIG}}$ ne sont contraintes ni en module ni en phase. Les performances de ces deux approches sont illustrées sur la Figure 6.8 selon le nombre d'antennes du réseau d'émission et la bande passante.

En préambule des analyses de performances, il est intéressant de noter que le RSB large bande moyen optimal est plus important dans un environnement de type CDL-A. Ce résultat s'explique par le fait que le canal CDL-A est composé de quelques trajets distinguables prépondérants, tandis que le canal CDL-B est composé d'une multitude de trajets distinguables de puissance voisine (Annexe I.1). Par conséquent, l'amplitude de la composante principale du canal CDL-A est plus importante (Annexe I.2), ce qui est une caractéristique favorable à une transmission de rang 1.

Pour une largeur de bande passante de 50 MHz, nous remarquons que la procédure PDCP ($\mathbf{f}_{\text{SVD}}, \mathbf{w}_{\text{EIG}}$) est moins performante que la méthode optimale de 1,4 dB en CDL-A et d'environ 4,2 dB en CDL-B, quel que soit le nombre d'antennes d'émission. Ce résultat est justifié par la plus grande sélectivité fréquentielle du canal CDL-B, qui est une caractéristique moins favorable aux traitements multi-antennes large bande. Cette plus grande sélectivité fréquentielle s'explique par la présence d'une multitude de trajets distinguables de puissance voisine espacés dans le temps (Annexe I.1). Pour les mêmes raisons, la dégradation des performances liées à l'augmentation de la bande passante est plus importante en CDL-B.

Impact des entrées de module constant sur les performances

En vue de mesurer l'impact de cette contrainte, nous comparons le RSB large bande moyen obtenu avec les procédures PDCP($\mathbf{f}_{\text{SVD}}, \mathbf{w}_{\text{EIG}}$) et PDCP($\underline{\mathbf{f}}_{\text{SVD}}, \underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}}$). La différence entre ces deux procédures, qui s'appuient toutes deux sur une approche large bande de la décomposition en vecteurs singuliers du canal de transmission, est que le précodeur $\mathbf{f}_{\text{SVD}}$ et le combineur $\mathbf{w}_{\text{EIG}}$ sont non contraints, alors que le précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{SVD}}$ et le combineur $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}}$ sont composés d'entrées de module constant. Il est observé sur la Figure 6.8 que la dégradation des performances causée par cette contrainte est d'environ 1 dB pour les deux types d'environnement, quels que soient la largeur de bande passante et le nombre d'antennes d'émission considérés.

Nous nous sommes ici intéressés à l'impact des contraintes de traitements en nous appuyant sur les performances obtenues par décomposition en vecteurs singuliers du canal de transmission. Pour une largeur de bande passante de 50 MHz,

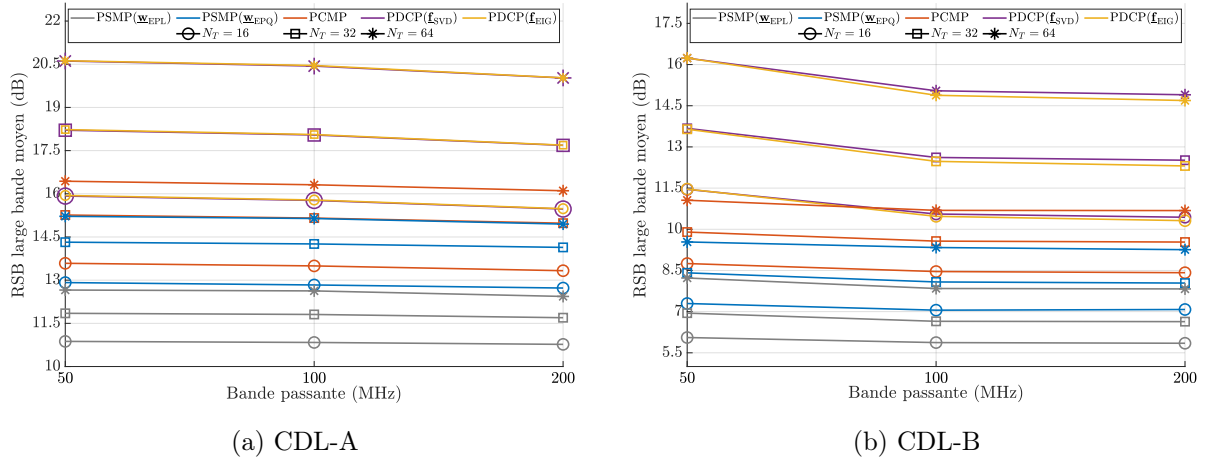


FIGURE 6.9 – Rapport signal sur bruit moyen obtenu pour les procédures PSMP, PCMP et PDCP selon le nombre d'antennes N_T qui composent le réseau émetteur et selon la largeur de bande passante

la dégradation des performances causée par les traitements multi-antennes large bande et par les entrées de module constant est du même ordre de grandeur (1,5 dB contre 1 dB) en CDL-A alors que les pertes de performances liées à la contrainte large bande sont prépondérantes en CDL-B (4,2 dB contre 1 dB). À mesure que la largeur de la bande passante augmente, la dégradation des performances causée par les traitements multi-antennes large bande augmente (notamment en CDL-B), tandis que les pertes liées aux entrées de module constant sont inchangées. Par conséquent, pour une largeur de bande passante de 200 MHz, les pertes de performances sont essentiellement causées par les traitements multi-antennes large bande pour ces deux types d'environnement.

6.3.2.2 Performances des procédures PSMP, PCMP et PDCP sans quantification de phase

Nous nous intéressons ici aux performances des procédures PSMP, PCMP et PDCP, sans considérer le phénomène de quantification de phase induit par les déphaseurs des réseaux d'antennes ($q_{tx} = q_{rx} = +\infty$). Comme expliqué précédemment, la procédure PSMP est implémentée pour deux combineurs initiaux ($\mathbf{w}_{EPL}$ ou $\mathbf{w}_{EPQ}$), tandis que la procédure PDCP admet deux précodeurs ($\mathbf{f}_{SVD}$ ou $\mathbf{f}_{EIG}$). Les performances obtenues sont illustrées sur la Figure 6.9 selon la largeur de bande passante et le nombre d'antennes N_T du réseau d'émission.

Nous remarquons tout d'abord que la procédure PSMP est la moins performante, quel que soit le type de combineur considéré. Pour rappel, celle-ci a néanmoins pour avantage d'être la plus efficace du point de vue de la durée d'établissement de lien et de la complexité. Pour une largeur de bande passante de 50 MHz, la PSMP s'appuyant sur le combineur initial $\mathbf{w}_{EPQ}$ est plus performante que celle s'appuyant sur le combineur initial $\mathbf{w}_{EPL}$ d'au moins 2 dB en CDL-A et d'environ 1,3 dB en CDL-B. Pour un environnement composé de quelques trajets prépondérants peu dispersifs, tel que le CDL-A (Figure 3.4), les performances obtenues sont très sensibles à l'orientation du récepteur lorsqu'une excitation de phase linéaire est utilisée (Annexe J). L'élargissement de faisceau permet d'atténuer cet effet et apporte par conséquent un gain de performances plus important en CDL-A qu'en CDL-B. Il est également intéressant de remarquer que le gain apporté par l'augmentation du nombre d'antennes d'émission est plus important avec le combineur initial $\mathbf{w}_{EPQ}$ qu'avec le combineur initial $\mathbf{w}_{EPL}$ dans un environnement CDL-A. Finalement, dans un environnement CDL-A, il est notable qu'un système basé sur un réseau émetteur de $N_T = 16$ antennes, qui met en oeuvre la procédure PSMP($\mathbf{w}_{EPQ}$), est plus performant qu'un système qui est basé sur la procédure PSMP($\mathbf{w}_{EPL}$) et qui intègre

un réseau émetteur de $N_T = 64$ antennes.

La procédure PCMP permet d'obtenir un gain de performances non négligeable par rapport à la procédure PSMP($\mathbf{w}_{\text{EPQ}}$). Pour une largeur de bande passante de 50 MHz, celui-ci varie de 0,7 dB ($N_T = 16$) à 1,2 dB ($N_T = 64$) en CDL-A et est de 1,5 dB en CDL-B pour toute taille de réseaux d'antennes. Ces résultats signifient que la sélection du précodeur, puis du combineur, avec la procédure PSMP($\mathbf{w}_{\text{EPQ}}$) est plus pertinente dans un environnement composé de quelques trajets distinguables peu dispersifs que dans un environnement caractérisé par de multiples trajets de puissance voisine et dispersifs.

La procédure PDCP se démarque par ses performances élevées. L'influence du précodeur utilisé ($\mathbf{f}_{\text{SVD}}$ ou $\mathbf{f}_{\text{EIG}}$) apparaît négligeable en matière de robustesse de lien. Par conséquent, il est préférable de privilégier le précodeur $\mathbf{f}_{\text{EIG}}$ puisque celui-ci est moins complexe à déterminer dans le cadre des configurations évaluées (Section 6.2.3). Il est important de noter que la procédure PDCP tire parti plus efficacement de l'augmentation du nombre d'antennes. Pour une largeur de bande passante de 50 MHz et pour un réseau émetteur composé de 16/32/64 antennes, un gain respectif de 2,3/2,9/4,2 dB en CDL-A et de 2,7/3,7/5,2 dB en CDL-B est obtenu par rapport à la procédure PCMP. Le gain de performances par rapport à la procédure PCMP est plus important en CDL-B, car les dictionnaires implémentés pour cette procédure sont composés d'excitations de phase linéaire d'une forme proche des vecteurs singuliers principaux obtenus pour l'environnement CDL-A.

Enfin, l'augmentation de la bande passante entraîne une faible dégradation (entre 0,2 et 0,4 dB) du RSB large bande moyen pour les procédures PSMP et PCMP. Avec la procédure PDCP, la dégradation est légèrement plus importante (0,6 dB à 200 MHz) en CDL-A et plus marquée en CDL-B (1,3 dB à 200 MHz). Comme il a été vu précédemment, ce résultat s'explique par la plus grande sélectivité fréquentielle du canal CDL-B.

Quels que soient la largeur de bande passante et le nombre d'antennes du réseau émetteur, les simulations effectuées montrent que la procédure PDCP surpasse les procédures PSMP et PCMP de plusieurs décibels. Nous notons également que l'élargissement de faisceau est une approche efficace pour améliorer les performances de la procédure PSMP dans les scénarios NLOS, notamment lorsque l'environnement est composé de quelques trajets distinguables peu dispersifs.

6.3.2.3 Performances des procédures PSMP, PCMP et PDCP avec quantification de phase

Nous nous intéressons finalement à l'effet de la quantification de phase sur les performances. Pour rappel, nous considérons que les réseaux émetteur et récepteur sont composés de déphaseurs dont la résolution est identique ($q_{\text{tx}} = q_{\text{rx}}$). Comme l'illustre la Figure 6.10, l'effet de la quantification de phase devient non négligeable lorsque la résolution des déphaseurs est inférieure ou égale à 3 bits.

Pour une résolution de 3 bits, l'impact de la quantification est de 0,1 dB pour les procédures PSMP et PCMP, et d'environ 0,3 dB avec la procédure PDCP.

Pour une résolution de 2 bits, la dégradation est plus marquée. En CDL-A, celle-ci est approximativement de 1,2 dB pour les procédures PSMP et PCMP, et de 1,5 dB pour la procédure PDCP. Pour ces deux premières procédures, les pertes de performances sont sensiblement moins importantes en CDL-B ($\approx 0,7$ dB).

L'effet de la quantification de phase devient non négligeable lorsque la résolution des déphaseurs est inférieure ou égale à 3 bits. La procédure PDCP est la plus affectée par les pertes induites par ce phénomène. Les conclusions précédentes ne sont néanmoins pas remises en cause par la quantification de phase puisque la procédure PDCP surpasse toujours les procédures PSMP et PCMP de plusieurs décibels.

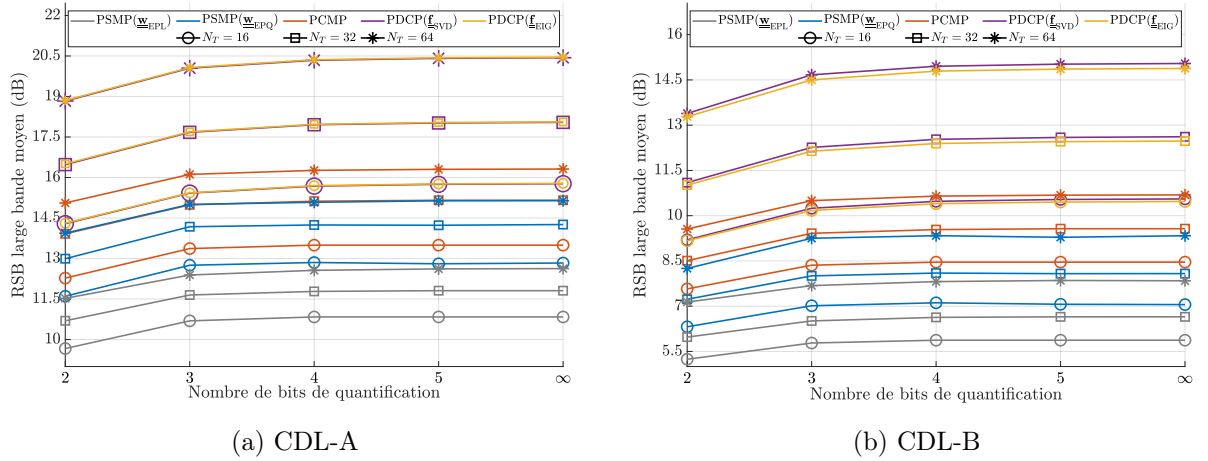


FIGURE 6.10 – Rapport signal sur bruit moyen obtenu pour les procédures PSMP, PCMP et PDCP, pour une largeur de bande passante de 100 MHz, selon le nombre d’antennes N_T qui composent le réseau émetteur et selon le nombre de bits de quantification des déphaseurs ($q_{\text{tx}} = q_{\text{rx}}$)

6.4 Conclusion

Ce sixième chapitre nous a donné l’occasion d’introduire diverses procédures de formation de faisceau analogique. Celles-ci ont été analysées selon trois critères de performances : la durée d’établissement de lien, la complexité de calculs et la robustesse du lien formé. L’ensemble des résultats sont synthétisés dans les Tables 6.4 à 6.7 pour une bande passante de 50 MHz et sous contraintes des paramètres de simulation décrits dans la Table 6.3.

Pour des configurations antennaires et des largeurs de bande passante usuelles, sous hypothèse d’un scénario NLOS, il a été montré que la Procédure de Détermination de la Composante Principale (PDCP) est bien plus performante que les Procédures Séquentielle et Conjointe de Mesures de Puissance (PSMP et PCMP) en matière de robustesse de lien (Tables 6.4 et 6.5). L’impact de la quantification de phase devient non négligeable pour des déphaseurs d’une résolution inférieure ou égale à 3 bits, mais ne remet pas en cause la conclusion précédente. La capacité de la procédure PDCP à exploiter au mieux les caractéristiques du canal de transmission a néanmoins un coût important selon les deux autres critères de performances, c’est-à-dire la complexité de calculs et la durée d’établissement de lien (Tables 6.6 et 6.7).

Du fait des conclusions précédentes, les travaux proposés dans la suite visent au développement d’une procédure d’établissement de lien qui exploite la composante principale du canal de transmission, tout en limitant la complexité de calculs et la durée d’établissement du lien.

TABLE 6.4 – RSB large bande moyen en décibel obtenu en CDL-A, sans quantification de phase, pour une largeur de bande passante de 50 MHz et sous contrainte des paramètres de simulation décrits dans la Table 6.3

RSB large bande moyen (dB)	$N_T = 16$	$N_T = 32$	$N_T = 64$
PSMP($\mathbf{w}_{\text{EPL}}$)	10.9	11.9 (+1dB/+9%)	12.7 (+1.8dB/+17%)
PSMP($\mathbf{w}_{\text{EPQ}}$)	12.9 (+2dB/+18%)	14.3 (+1.4dB/+11%)	15.2 (+2.3dB/+18%)
PCMP	13.6 (+2.7dB/+25%)	15.3 (+1.7dB/+13%)	16.4 (+2.8dB/+21%)
PDCP($\mathbf{f}_{\text{SVD/EIG}}$)	15.9 (+5dB/+46%)	18.2 (+2.3dB/+14%)	20.6 (+4.7dB/+30%)
PDCP($\mathbf{f}_{\text{SVD/EIG}}$)	16.9 (+6dB/+55%)	19.3 (+2.4dB/+15%)	21.8 (+4.7dB/+29%)
Optimal	18.2 (+7.3dB/+68%)	20.7 (+2.5dB/+14%)	23.2 (+5dB/+28%)

TABLE 6.5 – RSB large bande moyen en décibel obtenu en CDL-B, sans quantification de phase, pour une largeur de bande passante de 50 MHz et sous contrainte des paramètres de simulation décrits dans la Table 6.3

RSB large bande moyen (dB)	$N_T = 16$	$N_T = 32$	$N_T = 64$
PSMP($\mathbf{w}_{\text{EPL}}$)	6	6.9 (+0.9dB/+15%)	8.2 (+2.2dB/+37%)
PSMP($\mathbf{w}_{\text{EPQ}}$)	7.3 (+1.3dB/+22%)	8.4 (+1.1dB/+15%)	9.5 (+2.2dB/+30%)
PCMP	8.8 (+2.8dB/+47%)	9.9 (+1.1dB/+13%)	11 (+2.2dB/+25%)
PDCP($\mathbf{f}_{\text{SVD/EIG}}$)	11.5 (+5.5dB/+92%)	13.6 (+2.1dB/+18%)	16.2 (+4.7dB/+41%)
PDCP($\mathbf{f}_{\text{SVD/EIG}}$)	12.6 (+6.6dB/+110%)	14.9 (+2.3dB/+18%)	17.4 (+4.8dB/+38%)
Optimal	16.6 (+10.6dB/+176%)	19 (+2.4dB/+15%)	21.7 (+5.1dB/+31%)

TABLE 6.6 – Nombre d'opérations pour déterminer le précodeur et le combineur pour une largeur de bande passante de 50 MHz et sous contrainte des paramètres de simulation décrits dans la Table 6.3

Nombre d'opérations	$N_T = 16$	$N_T = 32$	$N_T = 64$
PSMP	1.58×10^3	2.64×10^3 ($\times 1.6$)	4.75×10^3 ($\times 3$)
PCMP	8.45×10^3 ($\times 5.3$)	1.69×10^4 ($\times 2$)	3.38×10^4 ($\times 4$)
PDCP($\mathbf{f}_{\text{EIG}}$)	8.72×10^4 ($\times 55$)	3.31×10^5 ($\times 3.8$)	1.40×10^6 ($\times 16$)
PDCP($\mathbf{f}_{\text{SVD}}$)	2.28×10^5 ($\times 144$)	5.11×10^5 ($\times 2.2$)	1.45×10^6 ($\times 6.4$)

TABLE 6.7 – Durée d'établissement de lien sous contrainte des paramètres de simulation décrits dans la Table 6.3

Durée d'établissement de lien (ms)	$N_T = 16$	$N_T = 32$	$N_T = 64$
PSMP	1.12	1.41 ($\times 1.3$)	1.98 ($\times 1.8$)
PCMP	2.85 ($\times 2.5$)	5.42 ($\times 1.9$)	10.56 ($\times 3.7$)
PDCP	5.07 ($\times 4.5$)	7.35 ($\times 1.4$)	11.92 ($\times 2.35$)

Chapitre 7

Procédure séquentielle de formation de faisceau analogique s'appuyant sur la composante principale du canal de transmission

Au cours du chapitre précédent, nous avons analysé l'intérêt de s'appuyer sur la composante principale du canal de transmission dans des scénarios NLOS. Il a été vu que cette approche est performante en matière de robustesse de lien, mais a pour inconvénient d'être longue à mettre en oeuvre et nécessite de nombreux calculs. Dans ce septième chapitre, nous développons une Procédure Séquentielle de Détermination de la Composante Principale (PSDCP) qui vise à exploiter la composante principale du canal de transmission, tout en limitant la complexité de calculs et la durée d'établissement de lien. La Section 7.1 commence par décrire la nouvelle procédure PSDCP et évalue sa pertinence selon les trois critères de performances définis lors du Chapitre 6. Une procédure PSDCP de complexité réduite est ensuite proposée en Section 7.2 et est évaluée selon ces mêmes critères. Finalement, les performances des diverses procédures sont analysées pour un retour d'informations de longueur finie en Section 7.3.

7.1 Procédure séquentielle de détermination de la composante principale (PSDCP)

Les étapes de traitements de la procédure PSDCP que nous proposons sont tout d'abord décrites au cours de la Section 7.1.1. La complexité de cette nouvelle procédure est ensuite analysée en Section 7.1.2 selon les caractéristiques des dictionnaires de précodage et de combinaison implémentés. À l'instar du Chapitre 6, la durée d'établissement de lien est évaluée en Section 7.1.3 selon un ensemble de contraintes spécifiées par la norme 5G NR. Finalement, la robustesse de lien de la procédure PSDCP est présentée en Section 7.1.4 pour divers paramètres système.

7.1.1 Description de la procédure

La procédure PSDCP présentée au cours de cette section vise à fournir une solution qui s'appuie sur la composante principale du canal de transmission et dont la complexité et la durée d'établissement de lien autorisent une mise en oeuvre pratique.

La procédure PSDCP se découpe en 7 grandes étapes. De par sa nature séquentielle, les étapes 1-2 et 4-6 de la procédure PSDCP que nous proposons sont similaires à la procédure PSMP (Section 6.2.1). Par ailleurs, les étapes 3 et 7 de la procédure PSDCP sont proches de l'étape 3 de la PDCP (Section 6.2.3), du fait du calcul de la composante principale du canal de transmission. La procédure PSDCP se décompose plus précisément comme suit :

- 1ère étape : Indication du déclenchement de la procédure de balayage de faisceaux à l'émission par l'intermédiaire du canal PDCCH.
- 2ème étape : Après N_{BST} symboles OFDM, N_{Tx} ressources pilotes sont transmises par l'émetteur. Chaque ressource pilote est filtrée spatialement à l'émission par l'un des précodeurs $\underline{\mathbf{f}}_i \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$, qui est contenu dans le dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}} = [\underline{\mathbf{f}}_1, \dots, \underline{\mathbf{f}}_{N_{\text{Tx}}}] \in \mathbb{C}^{N_T \times N_{\text{Tx}}}$. Ces ressources pilotes sont mesurées par le récepteur pour un combineur initial $\underline{\mathbf{w}}_0$ fixe qui réalise un filtrage spatial en réception. À l'issue de cette étape, N_{Tx} canaux de transmission effectifs de la forme $h_{\text{eff},i}^{\text{Tx}}[k_{\text{RP}}] = \underline{\mathbf{w}}_0^H \mathbf{H}[k_{\text{RP}}] \underline{\mathbf{f}}_i$ sont connus du récepteur. Ceux-ci sont concaténés dans le vecteur $\mathbf{h}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}[k_{\text{RP}}] \in \mathbb{C}^{1 \times N_{\text{Tx}}}$ qui s'exprime,

$$\mathbf{h}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}[k_{\text{RP}}] = [h_{\text{eff},1}^{\text{Tx}}[k_{\text{RP}}], \dots, h_{\text{eff},N_{\text{Tx}}}^{\text{Tx}}[k_{\text{RP}}]] = \underline{\mathbf{w}}_0^H \mathbf{H}[k_{\text{RP}}] \underline{\mathbf{F}}. \quad (7.1)$$

- 3ème étape : Le précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$ est déterminé à partir du précodeur non-contraint $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}^*$, qui maximise la puissance du signal reçu par combinaison linéaire des précodeurs $\underline{\mathbf{f}}_i$. Afin de déterminer $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}^*$, le précodeur non-contraint $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$ est tout d'abord écrit sous sa forme générale,

$$\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}} = \underline{\mathbf{F}} \mathbf{F}_N \tilde{\mathbf{f}}, \quad (7.2)$$

où $\mathbf{F}_N = (\underline{\mathbf{F}}^H \underline{\mathbf{F}})^{-\frac{1}{2}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Tx}} \times N_{\text{Tx}}}$ assure la normalisation en puissance du précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$ et où $\tilde{\mathbf{f}}$ est le vecteur d'optimisation non-contraint qui combine les précodeurs $\underline{\mathbf{f}}_i$. Par conséquent, le problème d'optimisation à résoudre est le suivant,

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{f}}^* &= \arg \max_{\tilde{\mathbf{f}}} \sum_{k=1}^{K_{\text{RP}}} |\mathbf{h}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}[k_{\text{RP}}] \mathbf{F}_N \tilde{\mathbf{f}}|^2 \\ &= \arg \max_{\tilde{\mathbf{f}}} \tilde{\mathbf{f}}^H \mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0} \tilde{\mathbf{f}}, \end{aligned} \quad (7.3)$$

où,

$$\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0} = \mathbf{F}_N^H \left(\sum_{k=1}^{K_{\text{RP}}} \mathbf{h}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^H[k_{\text{RP}}] \mathbf{h}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}[k_{\text{RP}}] \right) \mathbf{F}_N \in \mathbb{C}^{N_{\text{Tx}} \times N_{\text{Tx}}}. \quad (7.4)$$

Comme il a été vu précédemment pour la procédure PDCP (Section 6.2.3), la solution optimale non-contrainte $\tilde{\mathbf{f}}^*$ du problème d'optimisation défini par l'équation (7.3) est le vecteur propre principal de $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}$, noté $\mathbf{p}_1(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0) \in \mathbb{C}^{N_{\text{Tx}} \times 1}$. Par conséquent, le précodeur optimal non-contraint $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}^*$ s'écrit $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}^* = \underline{\mathbf{F}} \mathbf{F}_N \mathbf{p}_1(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$. Le précodeur sous-optimal $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$ est directement obtenu en récupérant l'argument de chacune des entrées de $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}^*$ puis en le quantifiant selon la résolution des déphaseurs du réseau d'antennes d'émission. Ainsi,

$$\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}} = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \exp(j \Delta_{q_{\text{tx}}} \text{round}(\angle \underline{\mathbf{F}} \mathbf{F}_N \mathbf{p}_1(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0) / \Delta_{q_{\text{tx}}}). \quad (7.5)$$

- 4ème étape : Après N_{BRT}^X symboles OFDM, le récepteur transmet les N_T commandes de déphasage sur le PUSCH. L'émetteur reconstruit le précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$ à partir de celles-ci.
- 5ème étape : Indication du déclenchement de la procédure de balayage de faisceaux en réception par l'intermédiaire du canal PDCCH.
- 6ème étape : Après N_{BST} symboles OFDM, N_{Rx} ressources pilotes sont transmises par l'émetteur. Celles-ci sont filtrées spatialement à l'émission par le précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$. Chaque ressource pilote est mesurée par l'un des filtres spatiaux de réception $\underline{\mathbf{w}}_j \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$, qui est contenu dans le dictionnaire de combinaison $\underline{\mathbf{W}} = [\underline{\mathbf{w}}_1, \dots, \underline{\mathbf{w}}_{N_{\text{Rx}}}] \in \mathbb{C}^{N_R \times N_{\text{Rx}}}$. À l'issue de cette étape, N_{Rx} canaux de transmission effectifs de la forme $h_{\text{eff},j}^{\text{Rx}}[k_{\text{RP}}] = \underline{\mathbf{w}}_j^H \mathbf{H}[k_{\text{RP}}] \underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$ sont connus du récepteur. À l'instar de la 2ème étape, ceux-ci sont concaténés dans le vecteur $\mathbf{h}_{\underline{\mathbf{W}}, \underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}}[k_{\text{RP}}] = \underline{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}[k_{\text{RP}}] \underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Rx}} \times 1}$.

- 7ème étape : Le combineur $\underline{\underline{\mathbf{w}}}_{\text{EIG}}$ est déterminé à partir du combineur non-contraint $\mathbf{w}_{\text{EIG}}^*$, qui maximise la puissance du signal reçu par combinaison linéaire des combineurs $\underline{\underline{\mathbf{w}}}_j$. Les traitements réalisés sont strictement identiques à ceux effectués lors de la 3ème étape. Par conséquent, le combineur sous-optimal $\underline{\underline{\mathbf{w}}}_{\text{EIG}}$ s'exprime,

$$\underline{\underline{\mathbf{w}}}_{\text{EIG}} = \frac{1}{\sqrt{N_R}} \exp(j\Delta_{q_{\text{rx}}} \text{round}(\angle(\underline{\underline{\mathbf{W}}}\underline{\underline{\mathbf{W}}}_N \mathbf{p}_1(\underline{\underline{\mathbf{W}}}, \underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}))/\Delta_{q_{\text{rx}})}). \quad (7.6)$$

où $\underline{\underline{\mathbf{W}}}_N = (\underline{\underline{\mathbf{W}}}^H \underline{\underline{\mathbf{W}}})^{-\frac{1}{2}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Rx}} \times N_{\text{Rx}}}$ est la matrice de normalisation de puissance et $\mathbf{p}_1(\underline{\underline{\mathbf{W}}}, \underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}) \in \mathbb{C}^{N_{\text{Rx}} \times 1}$ est le vecteur propre principal de la matrice de covariance large bande $\underline{\underline{\mathbf{R}}}_{\underline{\underline{\mathbf{W}}}, \underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Rx}} \times N_{\text{Rx}}}$ qui s'exprime,

$$\underline{\underline{\mathbf{R}}}_{\underline{\underline{\mathbf{W}}}, \underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}} = \underline{\underline{\mathbf{W}}}_N^H \left(\sum_{k=1}^{K_{\text{RP}}} \mathbf{h}_{\underline{\underline{\mathbf{W}}}, \underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}}[k_{\text{RP}}] \mathbf{h}_{\underline{\underline{\mathbf{W}}}, \underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}}^H[k_{\text{RP}}] \right) \underline{\underline{\mathbf{W}}}_N. \quad (7.7)$$

Par la suite, les données utilisateurs sont précodées par $\underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}$ et combinées en réception par $\underline{\underline{\mathbf{w}}}_{\text{EIG}}$.

7.1.2 Évaluation de la complexité des traitements

Dans cette section, nous évaluons la complexité du calcul du précodeur $\underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}$ et du combineur $\underline{\underline{\mathbf{w}}}_{\text{EIG}}$. Comme précisé au cours de la section précédente, les traitements nécessaires à leur obtention sont strictement les mêmes dans les deux cas. Par conséquent, nous décrivons ici uniquement la démarche d'évaluation de la complexité pour le précodeur. Cette complexité se divise en 4 traitements majeurs :

- Calcul de la matrice de normalisation $\underline{\underline{\mathbf{F}}}_N$
- Calcul de la matrice de covariance large bande $\underline{\underline{\mathbf{R}}}_{\underline{\underline{\mathbf{F}}}, \underline{\underline{\mathbf{w}}}_0}$
- Décomposition en vecteurs propres de la matrice $\underline{\underline{\mathbf{R}}}_{\underline{\underline{\mathbf{F}}}, \underline{\underline{\mathbf{w}}}_0}$
- Calcul du précodeur $\underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}$ par l'intermédiaire du précodeur non-contraint $\underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}^*$

L'évaluation de la complexité de ces étapes est détaillée dans les paragraphes qui suivent, en portant une attention particulière aux caractéristiques du dictionnaire de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$. En particulier, nous considérons un dictionnaire de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ constitué de précodeurs linéairement indépendants qui sont soit orthogonaux, soit non-orthogonaux.

7.1.2.1 Calcul de la matrice de normalisation $\underline{\underline{\mathbf{F}}}_N$

Nous discriminons ici le cas où le dictionnaire de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ est composé de précodeurs orthogonaux, de celui où $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ est composé de précodeurs non-orthogonaux.

Le dictionnaire de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ est composé de précodeurs orthogonaux

Si le dictionnaire de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ est composé de précodeurs orthogonaux alors $\underline{\underline{\mathbf{F}}}^H \underline{\underline{\mathbf{F}}} = \mathbf{I}_{N_{\text{Tx}}}$. Il s'ensuit que $\underline{\underline{\mathbf{F}}}_N = (\underline{\underline{\mathbf{F}}}^H \underline{\underline{\mathbf{F}}})^{-\frac{1}{2}} = \mathbf{I}_{N_{\text{Tx}}}$. Le calcul de la matrice de normalisation $\underline{\underline{\mathbf{F}}}_N$ n'est donc pas nécessaire lorsque le dictionnaire de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ est composé de précodeurs orthogonaux. Par conséquent, la complexité est nulle dans un tel cas de figure ($\mathcal{O}_{\underline{\underline{\mathbf{F}}}_N}^O = \mathcal{O}(0)$).

Le dictionnaire de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ est composé de précodeurs non-orthogonaux

Si le dictionnaire de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ est composé de précodeurs non-orthogonaux, la matrice de normalisation $\underline{\underline{\mathbf{F}}}_N$ peut être calculée à l'aide de la relation suivante [116],

$$\underline{\underline{\mathbf{F}}}_N = (\underline{\underline{\mathbf{F}}}^H \underline{\underline{\mathbf{F}}})^{-\frac{1}{2}} = \mathbf{P} \mathbf{D}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{P}^H, \quad (7.8)$$

où $\mathbf{P} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Tx}} \times N_{\text{Tx}}}$ et $\mathbf{D} = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_{N_{\text{Tx}}}) \in \mathbb{R}^{N_{\text{Tx}} \times N_{\text{Tx}}}$ contiennent respectivement les vecteurs propres et les valeurs propres de la matrice hermitienne $\underline{\underline{\mathbf{F}}}^H \underline{\underline{\mathbf{F}}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Tx}} \times N_{\text{Tx}}}$. Le calcul de $\mathbf{F}_N$ se réalise en 3 étapes :

1. Calcul du produit matriciel $\underline{\underline{\mathbf{F}}}^H \underline{\underline{\mathbf{F}}}$: $\mathcal{O}_{\underline{\underline{\mathbf{F}}}^H \underline{\underline{\mathbf{F}}}} = \mathcal{O}\left(N_T N_{\text{Tx}} \frac{N_{\text{Tx}}+1}{2}\right)$.
2. Décomposition en vecteurs propres de $\underline{\underline{\mathbf{F}}}^H \underline{\underline{\mathbf{F}}}$: $\mathcal{O}_{\text{EIG}}^{N_{\text{Tx}}} = \mathcal{O}(N_{\text{Tx}}^3)$.
3. Calcul du produit matriciel $\mathbf{P} \mathbf{D}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{P}^H$: $\mathcal{O}_{\text{PM}}^{(1)} = \mathcal{O}\left(N_{\text{Tx}}^2 \left(1 + \frac{N_{\text{Tx}}+1}{2}\right) + 2N_{\text{Tx}}\right)$.
 - Calcul de $\mathbf{D}^{-\frac{1}{2}}$: Puisque $\mathbf{D}$ est diagonale, N_{Tx} calculs de racine carré et N_{Tx} divisions sont nécessaires. Par conséquent, la complexité est de $\mathcal{O}(2N_{\text{Tx}})$.
 - Calcul de $\mathbf{A} = \mathbf{P} \mathbf{D}^{-\frac{1}{2}}$: Puisque $\mathbf{D}^{-\frac{1}{2}}$ est diagonale, N_{Tx}^2 multiplications sont nécessaires pour le calcul de $\mathbf{P} \mathbf{D}^{-\frac{1}{2}}$. Par conséquent, la complexité est de $\mathcal{O}(N_{\text{Tx}}^2)$.
 - Calcul de $\mathbf{A} \mathbf{P}^H$: Puisque la matrice $\mathbf{F}_N$ est hermitienne (7.8), la complexité du produit matriciel $\mathbf{A} \mathbf{P}^H$ est de $\mathcal{O}\left(N_{\text{Tx}}^2 \frac{N_{\text{Tx}}+1}{2}\right)$.

Finalement, la complexité du calcul de la matrice de normalisation $\mathbf{F}_N$, pour un dictionnaire de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ composé de précodeurs non-orthogonaux, s'exprime,

$$\begin{aligned} \mathcal{O}_{\mathbf{F}_N}^{\text{NO}} &= \mathcal{O}_{\underline{\underline{\mathbf{F}}}^H \underline{\underline{\mathbf{F}}}} + \mathcal{O}_{\text{EIG}}^{N_{\text{Tx}}} + \mathcal{O}_{\text{PM}}^{(1)}, \\ &= \mathcal{O}\left(N_{\text{Tx}} \left[(N_{\text{Tx}} + 1) \left(\frac{N_T + N_{\text{Tx}}}{2} + N_{\text{Tx}} \right) + 2 \right] \right). \end{aligned} \quad (7.9)$$

Il est important de noter que le calcul de $\mathbf{F}_N$ n'est pas nécessairement effectué à chaque réalisation de la procédure PSDCP. En effet, si le dictionnaire de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ est le même d'une réalisation à l'autre, la matrice de normalisation $\mathbf{F}_N$ est inchangée. Ainsi, cette dernière matrice peut simplement être stockée après avoir été calculée une première fois.

7.1.2.2 Calcul de la matrice de covariance large bande $\mathbf{R}_{\underline{\underline{\mathbf{F}}}, \underline{\underline{\mathbf{w}}}_0}$

De nouveau, nous discriminons le cas où le dictionnaire de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ est composé de précodeurs orthogonaux, de celui où $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ est composé de précodeurs non-orthogonaux.

Le dictionnaire de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ est composé de précodeurs orthogonaux

Si le dictionnaire de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ est composé de précodeurs orthogonaux, alors la matrice de normalisation $\mathbf{F}_N$ est égale à la matrice identité $\mathbf{I}_{N_{\text{Tx}}}$. Par conséquent, le calcul de la matrice de covariance large bande $\mathbf{R}_{\underline{\underline{\mathbf{F}}}, \underline{\underline{\mathbf{w}}}_0}$ (7.4) se réduit à,

$$\tilde{\mathbf{R}}_{\underline{\underline{\mathbf{F}}}, \underline{\underline{\mathbf{w}}}_0} = \sum_{k=1}^{K_{\text{RP}}} \mathbf{h}_{\underline{\underline{\mathbf{F}}}, \underline{\underline{\mathbf{w}}}_0}^H[k_{\text{RP}}] \mathbf{h}_{\underline{\underline{\mathbf{F}}}, \underline{\underline{\mathbf{w}}}_0}[k_{\text{RP}}], \quad (7.10)$$

dont la complexité $\mathcal{O}_{\mathbf{R}_{\underline{\underline{\mathbf{F}}}, \underline{\underline{\mathbf{w}}}_0}}^{\text{O}}$ est de,

$$\mathcal{O}_{\mathbf{R}_{\underline{\underline{\mathbf{F}}}, \underline{\underline{\mathbf{w}}}_0}}^{\text{O}} = \mathcal{O}\left(K_{\text{RP}} N_{\text{Tx}} \frac{N_{\text{Tx}} + 1}{2}\right). \quad (7.11)$$

Le dictionnaire de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ est composé de précodeurs non-orthogonaux

À partir des équations (7.4) et (7.10), la matrice de covariance large bande $\mathbf{R}_{\underline{\underline{\mathbf{F}}}, \underline{\underline{\mathbf{w}}}_0}$ s'exprime,

$$\mathbf{R}_{\underline{\underline{\mathbf{F}}}, \underline{\underline{\mathbf{w}}}_0} = \mathbf{F}_N^H \tilde{\mathbf{R}}_{\underline{\underline{\mathbf{F}}}, \underline{\underline{\mathbf{w}}}_0} \mathbf{F}_N, \quad (7.12)$$

où la complexité du calcul de $\tilde{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}$ est donnée par l'équation (7.11). En s'appuyant sur le caractère hermitien de la matrice $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}$, la complexité $\mathcal{O}_{\text{PM}}^{(2)}$ du produit matriciel (7.12) s'écrit,

$$\mathcal{O}_{\text{PM}}^{(2)} = \mathcal{O} \left(N_{\text{Tx}}^2 \frac{3N_{\text{Tx}} + 1}{2} \right). \quad (7.13)$$

Finalement, la complexité du calcul de $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}$, pour un dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}}$ composé de précodeurs non-orthogonaux, s'exprime,

$$\begin{aligned} \mathcal{O}_{\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}}^{\text{NO}} &= \mathcal{O}_{\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}}^{\text{O}} + \mathcal{O}_{\text{PM}}^{(2)}, \\ &= \mathcal{O} \left(K_{\text{RP}} N_{\text{Tx}} \frac{N_{\text{Tx}} + 1}{2} + N_{\text{Tx}}^2 \frac{3N_{\text{Tx}} + 1}{2} \right). \end{aligned} \quad (7.14)$$

7.1.2.3 Décomposition en vecteurs propres de la matrice $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}$

Indépendamment de l'orthogonalité ou non des précodeurs qui composent $\underline{\mathbf{F}}$, la complexité de la décomposition de $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Tx}} \times N_{\text{Tx}}}$ en vecteurs propres est de $\mathcal{O}_{\text{EIG}}^{N_{\text{Tx}}} = \mathcal{O}(N_{\text{Tx}}^3)$.

7.1.2.4 Calcul du précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$ par l'intermédiaire du précodeur non-contraint $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}^*$

La complexité du produit matriciel $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}^* = \underline{\mathbf{F}} \mathbf{F}_{\text{NP}_1}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$, nécessaire à l'obtention du précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$, dépend de l'orthogonalité ou non des précodeurs qui composent le dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}}$. Dans les deux cas, le coût pour déterminer $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$, une fois que $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}^*$ est connu, est de l'ordre de $\mathcal{O}_{\text{QP}} = \mathcal{O}(N_T)$ du fait de la quantification de phase des N_T entrées qui composent ce dernier vecteur.

Le dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}}$ est composé de précodeurs orthogonaux

Si le dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}}$ est composé de précodeurs orthogonaux, alors la matrice de normalisation $\mathbf{F}_{\text{N}}$ est égale à la matrice identité $\mathbf{I}_{N_{\text{Tx}}}$. Par conséquent, le calcul de $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}^*$ se réduit au produit matriciel $\underline{\mathbf{F}} \mathbf{p}_1(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$, dont la complexité est de $\mathcal{O}_{\text{PM}}^{\text{O}, N_{\text{Tx}}} = \mathcal{O}(N_T N_{\text{Tx}})$. La complexité $\mathcal{O}_{\text{PM}+\text{QP}}^{\text{O}, N_{\text{Tx}}}$ du produit matriciel et de la quantification de phase des entrées du précodeur est donc de,

$$\begin{aligned} \mathcal{O}_{\text{PM}+\text{QP}}^{\text{O}, N_{\text{Tx}}} &= \mathcal{O}_{\text{PM}}^{\text{O}, N_{\text{Tx}}} + \mathcal{O}_{\text{QP}}, \\ &= \mathcal{O}(N_T(N_{\text{Tx}} + 1)). \end{aligned} \quad (7.15)$$

Le dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}}$ est composé de précodeurs non-orthogonaux

En débutant le calcul de $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}^* = \underline{\mathbf{F}} \mathbf{F}_{\text{NP}_1}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$ par la droite, la complexité d'un tel produit matriciel est de $\mathcal{O}_{\text{PM}}^{\text{NO}, N_{\text{Tx}}} = \mathcal{O}(N_{\text{Tx}}(N_{\text{Tx}} + N_T))$. La complexité $\mathcal{O}_{\text{PM}+\text{QP}}^{\text{NO}, N_{\text{Tx}}}$ du produit matriciel et de la quantification de phase des entrées du précodeur est donc de,

$$\begin{aligned} \mathcal{O}_{\text{PM}+\text{QP}}^{\text{NO}, N_{\text{Tx}}} &= \mathcal{O}_{\text{PM}}^{\text{NO}, N_{\text{Tx}}} + \mathcal{O}_{\text{QP}}, \\ &= \mathcal{O}(N_{\text{Tx}}(N_{\text{Tx}} + N_T) + N_T). \end{aligned} \quad (7.16)$$

7.1.2.5 Expression de la complexité du calcul du précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$

Suite aux calculs précédents, nous concluons que la complexité pour obtenir le précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$ s'exprime :

- Pour un dictionnaire de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ composé de précodeurs orthogonaux :

$$\begin{aligned} \mathcal{O}_{\underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}}^{\text{O}} &= \mathcal{O}_{\underline{\mathbf{F}}_{\text{N}}}^{\text{O}} + \mathcal{O}_{\underline{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}}^{\text{O}} + \mathcal{O}_{\text{EIG}}^{N_{\text{Tx}}} + \mathcal{O}_{\text{PM+QP}}^{\text{O}, N_{\text{Tx}}} \\ &= \mathcal{O} \left(N_{\text{Tx}}^3 + \frac{K_{\text{RP}}}{2} N_{\text{Tx}}^2 + \left(N_T + \frac{K_{\text{RP}}}{2} \right) N_{\text{Tx}} + N_T \right). \end{aligned} \quad (7.17)$$

- Pour un dictionnaire de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ composé de précodeurs non-orthogonaux :

$$\begin{aligned} \mathcal{O}_{\underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}}^{\text{NO}} &= \mathcal{O}_{\underline{\mathbf{F}}_{\text{N}}}^{\text{NO}} + \mathcal{O}_{\underline{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}}^{\text{NO}} + \mathcal{O}_{\text{EIG}}^{N_{\text{Tx}}} + \mathcal{O}_{\text{PM+QP}}^{\text{NO}, N_{\text{Tx}}} \\ &= \mathcal{O} \left(4N_{\text{Tx}}^3 + \left(3 + \frac{N_T + K_{\text{RP}}}{2} \right) N_{\text{Tx}}^2 + \left(\frac{3N_T + K_{\text{RP}}}{2} + 2 \right) N_{\text{Tx}} + N_T \right). \end{aligned} \quad (7.18)$$

7.1.2.6 Expression de la complexité de la procédure PSDCP

Dans la suite, la complexité de la procédure PSDCP est donnée dans le cas où les dictionnaires de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ et de combinaison $\underline{\underline{\mathbf{W}}}$ sont composés de précodeurs et de combineurs orthogonaux ou non-orthogonaux. Pour ce faire, la complexité du calcul du combineur $\underline{\underline{\mathbf{w}}}_{\text{EIG}}$ est déterminée dans ces deux cas de figure.

Expression de la complexité du calcul du combineur $\underline{\underline{\mathbf{w}}}_{\text{EIG}}$

La complexité du calcul du combineur $\underline{\underline{\mathbf{w}}}_{\text{EIG}}$ est obtenue par simple identification à partir des équations (7.17) et (7.18). Celle-ci s'exprime :

- Pour un dictionnaire de combinaison $\underline{\underline{\mathbf{W}}}$ composé de combineurs orthogonaux :

$$\mathcal{O}_{\underline{\underline{\mathbf{w}}}_{\text{EIG}}}^{\text{O}} = \mathcal{O} \left(N_{\text{Rx}}^3 + \frac{K_{\text{RP}}}{2} N_{\text{Rx}}^2 + \left(N_R + \frac{K_{\text{RP}}}{2} \right) N_{\text{Rx}} + N_R \right). \quad (7.19)$$

- Pour un dictionnaire de combinaison $\underline{\underline{\mathbf{W}}}$ composé de combineurs non-orthogonaux :

$$\mathcal{O}_{\underline{\underline{\mathbf{w}}}_{\text{EIG}}}^{\text{NO}} = \mathcal{O} \left(4N_{\text{Rx}}^3 + \left(3 + \frac{N_R + K_{\text{RP}}}{2} \right) N_{\text{Rx}}^2 + \left(\frac{3N_R + K_{\text{RP}}}{2} + 2 \right) N_{\text{Rx}} + N_R \right). \quad (7.20)$$

Expression de la complexité globale

Finalement, la complexité de la procédure PSDCP, qui nécessite le calcul du précodeur $\underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}$ puis du combineur $\underline{\underline{\mathbf{w}}}_{\text{EIG}}$, s'exprime :

- Pour des dictionnaires de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ et de combinaison $\underline{\underline{\mathbf{W}}}$ respectivement composés de précodeurs et de combineurs orthogonaux :

$$\mathcal{O}_{\text{PSDCP}}^{\text{O}} = \mathcal{O}_{\underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}}^{\text{O}} + \mathcal{O}_{\underline{\underline{\mathbf{w}}}_{\text{EIG}}}^{\text{O}}, \quad (7.21)$$

où $\mathcal{O}_{\underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}}^{\text{O}}$ et $\mathcal{O}_{\underline{\underline{\mathbf{w}}}_{\text{EIG}}}^{\text{O}}$ sont donnés par les équations (7.17) et (7.19).

- Pour des dictionnaires de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ et de combinaison $\underline{\underline{\mathbf{W}}}$ respectivement composés de précodeurs et de combineurs non-orthogonaux :

$$\mathcal{O}_{\text{PSDCP}}^{\text{NO}} = \mathcal{O}_{\underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}}^{\text{NO}} + \mathcal{O}_{\underline{\underline{\mathbf{w}}}_{\text{EIG}}}^{\text{NO}}, \quad (7.22)$$

où $\mathcal{O}_{\underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}}^{\text{NO}}$ et $\mathcal{O}_{\underline{\underline{\mathbf{w}}}_{\text{EIG}}}^{\text{NO}}$ sont donnés par les équations (7.18) et (7.20).

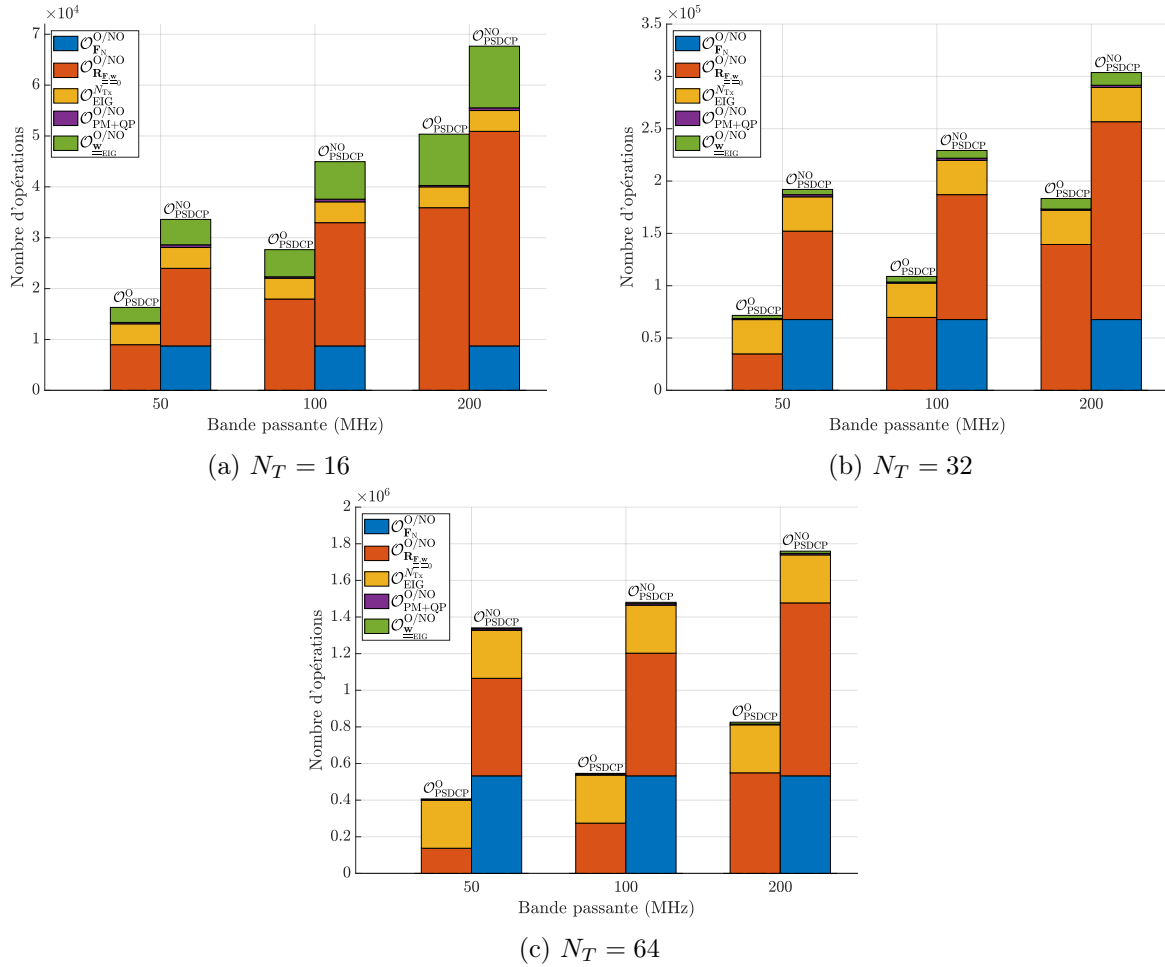


FIGURE 7.1 – Nombre d'opérations réalisées pour déterminer le précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$ et le combineur $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}}$ à l'aide de la procédure PSDCP, pour des dictionnaires composés de précodeurs et combineurs orthogonaux ($\mathcal{O}_{\text{PSDCP}}^{\text{O}}$) ou non-orthogonaux ($\mathcal{O}_{\text{PSDCP}}^{\text{NO}}$), pour le paramétrage défini en Section 6.2.4

7.1.2.7 Analyse de la complexité de la procédure PSDCP

La Figure 7.1 illustre la complexité de la PSDCP selon la largeur de la bande passante et selon le nombre d'antennes du réseau émetteur pour le paramétrage défini en Section 6.2.4.

Pour le réseau récepteur de $N_R = 8$ antennes qui est considéré, le calcul du combineur $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}}$ ($\mathcal{O}_{\underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}}}^{\text{O/NO}}$) contribue à hauteur de 15 à 20% de la complexité de la procédure PSDCP lorsque le réseau émetteur comprend $N_T = 16$ antennes. Pour des réseaux émetteurs de plus grande taille, la complexité liée au calcul du combineur $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}}$ est faible (2-5% pour $N_T = 32$), voire négligeable (0,4%-1,2% pour $N_T = 64$), devant la complexité de calcul du précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}$.

Pour une valeur de bande passante donnée, l'augmentation du nombre d'antennes N_T du réseau émetteur accroît les proportions de complexité associées à la décomposition en vecteurs propres de $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}$ ($\mathcal{O}_{\text{EIG}}^{N_{\text{Tx}}}$) et au calcul de la matrice de normalisation en puissance $\mathbf{F}_N$ ($\mathcal{O}_{\mathbf{F}_N}^{\text{NO}}$). Pour un nombre d'antennes N_T donné, l'augmentation de la bande passante accroît essentiellement la proportion de complexité associée au calcul de la matrice de covariance large bande $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}$ ($\mathcal{O}_{\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}}^{\text{O/NO}}$). Pour la majorité des configurations, le calcul de $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}$ constitue le traitement le plus complexe à réaliser.

Par ailleurs, l'utilisation de dictionnaires de précodage $\underline{\mathbf{F}}$ et de combinaison $\underline{\mathbf{W}}$ composés de précodeurs et de combineurs orthogonaux conduit à une réduction substantielle de la complexité. Comme indiqué en Table 7.1, la réduction de complexité est au minimum de 25,6% et atteint 69,7% dans la configuration la plus favorable. Les données de la Table 7.1 montrent également

TABLE 7.1 – Comparaison de la complexité de la procédure PSDCP pour des précodeurs et combineurs orthogonaux ($\mathcal{O}_{\text{PSDCP}}^{\text{O}}$) ou non-orthogonaux ($\mathcal{O}_{\text{PSDCP}}^{\text{NO}}$) pour le paramétrage défini en Section 6.2.4

$\mathcal{O}_{\text{PSDCP}}^{\text{O}}$ (Référence : $\mathcal{O}_{\text{PSDCP}}^{\text{NO}}$)	$N_T = 16$	$N_T = 32$	$N_T = 64$
50 MHz	-51.5%	-62.7%	-69.7%
100 MHz	-38.5%	-52.5%	-63.1%
200 MHz	-25.6%	-39.6%	-53.1%

que l'utilisation de précodeurs et de combineurs orthogonaux est d'autant plus intéressante que le nombre d'antennes N_T du réseau émetteur augmente et que la largeur de bande passante diminue. Pour une largeur de bande passante de 50 MHz et un réseau émetteur de $N_T = 64$ antennes, il est notable que le seul calcul de la matrice de normalisation en puissance $\mathbf{F}_N$ ($\mathcal{O}_{\mathbf{F}_N}^{\text{NO}}$) nécessite plus d'opérations que l'intégralité de la procédure PSDCP lorsque celle-ci s'appuie sur des précodeurs et des combineurs orthogonaux ($\mathcal{O}_{\text{PSDCP}}^{\text{O}}$). Du fait de ces observations, les simulations effectuées par la suite sont réalisées en s'appuyant sur des dictionnaires de précodage $\underline{\mathbf{F}}$ et de combinaison $\underline{\mathbf{W}}$ composés de précodeurs et de combineurs orthogonaux.

La complexité des diverses procédures de formation de faisceau analogique est représentée sur la Figure 7.2 pour le paramétrage défini en Section 6.2.4. Plus particulièrement, la Figure 7.2a illustre la complexité des procédures PSMP, PCMP et PDCP, qui ont été présentées au cours du Chapitre 6, et de la procédure PSDCP que nous proposons. La Figure 7.2b illustre quant à elle la complexité de ces trois premières procédures, relativement à la procédure PSDCP. Lorsque des précodeurs et des combineurs orthogonaux sont mis en oeuvre, il est observé que cette dernière procédure permet de réduire la complexité de détermination du précodeur et du combineur d'un facteur 3 à 6 par rapport à la procédure PDCP. Néanmoins, la complexité de la procédure PSDCP reste plus importante que celle des procédures PSMP ou PCMP. Ainsi, ces procédures sont moins complexes d'un facteur 8 à 85 pour la procédure PSMP et d'un facteur 1,5 à 12 pour la procédure PCMP.

La procédure PSDCP autorise une réduction de complexité non négligeable par rapport à la procédure PDCP, qui se base également sur la composante principale du canal de transmission, même si celle-ci reste supérieure à la faible complexité des procédures PSMP et PCMP, qui s'appuient sur des mesures de puissance peu coûteuses.

7.1.3 Évaluation de la durée d'établissement de lien

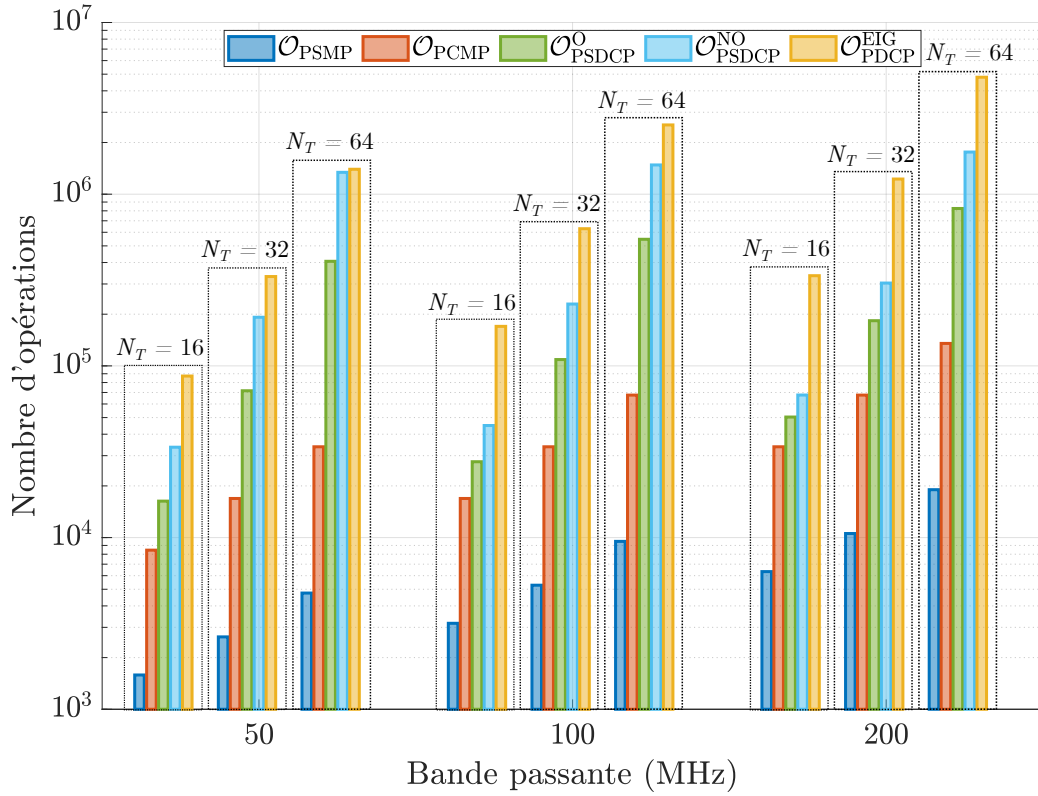
À partir de la procédure en 7 étapes décrite en Section 7.1.1, nous concluons que le nombre de symboles OFDM nécessaires à l'établissement de lien est de :

$$N_{\text{PSDCP}}^{\text{O/NO}} = N_{\text{Tx}} + N_{\text{Rx}} + 2(N_{\text{PDCCH}} + N_{\text{BST}}) + N_{\text{BRT}}^{\text{EIG/SVD}} + N_{\Delta_{\text{BRT}}}^{\text{EIG/SVD}} + N_{\text{PUSCH}}, \quad (7.23)$$

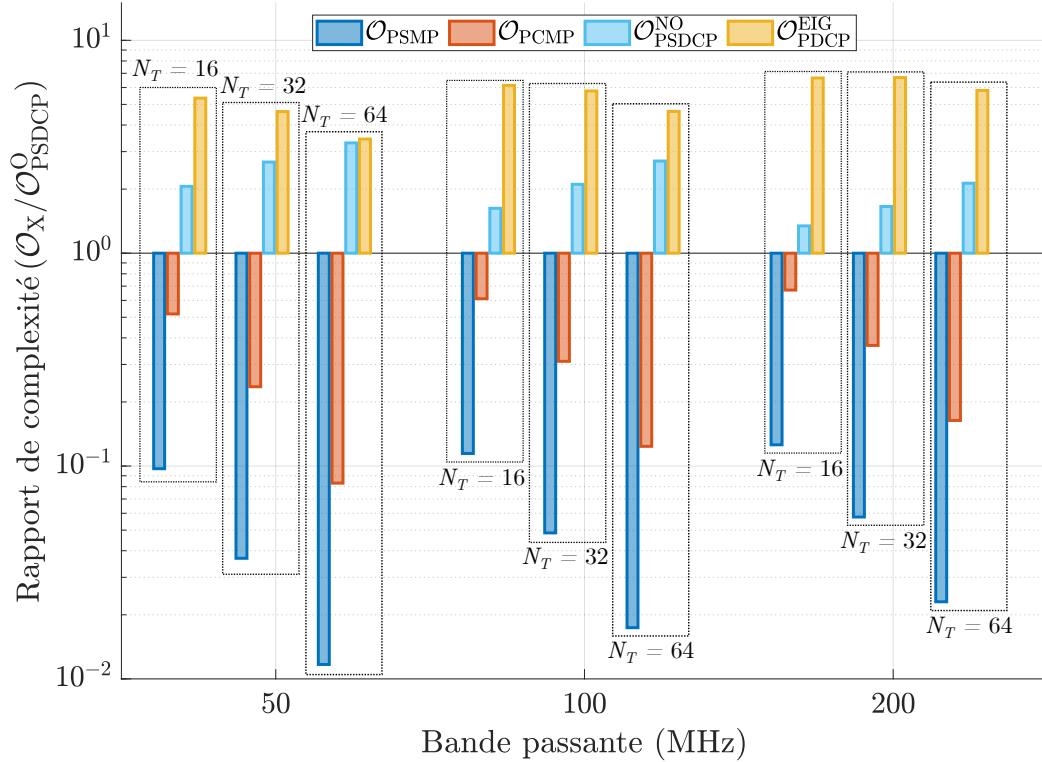
où, comme il a été vu en Section 6.2.3, $N_{\text{BRT}}^{\text{EIG/SVD}} = 140$ et $N_{\Delta_{\text{BRT}}}^{\text{EIG/SVD}}$ désignent le nombre de symboles nécessaires au *beamReportTiming* lorsque le retour d'informations s'appuie sur le calcul des vecteurs propres du canal de transmission. Nous rappelons que $N_{\Delta_{\text{BRT}}}^{\text{EIG/SVD}}$ est difficile à estimer précisément et que l'influence de ce paramètre sur la durée d'établissement de lien est réservée à des études ultérieures. À l'instar des autres procédures, la durée nécessaire à l'établissement de lien s'écrit,

$$T_{\text{PSDCP}}^{\text{O/NO}} = N_{\text{PSDCP}}^{\text{O/NO}} \times T_s(\Delta_f), \quad (7.24)$$

où $T_s(\Delta_f)$ correspond à la durée d'un symbole OFDM avec intervalle de garde.

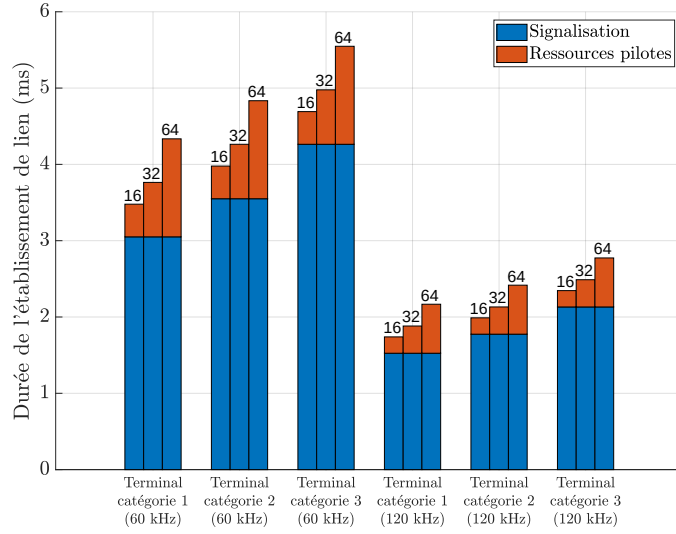


(a) Nombre d'opérations réalisées pour déterminer le précodeur et le combineur

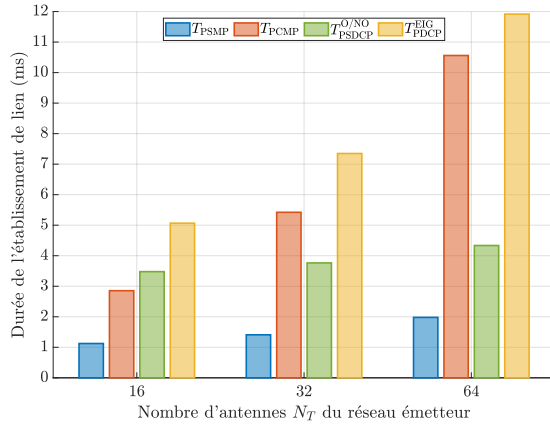


(b) Rapport de complexité par rapport à la procédure PSDCP qui s'appuie sur des précodeurs et combineurs orthogonaux

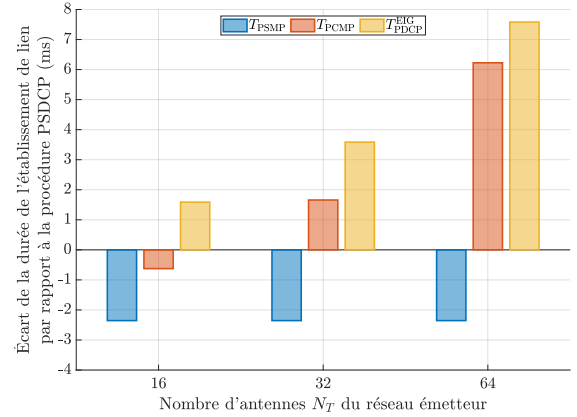
FIGURE 7.2 – Analyse comparative de la complexité des traitements des procédures PSMP, PCMP, PSDCP et PDCP pour le paramétrage défini en Section 6.2.4



(a) Durée d'établissement de lien de la procédure PSDCP selon la capacité de calculs du terminal, le nombre N_{Tx} de faisceaux d'émission mesurés et l'écart inter-porteuse



(b) Durée d'établissement de lien des procédures PSMP, PCMP, PSDCP et PDCP



(c) Écart de la durée d'établissement de lien des procédures PSMP, PCMP et PDCP avec la procédure PSDCP

FIGURE 7.3 – Analyse comparative de la durée d'établissement de lien des procédures PSMP, PCMP, PSDCP et PDCP pour le paramétrage défini en Section 6.2.4

La durée d'établissement de lien des diverses procédures de formation de faisceau analogique est représentée sur la Figure 7.3. Plus particulièrement, la Figure 7.3a illustre la durée d'établissement de lien de la procédure PSDCP pour les trois catégories de terminaux, en considérant un écart inter-porteuse de 60 kHz ou 120 kHz. Les autres paramètres de simulation considérés sont identiques à ceux décrits pour les procédures PSMP, PCMP et PDCP en Section 6.2.4. Sur cette illustration, nous observons que la durée d'établissement de lien est essentiellement causée par la signalisation, notamment en raison des 140 symboles OFDM qui doivent être respectés ($N_{BRT}^{EIG/SVD}$) entre la mesure des ressources pilotes et le retour d'informations. En outre, les Figures 7.3b et 7.3c illustrent la durée d'établissement de lien des procédures PSMP, PCMP, PSDCP et PDCP pour le paramétrage défini en Section 6.2.4. Il apparaît que la procédure PSDCP réduit significativement la durée d'établissement de lien par rapport à la procédure PDCP, notamment pour les configurations à $N_T = 32$ et $N_T = 64$ antennes pour lesquelles le gain respectif est de 3,6 ms et de 7,6 ms. Par ailleurs, la durée d'établissement de lien est plus faible avec la procédure PSDCP qu'avec la procédure PCMP pour ces deux configurations antennaires, du fait du plus faible nombre de ressources pilotes transmises. Pour un réseau émet-

teur composé de $N_T = 16$ antennes, la procédure PCMP est plus rapide, bien que le nombre de ressources pilotes transmises soit plus important, en raison de la faible complexité des traitements mis en oeuvre. Pour cette même raison, la procédure PSMP est plus rapide de 2,4 ms que la procédure PSDCP.

La procédure PSDCP est une solution efficace pour réduire la durée d'établissement de lien de la procédure PDCP. Cette procédure est également plus rapide que la procédure PCMP pour des réseaux émetteurs composés de $N_T = 32$ ou $N_T = 64$ antennes. Néanmoins, la procédure PSDCP n'atteint pas les performances de la procédure PSMP du point de vue de la durée d'établissement de lien. Ce résultat s'explique par la plus faible complexité des traitements à effectuer pour la mise en oeuvre de la PSMP.

7.1.4 Évaluation de la robustesse du lien

Dans cette section, la robustesse de lien de la procédure PSDCP que nous proposons est comparée à celle des procédures PSMP, PCMP et PDCP. Dans un premier temps, les paramètres de simulation ainsi que les combineurs initiaux considérés sont établis. Dans un second temps, les performances de la procédure PSDCP sans quantification de phase sont étudiées pour les divers combineurs initiaux implémentés. Enfin, les performances de la procédure PSDCP sont analysées comparativement à celles des procédures PSMP, PCMP et PDCP, avec et sans quantification de phase.

7.1.4.1 Paramètres de simulation

L'environnement de simulation décrit en Section 6.3.1, dont les paramètres sont résumés dans la Table 6.3, est ré-exploité à l'identique ici. Les dictionnaires de précodage et de combinaison implémentés pour la procédure PSDCP sont également tirés de la Section 6.3.1 (6.41). Enfin, trois combineurs initiaux sont considérés. Les deux premiers, notés $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EPL}}(\Delta\phi = 0)$ et $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EPQ}}(\Delta_F = 80^\circ, \phi_{\text{max}} = 0^\circ)$, s'appuient respectivement sur une loi de phase linéaire (6.42) et une loi de phase quadratique (6.43). Le troisième combineur initial, noté $\underline{\mathbf{w}}_{\text{SA}}$, réalise une sélection d'antenne en réception. Celui-ci s'exprime,

$$\underline{\mathbf{w}}_{\text{SA}} = \frac{1}{\sqrt{N_R}}[1, 0, \dots, 0]^T \in \mathbb{R}^{N_R \times 1}, \quad (7.25)$$

et a pour avantage d'assurer une couverture uniforme du secteur angulaire en azimut lorsque les antennes qui composent le réseau récepteur sont isotropes (Figure 7.4). Cette solution a pour inconvénient majeur de n'exploiter qu'un seul amplificateur de puissance du réseau, ce qui dégrade la puissance du signal reçu.

7.1.4.2 Influence du combineur initial sur la robustesse du lien

Nous nous intéressons ici à l'influence du combineur initial sur les performances de la procédure PSDCP, sans considérer le phénomène de quantification de phase induit par les déphaseurs des réseaux d'antennes. Les performances obtenues pour un réseau émetteur de $N_T = 32$ antennes et un réseau récepteur de $N_R = 8$ antennes sont représentées sur la Figure 7.5 pour une bande passante de 100 MHz. Sur cette figure, la courbe de référence donne les performances obtenues lorsqu'une antenne isotrope est utilisée à l'émission et en réception. Les courbes PSMP($\mathbf{f}_i^*, \underline{\mathbf{w}}_0$) et PSDCP($\mathbf{f}_{\text{EIG}}, \underline{\mathbf{w}}_0$) illustrent les performances des procédures PSMP et PSDCP pour le combineur $\underline{\mathbf{w}}_0$, après que le précodeur a été déterminé. Les courbes PSMP et PSDCP illustrent quant à elles les performances des procédures PSMP et PSDCP, pour l'un des combineurs initiaux $\underline{\mathbf{w}}_0$, après que la totalité des étapes de la procédure ont été réalisées. Enfin, les courbes PCMP et PDCP donnent les performances respectives de la procédure conjointe de

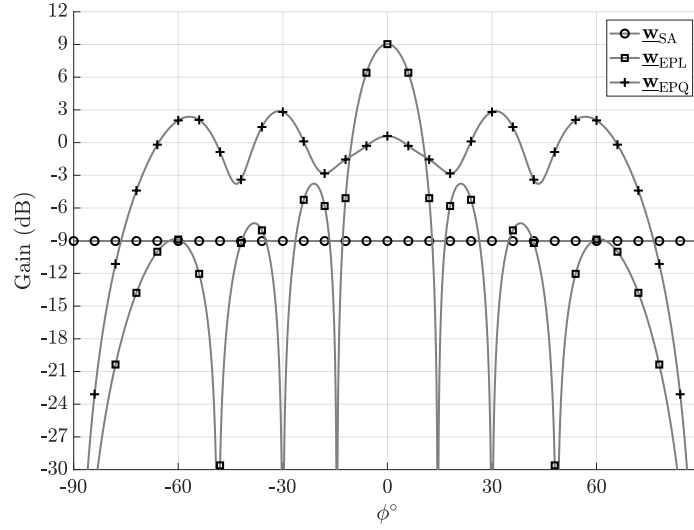


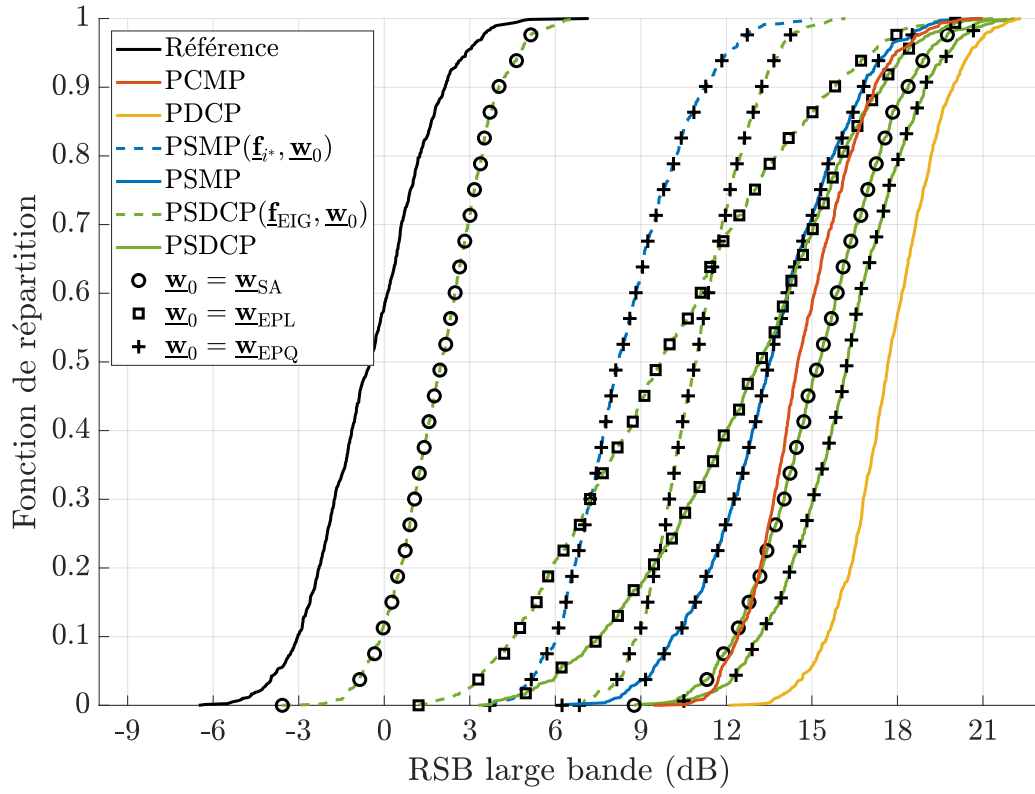
FIGURE 7.4 – Facteur de réseau des combineurs initiaux $\mathbf{w}_{EPL}(\Delta\phi = 0)$, $\mathbf{w}_{EPQ}(\Delta_F = 80^\circ, \phi_{\max} = 0^\circ)$ et $\mathbf{w}_{SA}$ pour un réseau récepteur de $N_R = 8$ antennes

mesures de puissance des faisceaux d'émission et de réception et de la procédure de détermination de la composante principale du canal de transmission. Pour rappel, il a été vu dans le Chapitre 6 que la procédure conjointe PCMP est plus performante que la procédure séquentielle PSMP en matière de robustesse de lien, mais bien moins performante que la procédure PDCP selon ce même critère d'évaluation. La zone de performances visée pour la procédure PSDCP que nous proposons se situe entre les courbes PCMP et PDCP. L'objectif est donc d'obtenir une robustesse de lien supérieure à la procédure PCMP pour une durée d'établissement de lien moins importante (Section 7.1.3).

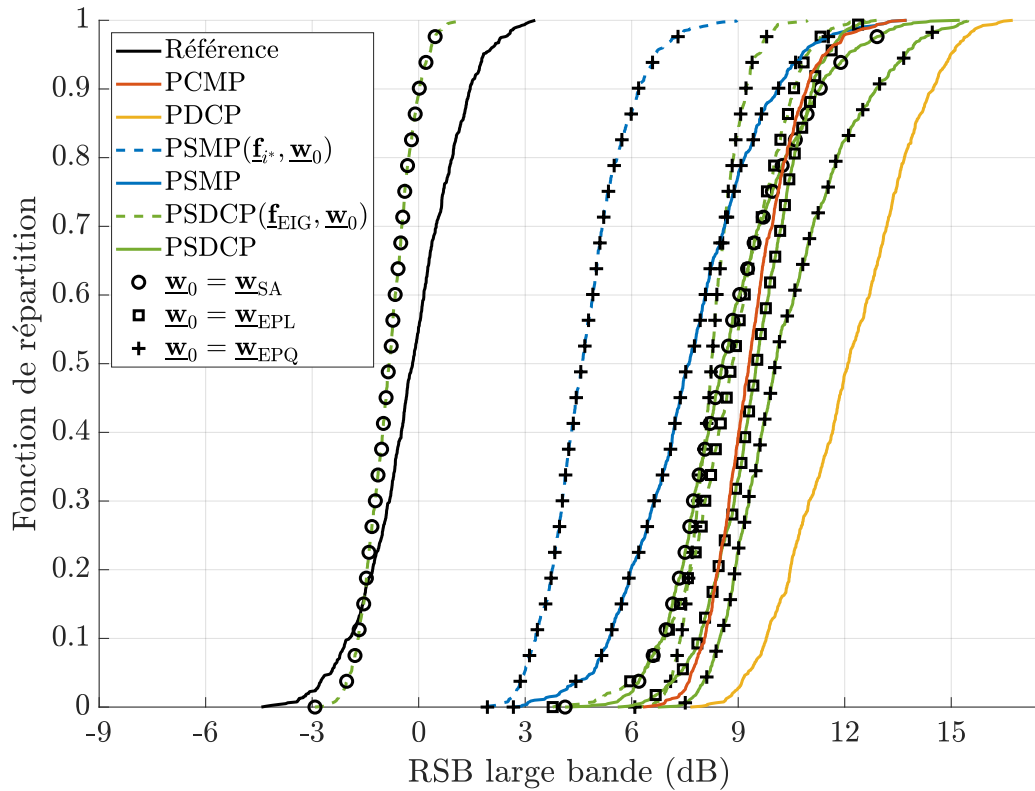
Premièrement, il est observé que les performances de la procédure PSDCP($\mathbf{f}_{EIG}, \mathbf{w}_{SA}$) sont très modestes. La sélection d'antennes entraîne une perte de gain importante en réception qui est difficilement compensée par le précodeur $\mathbf{f}_{EIG}$, qui s'appuie pourtant sur la composante principale du canal de transmission. Ainsi, un système composé d'une simple antenne d'émission et de réception serait tout aussi performant dans un environnement CDL-B.

Deuxièmement, nous remarquons que la procédure PSDCP($\mathbf{f}_{EIG}, \mathbf{w}_{EPL}$) est plus performante que la procédure PSMP($\mathbf{f}_*, \mathbf{w}_{EPQ}$) en CDL-A et même plus performante que la procédure PSMP complète en CDL-B. Ce dernier résultat illustre l'intérêt du calcul de la composante principale du canal de transmission dans les environnements riches en multi-trajets. Par ailleurs, la dispersion du RSB large bande est plus importante en CDL-A qu'en CDL-B avec la procédure PSDCP($\mathbf{f}_{EIG}, \mathbf{w}_{EPL}$). Comme discuté au cours de la Section 6.3.2, ce résultat s'explique par la sensibilité du récepteur à son orientation lorsque le combineur $\mathbf{w}_{EPL}$ est utilisé dans un environnement peu riche et peu dispersif, tel que le modèle CDL-A.

Enfin, nous observons que la procédure PSDCP($\mathbf{f}_{EIG}, \mathbf{w}_{EPQ}$) entraîne une faible dispersion du RSB large bande pour les deux types d'environnement, tout en assurant de bonnes performances. Il est notable que la procédure PSDCP complète est plus performante avec le combineur initial $\mathbf{w}_{EPQ}$ qu'avec les combineurs initiaux $\mathbf{w}_{SA}$ et $\mathbf{w}_{EPL}$. Ce résultat signifie qu'il est bénéfique de calculer le précodeur $\mathbf{f}_{EIG}$ en tirant parti de la diversité de réception apportée par les multiples antennes du réseau (à la différence de $\mathbf{w}_{SA}$) et en exploitant l'ensemble des trajets qui composent le canal de transmission via l'élargissement de faisceau (à la différence de $\mathbf{w}_{EPL}$). Par ailleurs, il est notable que la zone de performances visée pour la procédure PSDCP est atteinte pour le combineur initial $\mathbf{w}_{EPQ}$ pour les deux types d'environnement. Avec ce combineur initial, la procédure PSDCP que nous proposons est donc plus efficace que la procédure PCMP selon les critères de robustesse de lien et de durée d'établissement de lien. La nouvelle procédure PSDCP, couplée au combineur initial $\mathbf{w}_{EPQ}$, est donc particulièrement adaptée au contexte de



(a) CDL-A



(b) CDL-B

FIGURE 7.5 – Fonctions de répartition du rapport signal sur bruit obtenues avec les procédures PSMP, PCMP, PSDCP et PDCP pour un réseau émetteur de $N_T = 32$ antennes, un réseau récepteur de $N_R = 8$ antennes et une bande passante de 100 MHz

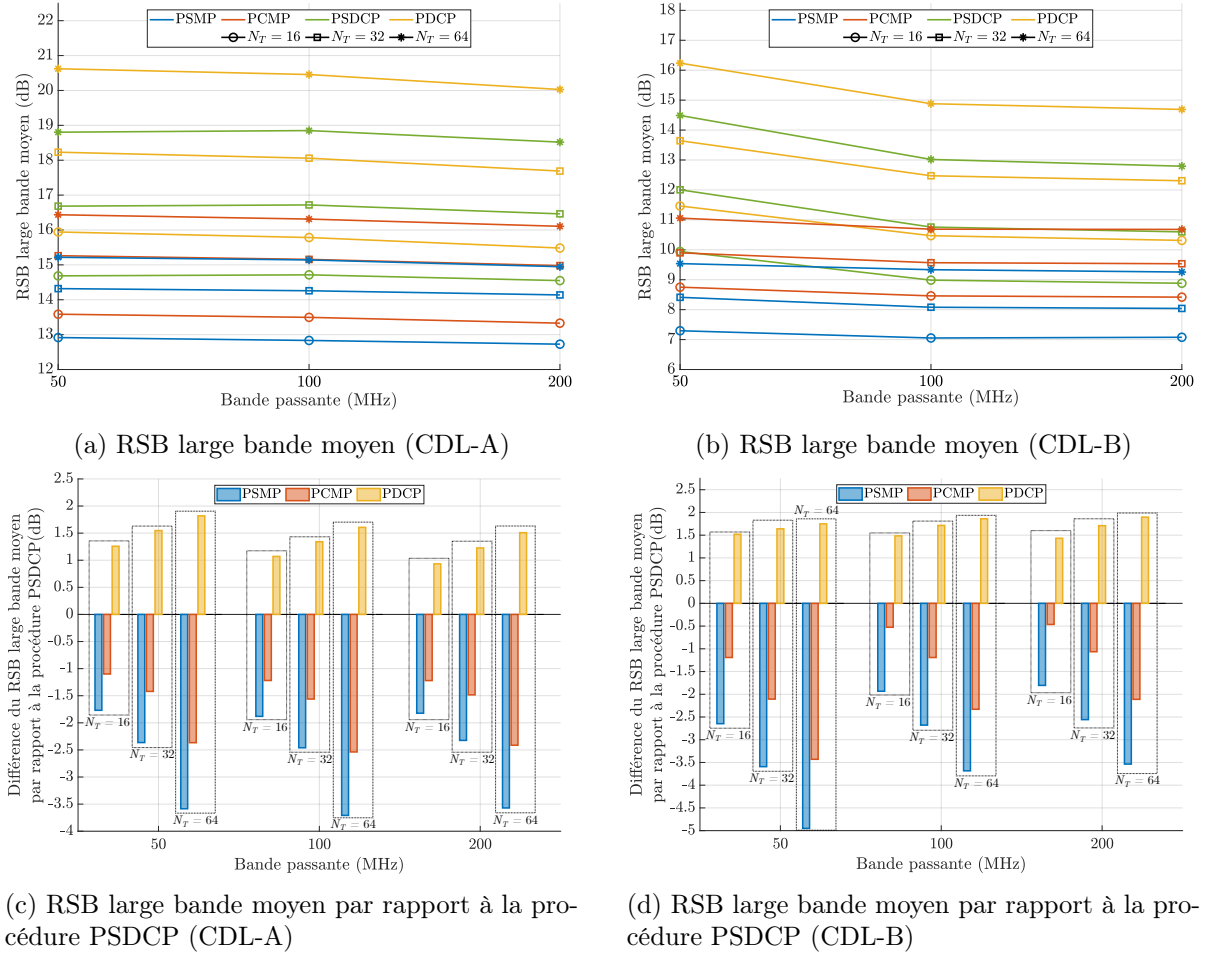


FIGURE 7.6 – Rapport signal sur bruit moyen obtenu pour les procédures PSMP, PCMP, PSDCP et PDCP selon le nombre d’antennes N_T qui composent le réseau émetteur et selon la largeur de bande passante

nos travaux.

7.1.4.3 Performances de la procédure PSDCP sans quantification de phase

Nous nous intéressons ici aux performances de la procédure PSDCP par rapport aux procédures PSMP, PCMP et PDCP, sans considérer le phénomène de quantification de phase. Du fait des conclusions précédentes, la procédure PSDCP est implémentée à l’aide du combineur initial $\mathbf{w}_{\text{EPQ}}$. Les performances obtenues en matière de robustesse de lien sont illustrées sur les Figures 7.6a et 7.6b selon la bande passante et le nombre d’antennes N_T du réseau émetteur. Les Figures 7.6c et 7.6d représentent quant à elles l’écart de performances des procédures PSMP, PCMP et PDCP avec la procédure PSDCP.

Pour une bande passante de 50 MHz et pour un réseau émetteur composé de 16/32/64 antennes, un gain respectif de 1,8/2,4/3,6 dB en CDL-A et de 2,7/3,6/5 dB en CDL-B est obtenu avec la procédure PSDCP par rapport à la procédure PSMP. Il est également observé que le gain apporté par la procédure PSDCP par rapport à la procédure PCMP est plus important en CDL-B qu’en CDL-A pour cette valeur de bande passante. Ces résultats font écho à ceux obtenus avec la procédure PDCP en Section 6.3.2 et s’expliquent par les mêmes causes. Par ailleurs, la dégradation des performances par rapport à la procédure PDCP est plus importante en CDL-B et est comprise entre 1,3 et 1,8 dB. Ces résultats restent néanmoins largement satisfaisants au regard des améliorations obtenues en matière de durée d’établissement de lien et de complexité.

Enfin, conformément aux conclusions obtenues pour la procédure PDCP, l’augmentation de la bande passante entraîne une dégradation plus importante des performances de la procédure

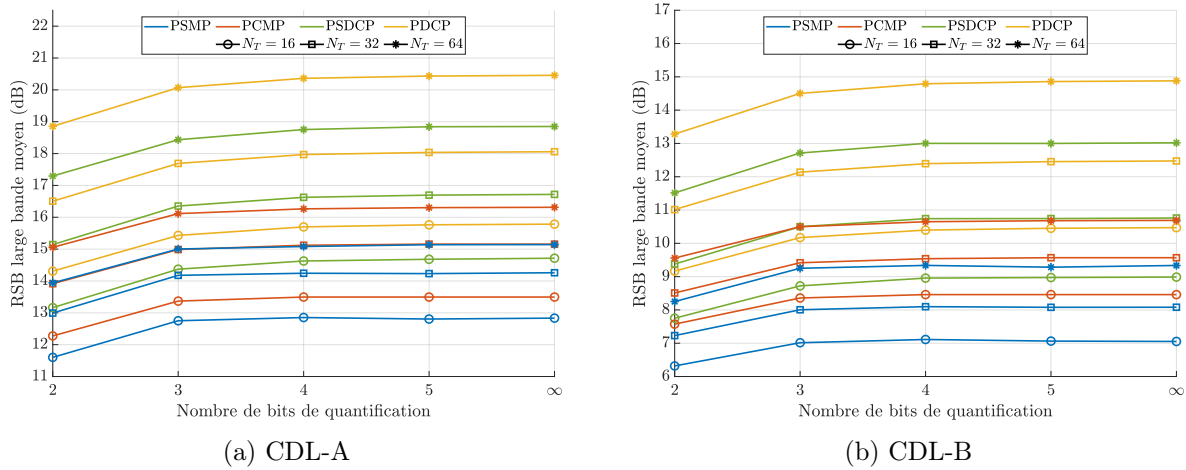


FIGURE 7.7 – Rapport signal sur bruit moyen obtenu pour les procédures PSMP, PCMP, PSDCP et PDCP selon le nombre d’antennes N_T du réseau émetteur et selon le nombre de bits de quantification des déphaseurs ($q_{tx} = q_{rx}$) pour une bande passante de 100 MHz

PSDCP en CDL-B du fait de la plus grande sélectivité fréquentielle de ce type de canal. Les résultats montrent même que les dégradations observées sont quasiment identiques pour ces deux procédures. Malgré ces dégradations, la procédure PSDCP est plus performante que les procédures PSMP et PCMP quelle que soit la configuration d’intérêt.

7.1.4.4 Performances de la procédure PSDCP avec quantification de phase

Nous nous intéressons finalement à l’effet de la quantification de phase sur les performances. Pour rappel, nous considérons que les réseaux émetteur et récepteur sont composés de déphaseurs dont la résolution est identique ($q_{tx} = q_{rx}$). Les résultats obtenus sont illustrés sur la Figure 7.7 pour une bande passante de 100 MHz. Pour la procédure PSDCP, les dégradations de performances dues à la quantification de phase sont similaires à celles obtenues avec la procédure PDCP. Ainsi, l’impact de la quantification de phase est de l’ordre de 0,3 dB pour une résolution de 3 bits et de 1,5 dB pour une résolution de 2 bits. Bien que le gain obtenu avec la procédure PSDCP soit faible par rapport à celui de la PCMP dans quelques configurations (en CDL-B pour un réseau émetteur de $N_T = 16$ antennes par exemple), le phénomène de quantification de phase ne remet globalement pas en cause la pertinence de la procédure PSDCP par rapport aux autres procédures.

Quels que soient la largeur de bande passante et le nombre d’antennes du réseau émetteur, les simulations effectuées montrent que la procédure PSDCP surpasse les procédures PSMP et PCMP, même en tenant compte du phénomène de quantification de phase. Pour cette première procédure, il est notable que le combineur initial $\underline{w}_{EPQ}$ (issu des études de la partie II), qui réalise une opération d’élargissement de faisceau à l’aide de l’ensemble du réseau d’antennes de réception, est le plus approprié pour déterminer la composante principale du canal de transmission.

7.1.5 Synthèse

La procédure PSDCP permet d’exploiter la composante principale du canal de transmission pour une complexité et une durée d’établissement de lien réduites par rapport à la procédure PDCP. Néanmoins, l’écart de complexité avec les procédures PSMP et PCMP reste important, ce qui a un impact défavorable sur la durée d’établissement de lien. L’objectif est donc de proposer une méthode de réduction de complexité pour la procédure PSDCP et d’étudier les conséquences de celle-ci sur la robustesse de lien.

7.2 Procédure PSDCP de complexité réduite

Dans cette section, nous proposons et analysons une méthode de réduction de complexité pour la procédure PSDCP. Celle-ci est tout d'abord décrite en Section 7.2.1 puis sa complexité est analysée en Section 7.2.2. Finalement, la robustesse de lien est examinée selon la complexité des traitements réalisés en Section 7.2.3.

7.2.1 Description de la méthode de réduction de complexité

Il a été vu en Section 7.1.2 que la complexité de la procédure PSDCP repose essentiellement sur le calcul de la matrice de covariance large bande $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}$, sur le calcul du vecteur propre principal $\mathbf{p}_1(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$ de cette matrice et sur le calcul de la matrice de normalisation $\mathbf{F}_N$, lorsque des précodeurs et combineurs non-orthogonaux sont employés. La complexité de ces traitements dépend notamment du nombre N_{Tx} de faisceaux d'émission évalués et du nombre K_{RP} de ressources pilotes sur lesquelles les traitements sont effectués. Afin de réduire le nombre d'opérations à réaliser, nous proposons de découpler la complexité de détermination du précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}^L$ de N_{Tx} . Pour ce faire, les étapes 2 et 3 de la procédure PSDCP, présentée en Section 7.1.1, sont modifiées comme suit :

- 2ème étape : Une fois que les N_{Tx} canaux effectifs qui forment le vecteur $\mathbf{h}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L[k_{\text{RP}}] = [h_{\text{eff},1}^{\text{Tx}}[k_{\text{RP}}], \dots, h_{\text{eff},N_{\text{Tx}}}^{\text{Tx}}[k_{\text{RP}}]]$ sont connus, la puissance $P_{\text{eff},i} = \sum_{k=1}^{K_{\text{RP}}} |h_{\text{eff},i}^{\text{Tx}}[k_{\text{RP}}]|^2$, $i \in \{1, \dots, N_{\text{Tx}}\}$, du signal reçu est déterminée pour chaque canal effectif. Les L canaux effectifs de plus forte puissance de réception sont sélectionnés et concaténés dans le vecteur $\mathbf{h}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L[k_{\text{RP}}] \in \mathbb{C}^{1 \times L}$ qui s'exprime,

$$\mathbf{h}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L[k_{\text{RP}}] = [h_{\text{eff},1}^{\text{Tx}}[k_{\text{RP}}], \dots, h_{\text{eff},L}^{\text{Tx}}[k_{\text{RP}}]] = \underline{\mathbf{w}}_0^H \mathbf{H}[k_{\text{RP}}] \underline{\mathbf{F}}_L, \quad (7.26)$$

où $\underline{\mathbf{F}}_L \in \mathbb{C}^{N_T \times L}$ désigne le dictionnaire qui contient les L précodeurs pour lesquels la puissance de réception des canaux effectifs est la plus forte. La sélection d'un sous-ensemble de canaux effectifs a pour avantage de réduire la dimension des vecteurs et des matrices traités, ce qui réduit la complexité des calculs effectués.

- 3ème étape : Les traitements décrits en Section 7.1.1 sont ici réalisés sur la matrice de covariance large bande de dimensions réduites $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L \in \mathbb{C}^{L \times L}$, obtenue à partir de $\mathbf{h}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L[k_{\text{RP}}]$. Celle-ci s'exprime,

$$\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L = \mathbf{F}_{N,L}^H \left(\sum_{k=1}^{K_{\text{RP}}} \left(\mathbf{h}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L[k_{\text{RP}}] \right)^H \mathbf{h}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L[k_{\text{RP}}] \right) \mathbf{F}_{N,L}, \quad (7.27)$$

où $\mathbf{F}_{N,L} = \left(\underline{\mathbf{F}}_L^H \underline{\mathbf{F}}_L \right)^{-\frac{1}{2}} \in \mathbb{C}^{L \times L}$ est la matrice de normalisation en puissance. Finalement, le précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}^L$ est obtenu par quantification du vecteur optimal non-contraint $(\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}^L)^* = \underline{\mathbf{F}}_L \mathbf{F}_{N,L} \mathbf{p}_{1,L}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$ et s'exprime,

$$\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}^L = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \exp(j \Delta_{q_{\text{tx}}} \text{round}(\underline{\mathbf{F}}_L \mathbf{F}_{N,L} \mathbf{p}_{1,L}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0) / \Delta_{q_{\text{tx}})}), \quad (7.28)$$

où $\mathbf{p}_{1,L}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$ est le vecteur propre principal de $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L$.

Il est à noter que la même approche peut être appliquée au niveau des étapes 6 et 7 afin de réduire la complexité du calcul du combineur. Dans la suite, nous considérons que la méthode de réduction de complexité est appliquée uniquement pour déterminer le précodeur, puisqu'il s'agit du traitement le plus complexe. La complexité de la détermination du précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}^L$ est analysée en détails au cours de la section suivante.

7.2.2 Évaluation de la complexité des traitements

Dans cette section, nous analysons la complexité du calcul du précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}^L$. Par ailleurs, l'expression de la complexité du calcul du combineur $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}}^L$ peut être obtenue par simple identification. La complexité des calculs à effectuer se divise en 5 traitements majeurs :

- Sélection des L précodeurs qui composent le dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}}_L$
- Calcul de la matrice de normalisation $\mathbf{F}_{N,L}$
- Calcul de la matrice de covariance large bande $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L$
- Décomposition en vecteurs propres de la matrice $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L$
- Calcul du précodeur $\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}^L$ par l'intermédiaire du précodeur non-constraint $(\underline{\mathbf{f}}_{\text{EIG}}^L)^*$

À l'image de l'analyse de complexité réalisée en Section 7.1.2, nous considérons un dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}}_L$, constitué de précodeurs linéairement indépendants, qui sont soit orthogonaux, soit non-orthogonaux.

7.2.2.1 Sélection des L précodeurs qui composent le dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}}_L$

Cette étape requiert l'évaluation de la puissance de réception pour les N_{Tx} canaux effectifs mesurés. Comme il a été vu en Section 6.2.1, la complexité d'un tel traitement est de,

$$\mathcal{O}_{\text{MP}}^{N_{\text{Tx}}} = \mathcal{O}(K_{\text{RP}} N_{\text{Tx}}). \quad (7.29)$$

7.2.2.2 Calcul de la matrice de normalisation $\mathbf{F}_{N,L}$

Nous discriminons ici le cas où le dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}}_L$ est composé de précodeurs orthogonaux de celui où $\underline{\mathbf{F}}_L$ est composé de précodeurs non-orthogonaux.

Le dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}}_L$ est composé de précodeurs orthogonaux

À l'instar de l'analyse effectuée en Section 7.1.2, la matrice $\mathbf{F}_{N,L}$ est égale à l'identité $\mathbf{I}_L$ lorsque la matrice $\underline{\mathbf{F}}_L$ est composée de précodeurs orthogonaux. La complexité du calcul de $\mathbf{F}_{N,L}$ est donc nulle puisque le résultat est connu ($\mathcal{O}_{\mathbf{F}_{N,L}}^{\text{O}} = \mathcal{O}(0)$).

Le dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}}_L$ est composé de précodeurs non-orthogonaux

L'analyse est identique à celle proposée en Section 7.1.2, à la différence que le dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}}$ de dimension $N_T \times N_{\text{Tx}}$ est remplacé par le dictionnaire $\underline{\mathbf{F}}_L$ de dimension $N_T \times L$. À partir de l'équation (7.9), il est déterminé par identification que la complexité pour déterminer $\mathbf{F}_{N,L}$ est de,

$$\mathcal{O}_{\mathbf{F}_{N,L}}^{\text{NO}} = \mathcal{O} \left(L \left[(L+1) \left(\frac{N_T + L}{2} + L \right) + 2 \right] \right). \quad (7.30)$$

7.2.2.3 Calcul de la matrice de covariance large bande $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L$

De nouveau, nous discriminons le cas où le dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}}_L$ est composé de précodeurs orthogonaux, de celui où $\underline{\mathbf{F}}_L$ est composé de précodeurs non-orthogonaux.

Le dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}}_L$ est composé de précodeurs orthogonaux

Les éléments diagonaux de $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L$ sont déjà connus puisque la puissance des N_{Tx} canaux effectifs

est calculée pour la sélection des L précodeurs. Par conséquent, à partir de l'expression (7.11), nous concluons que la complexité du calcul de $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L$ est de,

$$\mathcal{O}_{\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L}^O = \mathcal{O} \left(K_{\text{RP}} L \frac{L-1}{2} \right). \quad (7.31)$$

Le dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}}_L$ est composé de précodeurs non-orthogonaux

À partir de l'analyse précédente et de l'équation (7.14), nous déterminons que la complexité du calcul de $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L$ est de,

$$\mathcal{O}_{\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L}^{\text{NO}} = \mathcal{O} \left(K_{\text{RP}} L \frac{L-1}{2} + L^2 \frac{3L+1}{2} \right). \quad (7.32)$$

7.2.2.4 Décomposition en vecteurs propres de la matrice $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L$

Indépendamment de l'orthogonalité ou non des précodeurs qui composent $\underline{\mathbf{F}}_L$, la complexité de la décomposition de $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L \in \mathbb{C}^{L \times L}$ en vecteurs propres est de $\mathcal{O}_{\text{EIG}}^L = \mathcal{O}(L^3)$.

7.2.2.5 Calcul du précodeur $\mathbf{f}_{\text{EIG}}^L$ par l'intermédiaire du précodeur non-contraint $(\mathbf{f}_{\text{EIG}}^L)^*$

Nous ré-exploitions ici l'analyse effectuée en Section 7.1.2, qui discrimine les cas où le dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}}_L$ est composé de précodeurs orthogonaux ou non-orthogonaux.

Le dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}}_L$ est composé de précodeurs orthogonaux

À partir de l'équation (7.15), nous obtenons par identification que la complexité de détermination du précodeur $\mathbf{f}_{\text{EIG}}^L$, à partir du précodeur non-contraint $(\mathbf{f}_{\text{EIG}}^L)^*$, est de,

$$\mathcal{O}_{\text{PM+QP}}^{\text{O},L} = \mathcal{O}(N_T(L+1)). \quad (7.33)$$

Le dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}}_L$ est composé de précodeurs non-orthogonaux

De façon similaire, nous obtenons à partir de l'équation (7.16) que la complexité de détermination du précodeur $\mathbf{f}_{\text{EIG}}^L$, à partir du précodeur non-contraint $(\mathbf{f}_{\text{EIG}}^L)^*$, est de,

$$\mathcal{O}_{\text{PM+QP}}^{\text{NO},L} = \mathcal{O}(L(L+N_T) + N_T). \quad (7.34)$$

7.2.2.6 Expression de la complexité du calcul du précodeur $\mathbf{f}_{\text{EIG}}^L$

Suite aux calculs précédents, nous concluons que la complexité pour obtenir le précodeur $\mathbf{f}_{\text{EIG}}^L$ s'exprime :

- Pour un dictionnaire de précodage $\underline{\mathbf{F}}_L$ composé de précodeurs orthogonaux :

$$\begin{aligned} \mathcal{O}_{\mathbf{f}_{\text{EIG}}^L}^O &= \mathcal{O}_{\text{MP}}^{N_{\text{Tx}}} + \mathcal{O}_{\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L}^O + \mathcal{O}_{\text{EIG}}^L + \mathcal{O}_{\text{PM+QP}}^{\text{O},L}, \\ &= \mathcal{O} \left(L^3 + \frac{K_{\text{RP}}}{2} L^2 + \left(N_T - \frac{K_{\text{RP}}}{2} \right) L + K_{\text{RP}} N_{\text{Tx}} + N_T \right). \end{aligned} \quad (7.35)$$

- Pour un dictionnaire de précodage $\underline{\underline{\mathbf{F}}}_L$ composé de précodeurs non-orthogonaux :

$$\begin{aligned} \mathcal{O}_{\underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}^L}^{\text{NO}} &= \mathcal{O}_{\text{MP}}^{N_{\text{Tx}}} + \mathcal{O}_{\mathbf{F}_{N,L}}^{\text{NO}} + \mathcal{O}_{\mathbf{R}_{\underline{\underline{\mathbf{F}}}, \underline{\underline{\mathbf{w}}}_0}^L}^{\text{NO}} + \mathcal{O}_{\text{EIG}}^L + \mathcal{O}_{\text{PM+QP}}^{\text{NO},L}, \\ &= \mathcal{O} \left(4L^3 + \left(3 + \frac{N_T + K_{\text{RP}}}{2} \right) L^2 + \left(2 + \frac{3N_T - K_{\text{RP}}}{2} \right) L + K_{\text{RP}} N_{\text{Tx}} + N_T \right). \end{aligned}$$

(7.36)

7.2.2.7 Analyse de la complexité du calcul du précodeur $\underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}^L$

Nous considérons ici le paramétrage spécifié en Section 6.2.4. Nous nous intéressons plus particulièrement à l'étude de la complexité pour la configuration intermédiaire, c'est-à-dire pour une bande passante de 100 MHz et un réseau émetteur de $N_T = 32$ antennes. La Figure 7.8 illustre la complexité de détermination du précodeur selon le rapport $1/\Delta_k = K_{\text{RP}}/K_{\text{RB}}$, qui caractérise la proportion de sous-porteuses exploitées pour le calcul du précodeur, pour les procédures PSMP et PSDCP. Avec la méthode de réduction de complexité que nous proposons, il est observé que le nombre d'opérations nécessaires pour déterminer le précodeur $\underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}^L$ tend vers celui de la PSMP à mesure que L diminue. Ainsi, le nombre d'opérations nécessaires au calcul de $\underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}^L$ n'excède pas deux fois celui de la PSMP pour les configurations $L \in \{2, 3, 4\}$.

Par ailleurs, il est intéressant de remarquer que le nombre d'opérations effectuées pour déterminer $\underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}^L$ dépend quasiment linéairement de $1/\Delta_k$ lorsqu'un faible nombre L de précodeurs sont sélectionnés. Ce résultat s'explique par le fait que le coût $\mathcal{O}_{\text{EIG}}^L = L^3$ de la décomposition en vecteurs propres de la matrice $\mathbf{R}_{\underline{\underline{\mathbf{F}}}, \underline{\underline{\mathbf{w}}}_0}^L$ devient négligeable, même lorsque $1/\Delta_k \rightarrow 0$.

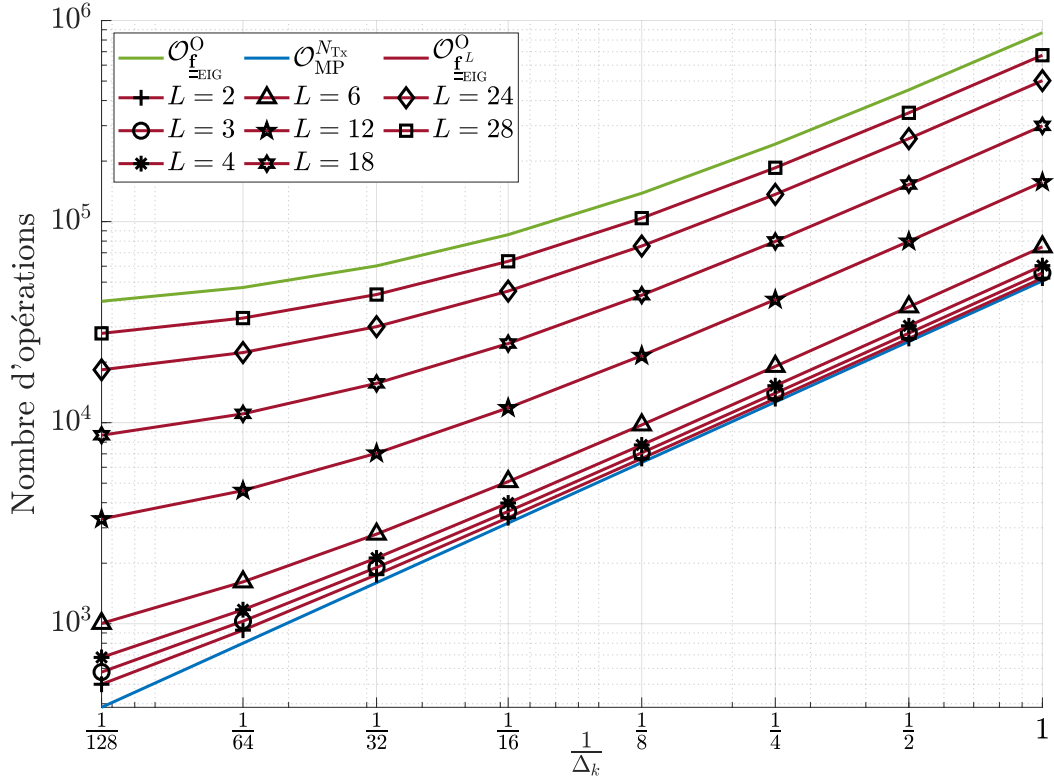
Pour conclure, la méthode de réduction de complexité que nous proposons pour la procédure PSDCP permet de faire tendre la complexité de détermination du précodeur vers celle de la procédure PSMP. Pour un réseau émetteur de $N_T = 32$ antennes et une bande passante de 100 MHz, la sélection d'un faible nombre de précodeurs et de ressources pilotes permet de réaliser le calcul de $\underline{\underline{\mathbf{f}}}_{\text{EIG}}^L$ en quelques centaines d'opérations seulement.

7.2.3 Évaluation de la robustesse du lien selon la complexité des traitements

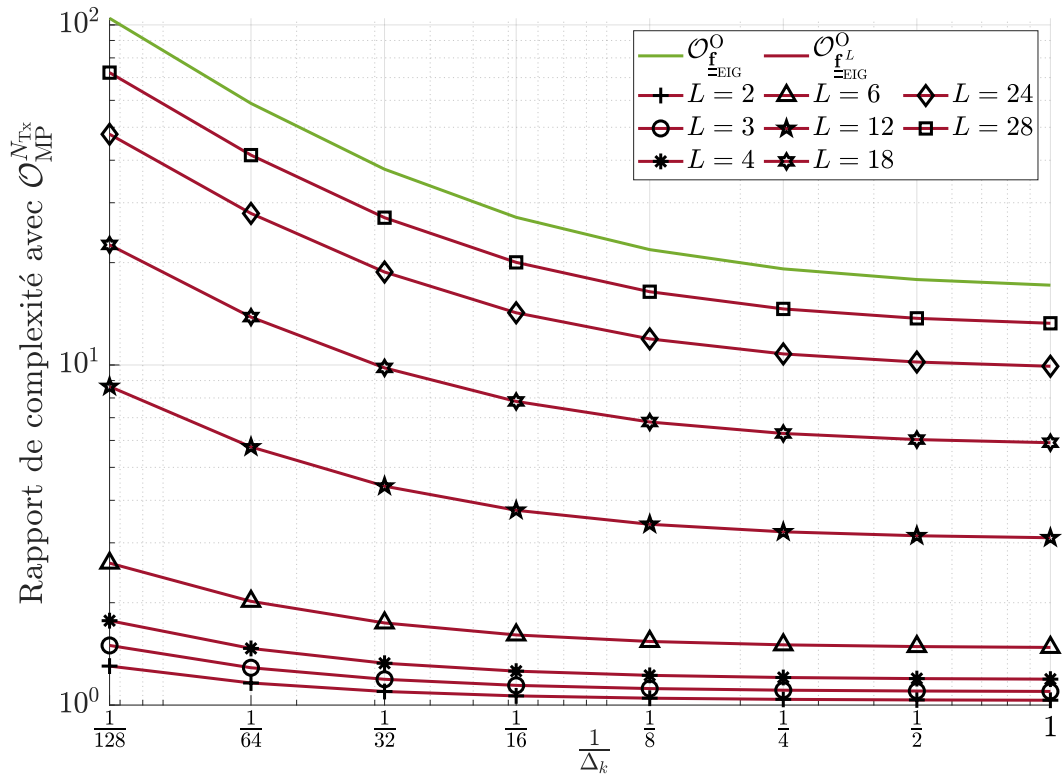
Dans cette section, la robustesse de lien de la procédure PSDCP de complexité réduite est comparée à celle des procédures PSMP, PCMP, PSDCP et PDCP. Dans un premier temps, les performances des procédures sont présentées après que le précodeur a été déterminé. Puis celles-ci sont analysées lorsque les procédures ont été réalisées de façon complète, c'est-à-dire après que le combineur a également été calculé.

7.2.3.1 Paramètres de simulation

Le paramétrage de l'environnement de simulation est identique à celui présenté en Section 7.1.4.1, à la différence que seul le combineur initial $\underline{\underline{\mathbf{w}}}_{\text{EPQ}}(\Delta_F = 80^\circ, \phi_{\text{max}} = 0^\circ)$ est implémenté, puisqu'il a été observé au cours de la Section 7.1.4.2 qu'il s'agit de la solution la plus performante. Nous nous intéressons plus particulièrement aux performances obtenues pour la configuration intermédiaire, c'est-à-dire pour une bande passante de 100 MHz et un réseau émetteur de $N_T = 32$ antennes. L'impact de la quantification de phase n'est pas étudié au cours de cette section, car nous nous intéressons uniquement à la dégradation des performances liées à la réduction de complexité.



(a) Nombre d'opérations réalisées pour déterminer le précodeur



(b) Rapport de complexité par rapport à la procédure PSMP

FIGURE 7.8 – Analyse comparative de la complexité des traitements des procédures PSMP, PSDCP et PSDCP de complexité réduite pour une bande passante de 100 MHz et un réseau émetteur de $N_T = 32$ antennes, pour le paramétrage défini en Section 6.2.4

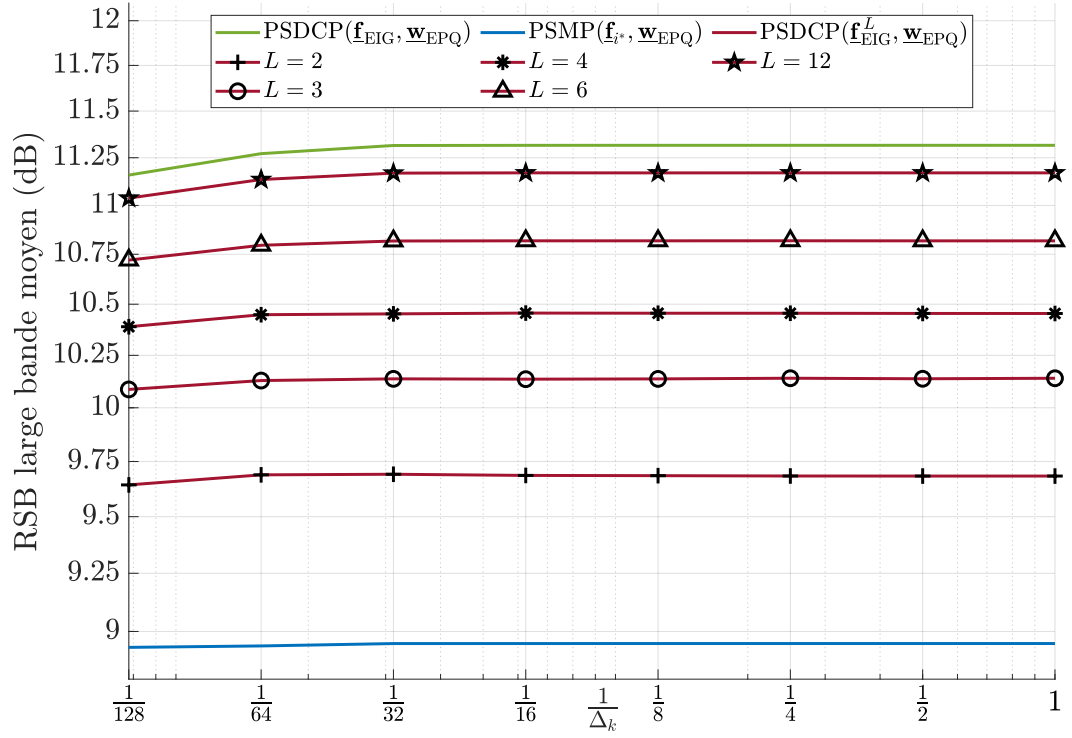
7.2.3.2 Performances des procédures PSMP et PSDCP (de complexité réduite ou non) après que le précodeur a été déterminé

Nous évaluons ici la robustesse obtenue avec le combineur $\mathbf{w}_{\text{EPQ}}$, après que le précodeur $\mathbf{f}_{i^*}/\mathbf{f}_{\text{EIG}}/\mathbf{f}_{\text{EIG}}^L$ a été déterminé à l'aide de la procédure PSMP/PSDCP/ PSDCP de complexité réduite. Les procédures PCMP et PDCP ne sont pas traitées, car le précodeur et le combineur sont calculés de façon conjointe. Les résultats obtenus sont illustrés sur la Figure 7.9 et montrent que la robustesse du lien n'est pas dégradée pour une densité $1/\Delta_k$ de ressources pilotes supérieure ou égale à $1/32$, quel que soit le nombre L de précodeurs sélectionnés. Le nombre d'opérations réalisées est réduit significativement pour une dégradation modérée de 0,1 dB lorsque la densité est de $1/64$, tandis que celle-ci devient plus marquée pour une densité de $1/128$, notamment en CDL-B. La sélection d'un sous-ensemble de précodeurs dégrade plus fortement les performances en CDL-B. Ceci s'explique par la structure de cet environnement qui est caractérisée par une multitude de trajets distinguables de puissance voisine, à la différence du CDL-A qui est composé de quelques trajets distinguables prépondérants. Il est remarquable que les configurations $L \in \{2, 3, 4\}$, pour lesquelles il a été montré en Section 7.2.2 que le nombre d'opérations n'excédait pas deux fois celui de la procédure PSMP, permettent d'obtenir un gain respectif de 0,75/1,2/1,5 dB en CDL-A et de 0,34/0,75/1,1 dB en CDL-B pour $1/\Delta_k = 1/64$. Ces résultats illustrent que la méthode de réduction de complexité proposée est plus adaptée aux environnements composés de quelques trajets distinguables, mais reste néanmoins pertinente dans les environnements plus riches.

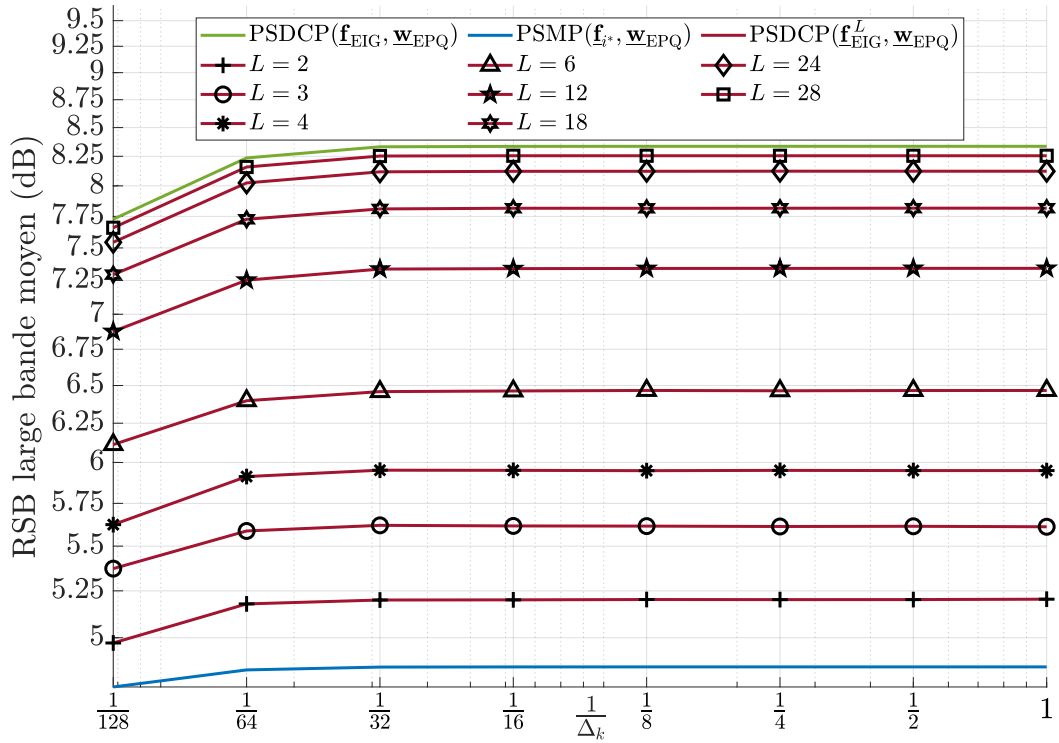
7.2.3.3 Performances des procédures PSMP, PCMP, PSDCP (de complexité réduite ou non) et PDCP complètes

Nous évaluons ici la robustesse obtenue avec les procédures PSMP, PCMP, PSDCP (de complexité réduite ou non) et PDCP complètes, selon la densité $1/\Delta_k$ des ressources pilotes exploitées pour le calcul du précodeur et du combineur. Dans l'implémentation effectuée, la méthode de réduction de complexité est uniquement appliquée au calcul du précodeur $\mathbf{f}_{\text{EIG}}^L$ pour la procédure PSDCP de complexité réduite. Les performances obtenues sont représentées sur la Figure 7.10. Comme précédemment, la robustesse du lien n'est pas dégradée pour une densité de ressources pilotes supérieure ou égale à $1/32$ et subit un impact très modéré pour une densité de $1/64$. Par ailleurs, l'étude comparative des résultats obtenus en CDL-A et CDL-B montre que la procédure PSDCP de complexité réduite est bien plus performante que la procédure PCMP pour ce premier type d'environnement. Au contraire, il a été observé en Section 6.3.2 que la procédure PDCP, qui s'appuie également sur la composante principale du canal de transmission, permet d'obtenir un gain plus important par rapport à la procédure PCMP en CDL-B, pour une bande passante de 50 MHz. L'explication de ces résultats est multifactorielle. D'une part, il a été vu en Section 6.3.2 que l'importante sélectivité fréquentielle du canal CDL-B est moins favorable aux traitements multi-antennes large bande. L'augmentation de la bande passante réduit donc plus fortement le gain apporté par la procédure PSDCP de complexité réduite par rapport à la procédure PCMP en CDL-B. D'autre part, il a été vu que la sélection d'un sous-ensemble de précodeurs pénalise plus fortement les performances dans l'environnement CDL-B, riche en multi-trajets. La procédure PSDCP de complexité réduite reste malgré tout intéressante en CDL-B. En effet, sa durée d'établissement de lien est plus faible que la PCMP (Figure 7.3) et sa robustesse de lien est supérieure à la PCMP à partir de $L = 6$ précodeurs. Pour les deux environnements, la procédure PSDCP de complexité réduite est bien plus performante que la procédure PSMP. Pour les configurations $L = 2/3/4$, un gain respectif de 1,6/1,8/2 dB en CDL-A et de 1,2/1,3/1,4 dB en CDL-B est obtenu pour $1/\Delta_k = 1/64$. Par conséquent, le traitement multi-antennes $\mathbf{w}_{\text{EIG}}$ en réception ne modifie pas les conclusions précédentes, qui soulignaient les meilleures performances de la procédure PSDCP de complexité réduite dans un environnement CDL-A.

Les résultats obtenus pour un réseau émetteur de $N_T = 32$ antennes et une bande



(a) CDL-A



(b) CDL-B

FIGURE 7.9 – Rapport signal sur bruit moyen obtenu pour les procédures PSMP et PSDCP, après que le précodeur a été déterminé, selon la densité $1/\Delta_k$ des ressources pilotes et le nombre L de précodeurs sélectionnés

passante de 100 MHz montrent que la procédure PSDCP de complexité réduite permet d'obtenir des gains significatifs par rapport à la procédure PSMP, même lorsqu'un faible nombre de précodeurs sont sélectionnés. La procédure PSDCP de complexité réduite est également bien plus performante que la procédure PCMP en CDL-A. En CDL-B, le nombre de précodeurs sélectionnés doit être choisi avec précaution si des performances supérieures à la procédure PCMP sont souhaitées.

7.2.4 Synthèse

Pour un réseau émetteur de $N_T = 32$ antennes et une bande passante de 100 MHz, la méthode de réduction de complexité proposée pour la procédure PSDCP permet de faire tendre la complexité de détermination du précodeur vers celle de la procédure PSMP, tout en obtenant un gain sur le RSB large bande qui peut excéder 1 décibel. Les gains obtenus par rapport aux procédures PSMP et PCMP sont plus importants en CDL-A, c'est-à-dire dans l'environnement le moins riche en multi-trajets. Il est important de préciser que ces résultats sont obtenus pour un retour d'informations non quantifié. La section suivante propose d'analyser plus particulièrement le format du retour d'informations et d'évaluer son impact sur la robustesse de lien.

7.3 Retour d'informations

Puisqu'un nombre limité de ressources spectrales peuvent être allouées au message de retour d'informations, il est nécessaire de quantifier le précodeur afin que le message soit de longueur fini. Dans cette section, nous évaluons deux formats de retour d'informations pour la procédure PSDCP. Le premier repose sur un retour d'informations par antenne, tandis que le second s'appuie sur un retour d'informations par précodeur [43, 117]. Dans la suite, ces deux formats de retour d'informations sont respectivement désignés par les acronymes RIA et RIP. Il est important de préciser que nous considérons que la procédure PSDCP est implémentée à l'aide de précodeurs orthogonaux, en raison de la plus faible complexité de cette solution. La Section 7.3.1 commence par décrire les traitements à réaliser pour la méthode RIA ainsi que la complexité de mise en oeuvre de la PSDCP avec ce type de retour d'informations. En Section 7.3.2, la même analyse est réalisée pour la méthode RIP. Finalement, la robustesse de lien est évaluée selon la complexité et la longueur du retour d'informations pour ces deux méthodes en Section 7.3.3.

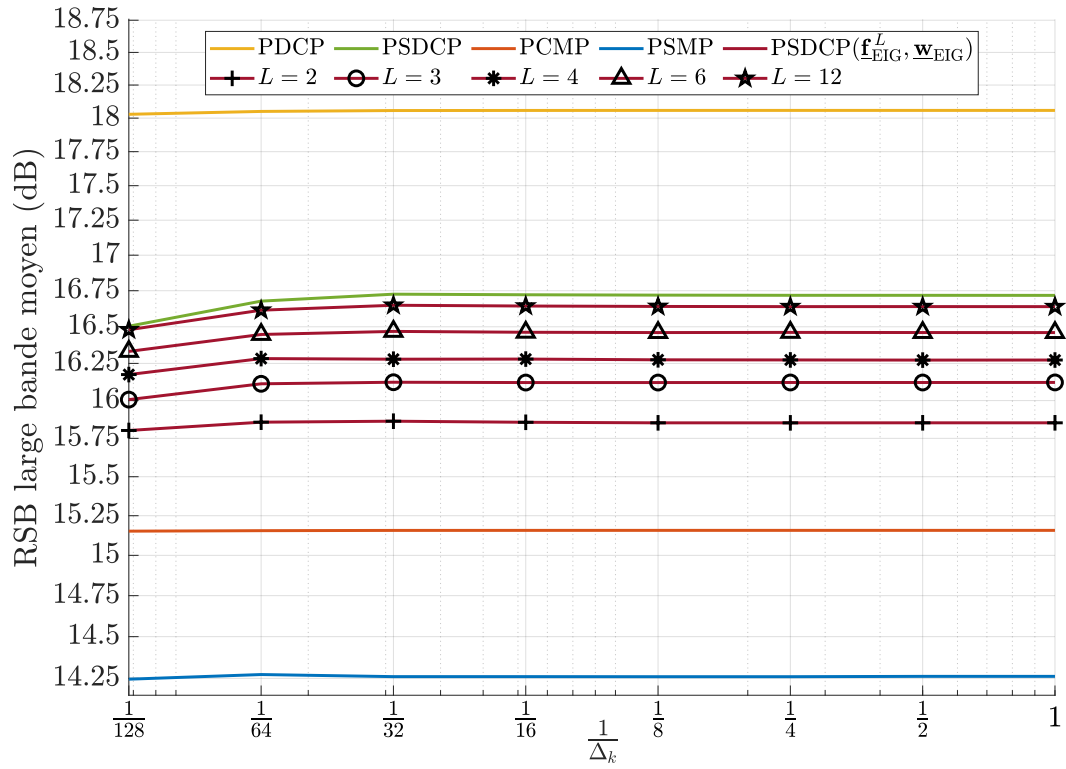
7.3.1 Retour d'informations par antenne (RIA)

Nous décrivons ici la mise en oeuvre du retour d'informations par antenne ainsi que la complexité associée pour la procédure PSDCP de complexité réduite ou non.

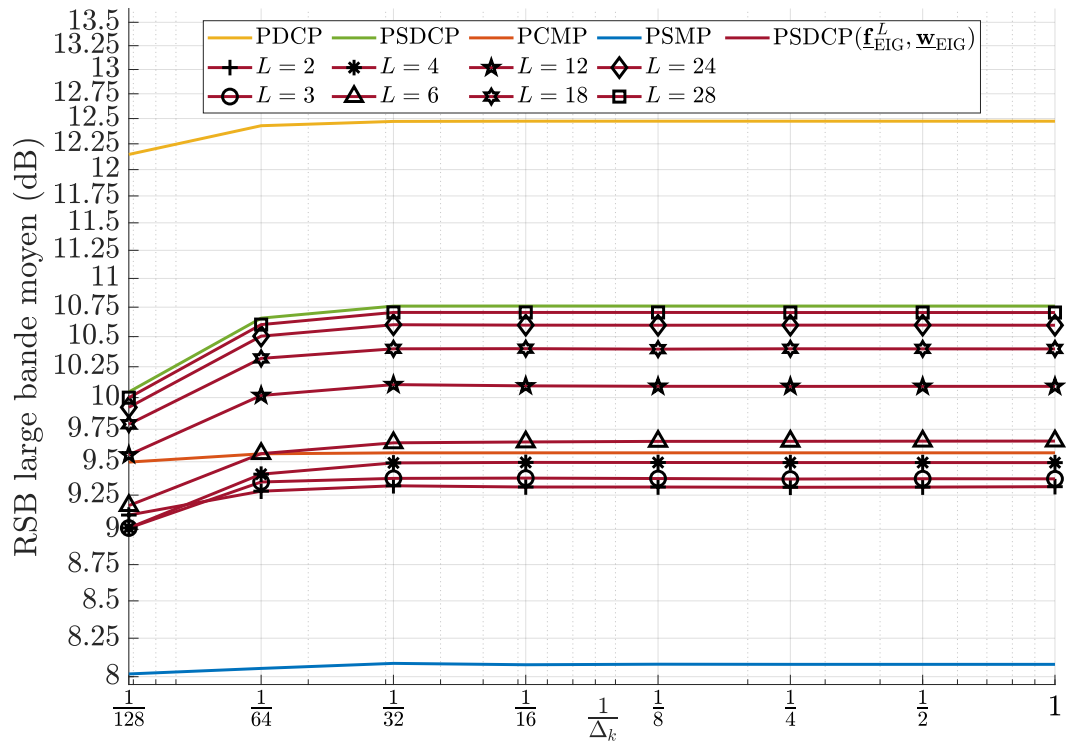
7.3.1.1 Description de la méthode

La méthode RIA consiste à quantifier l'argument des entrées du précodeur optimal $\mathbf{f}_{\text{EIG}} = \mathbf{F}\mathbf{p}_1(\mathbf{F}, \mathbf{w}_0)$ (resp. $\mathbf{f}_{\text{EIG}}^L = \mathbf{F}_L\mathbf{p}_{1,L}(\mathbf{F}, \mathbf{w}_0)$), après qu'il a été déterminé à l'aide de la procédure PSDCP (resp. PSDCP de complexité réduite). Cette méthode a été présentée dans un cas particulier au cours des Sections 7.1 et 7.2, puisque les entrées du précodeur sont directement quantifiées selon la résolution des déphaseurs du réseau émetteur. Nous traitons ici le cas plus général où la résolution du retour d'informations est découplée de celle des déphaseurs. Pour ce faire, un ensemble fini $\mathcal{Q}_p$ de pondérations de phase est spécifié pour le retour d'informations. Dans l'implémentation effectuée, l'ensemble $\mathcal{Q}_p = \{\varphi_0, \dots, \varphi_i = i\Delta_{q_p}, \dots, \varphi_{2^{q_p}-1}\}$ comprend 2^{q_p} pondérations de phase φ_i , où $\Delta_{q_p} = 2\pi/2^{q_p}$ correspond au pas de quantification. Ainsi, une pondération de phase φ_i appartenant à l'ensemble $\mathcal{Q}_p$ peut être désignée simplement par son indice i qui est codé sur q_p bits.

Pour la procédure PSDCP (resp. PSDCP de complexité réduite), chaque entrée du vecteur optimal $\mathbf{f}_{\text{EIG}}$ (resp. $\mathbf{f}_{\text{EIG}}^L$) est arrondie vers l'élément de $\mathcal{Q}_p$ le plus proche. Ainsi, le vecteur



(a) CDL-A



(b) CDL-B

FIGURE 7.10 – Rapport signal sur bruit moyen obtenu pour les procédures PSMP, PCMP, PSDCP et PDCP complètes selon la densité $1/\Delta_k$ des ressources pilotes et le nombre L de précodeurs sélectionnés

$\varphi_{\text{EIG-RIA}}^q \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ (resp. $\varphi_{\text{EIG-RIA}}^{L,q} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$), qui contient les arguments quantifiés des entrées du précodeur $\mathbf{f}_{\text{EIG}}$ (resp. $\mathbf{f}_{\text{EIG}}^L$), s'exprime,

$$\begin{cases} \varphi_{\text{EIG-RIA}}^q = \Delta_{q_p} \text{round} \left(\underline{\underline{\mathbf{F}\mathbf{p}_1(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)}} / \Delta_{q_p} \right) \\ \varphi_{\text{EIG-RIA}}^{L,q} = \Delta_{q_p} \text{round} \left(\underline{\underline{\mathbf{F}_L \mathbf{p}_{1,L}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)}} / \Delta_{q_p} \right) \end{cases} . \quad (7.37)$$

Les éléments qui composent $\varphi_{\text{EIG-RIA}}^q$ (resp. $\varphi_{\text{EIG-RIA}}^{L,q}$) sont indiqués à l'émetteur en transmettant, pour chacune des antennes, l'indice i de la pondération de phase φ_i à appliquer. Par conséquent, la longueur f_{RIA} du retour d'informations s'exprime,

$$f_{\text{RIA}}(N_T, q_p) = N_T \times q_p \text{ (bit)}. \quad (7.38)$$

Cette dernière équation établit clairement la dépendance linéaire entre la longueur du retour d'informations f_{RIA} et le nombre d'antennes N_T du réseau émetteur. Cette propriété est contraignante d'un point de vue système puisque les réseaux émetteur sont typiquement composés d'un grand nombre d'antennes dans les bandes millimétriques.

Une fois que le vecteur de phase $\varphi_{\text{EIG-RIA}}^q$ (resp. $\varphi_{\text{EIG-RIA}}^{L,q}$) est connu de l'émetteur, le précodeur $\mathbf{f}_{\text{EIG-RIA}}^q \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ (resp. $\mathbf{f}_{\text{EIG-RIA}}^{q,L} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$) appliqué au réseau d'antennes s'exprime,

$$\begin{cases} \mathbf{f}_{\text{EIG-RIA}}^q = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \exp \left(j \Delta_{q_{\text{tx}}} \text{round} \left(\varphi_{\text{EIG-RIA}}^q / \Delta_{q_{\text{tx}}} \right) \right) \\ \mathbf{f}_{\text{EIG-RIA}}^{q,L} = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \exp \left(j \Delta_{q_{\text{tx}}} \text{round} \left(\varphi_{\text{EIG-RIA}}^{L,q} / \Delta_{q_{\text{tx}}} \right) \right) \end{cases} , \quad (7.39)$$

où $\Delta_{q_{\text{tx}}}$ désigne le pas de quantification des déphaseurs du réseau émetteur.

7.3.1.2 Complexité

La complexité de la méthode RIA est directement donnée par l'équation (7.17) pour la procédure PSDCP et par l'équation (7.35) pour la procédure PSDCP de complexité réduite. On a donc,

$$\begin{cases} \mathcal{O}_{\mathbf{f}_{\text{EIG-RIA}}^q}^{\text{O}} = \mathcal{O}_{\mathbf{f}_{\text{EIG}}^{\text{O}}} = \mathcal{O} \left(N_{\text{Tx}}^3 + \frac{K_{\text{RP}}}{2} N_{\text{Tx}}^2 + \left(N_T + \frac{K_{\text{RP}}}{2} \right) N_{\text{Tx}} + N_T \right) \\ \mathcal{O}_{\mathbf{f}_{\text{EIG-RIA}}^{q,L}}^{\text{O}} = \mathcal{O}_{\mathbf{f}_{\text{EIG}}^L}^{\text{O}} = \mathcal{O} \left(L^3 + \frac{K_{\text{RP}}}{2} L^2 + \left(N_T - \frac{K_{\text{RP}}}{2} \right) L + K_{\text{RP}} N_{\text{Tx}} + N_T \right) \end{cases} . \quad (7.40)$$

7.3.2 Retour d'informations par précodeur (RIP)

Nous décrivons ici la mise en oeuvre du retour d'informations par précodeur pour la procédure PSDCP de complexité réduite ou non. La procédure PSDCP de complexité réduite est nativement adaptée au retour d'informations par précodeur, puisqu'un sous-ensemble de L précodeurs est sélectionné au cours de celle-ci. Au contraire, la procédure PSDCP nécessite des traitements supplémentaires afin de déterminer les L précodeurs sur lesquels le retour d'informations est effectué.

7.3.2.1 Procédure PSDCP de complexité réduite

La méthode décrite par la suite est directement applicable à la procédure PSDCP de complexité réduite. La complexité de mise en oeuvre de celle-ci est évaluée suite à sa description.

Description de la méthode

La méthode RIP consiste à quantifier l'amplitude et l'argument des coefficients contenus dans le vecteur $\mathbf{p}_{1,L}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0) \in \mathbb{C}^{L \times 1}$, qui réalise la combinaison linéaire des L précodeurs qui composent $\underline{\mathbf{F}}_L$. Pour ce faire, deux ensembles finis $\mathcal{Q}_a$ et $\mathcal{Q}_p$, contenant respectivement les pondérations d'amplitude et de phase possibles, sont spécifiés pour le retour d'informations. L'ensemble $\mathcal{Q}_p$ suit la définition donnée en Section 7.3.1 pour la méthode RIA. L'ensemble $\mathcal{Q}_a =$

$\{A_0, \dots, A_i = i\Delta_{q_a}, \dots, A_{2^{q_a}-1}\}$ comprend quant à lui 2^{q_a} pondérations d'amplitude A_i , où $\Delta_{q_a} = 1/(2^{q_a} - 1)$ correspond au pas de quantification en amplitude. Ainsi, le $i^{\text{ème}}$ élément du vecteur quantifié $\mathbf{p}_{1,L}^q(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$, noté $\mathbf{p}_{1,L}^{q(i)}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$, s'exprime,

$$\mathbf{p}_{1,L}^{q(i)}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0) = A_i^q \exp(j\varphi_i^q), \forall i \in \{1, \dots, L\}, \quad (7.41)$$

avec,

$$\begin{cases} A_i^q = \Delta_{q_a} \text{round} \left(|\mathbf{p}_{1,L}^{(i)}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)| / \Delta_{q_a} \right) \in \mathcal{Q}_a \\ \varphi_i^q = \Delta_{q_p} \text{round} \left(\angle \mathbf{p}_{1,L}^{(i)}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0) / \Delta_{q_p} \right) \in \mathcal{Q}_p \end{cases}, \forall i \in \{1, \dots, L\}, \quad (7.42)$$

où $\mathbf{p}_{1,L}^{(i)}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$ correspond au $i^{\text{ème}}$ élément du vecteur $\mathbf{p}_{1,L}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$. Les L pondérations d'amplitude et de phase qui composent $\mathbf{p}_{1,L}^q(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$ sont indiquées à l'émetteur en transmettant leurs indices respectifs. Il est également nécessaire d'indiquer les L précodeurs qui ont été sélectionnés, parmi les N_{Tx} qui ont été évalués, afin que l'émetteur puisse déterminer $\underline{\mathbf{F}}_L$. Par conséquent, la longueur f_{RIP} du retour d'informations s'exprime,

$$f_{\text{RIP}}(N_{\text{Tx}}, L, q_a, q_p) = \lceil \log_2 (C_{N_{\text{Tx}}}^L) \rceil + L \times (q_a + q_p) \text{ (bit)}. \quad (7.43)$$

Cette dernière équation indique que la longueur du retour d'informations ne dépend pas du nombre d'antennes N_T qui composent le réseau émetteur. La méthode RIP peut donc permettre de réduire la longueur du retour d'informations par rapport à la méthode RIA pour un nombre L de précodeurs judicieusement choisi.

Une fois que le vecteur $\mathbf{p}_{1,L}^q(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$ est connu de l'émetteur, le précodeur $\mathbf{f}_{\text{EIG-RIP}}^{q,L}$ appliqué au réseau d'antennes s'exprime,

$$\mathbf{f}_{\text{EIG-RIP}}^{q,L} = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \exp(j\Delta_{q_{\text{tx}}} \text{round}(\angle \underline{\mathbf{F}}_L \mathbf{p}_{1,L}^q(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0) / \Delta_{q_{\text{tx}})}), \quad (7.44)$$

où $\Delta_{q_{\text{tx}}}$ désigne le pas de quantification des déphaseurs du réseau émetteur.

Complexité

La complexité de la méthode RIP est du même ordre de grandeur que la méthode RIA. La différence de complexité tient au fait que le produit matriciel et la quantification de phase réalisés pour la mise en oeuvre de la méthode RIA sont remplacés par une quantification d'amplitude et de phase des L éléments qui composent $\mathbf{p}_{1,L}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$. Le coût de telles opérations est de $\mathcal{O}_{\text{QP+QA}}^{O,L} = \mathcal{O}(2L)$. Ainsi, la complexité de la méthode RIP pour la procédure PSDCP de complexité réduite s'exprime,

$$\begin{aligned} \mathcal{O}_{\text{EIG-RIP}}^{O,L} &= \mathcal{O}_{\text{MP}}^{N_{\text{Tx}}} + \mathcal{O}_{\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}}^L + \mathcal{O}_{\text{EIG}}^L + \mathcal{O}_{\text{QP+QA}}^{O,L}, \\ &= \mathcal{O} \left(L^3 + \frac{K_{\text{RP}}}{2} L^2 + \left(2 - \frac{K_{\text{RP}}}{2} \right) L + K_{\text{RP}} N_{\text{Tx}} \right). \end{aligned} \quad (7.45)$$

7.3.2.2 Procédure PSDCP

L'emploi de la méthode RIP pour la procédure PSDCP nécessite de sélectionner L précodeurs et de déterminer leur pondération respective. À cet effet, nous proposons d'évaluer deux méthodes de sélection des précodeurs. Une fois que ceux-ci ont été sélectionnés et que leur pondération a été déterminée, les traitements effectués sont identiques à ceux déjà décrits pour la procédure PSDCP de complexité réduite.

1ère méthode : Sélection des L précodeurs à partir des entrées de $\mathbf{p}_1(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$

Avec cette méthode, les L précodeurs sont sélectionnés à partir du module des coefficients de pondération qui composent $\mathbf{p}_1(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0) \in \mathbb{C}^{N_{\text{Tx}} \times 1}$. Plus spécifiquement, les L précodeurs associés aux L coefficients de plus fort module sont sélectionnés. Cette sélection nécessite de calculer le module des N_{Tx} entrées de $\mathbf{p}_1(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$, ce qui est d'une complexité de $\mathcal{O}_S = \mathcal{O}(N_{\text{Tx}})$. Puis, la matrice de covariance large bande de dimensions réduites $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^{L(M1)} \in \mathbb{C}^{L \times L}$ est construite à partir des L lignes et colonnes de $\tilde{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Tx}} \times N_{\text{Tx}}}$ (7.10) associées aux L précodeurs sélectionnés. Enfin, la matrice $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^{L(M1)}$ est décomposée en vecteurs propres afin d'obtenir le vecteur propre principal $\mathbf{p}_{1,L}^{(M1)}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0) \in \mathbb{C}^{L \times 1}$, qui contient les coefficients de pondérations des L précodeurs sélectionnés. La complexité d'une telle opération est de $\mathcal{O}_{\text{EIG}}^L = \mathcal{O}(L^3)$.

Les traitements qui suivent sont identiques à ceux présentés pour la procédure PSDCP de complexité réduite. Le vecteur quantifié $\mathbf{p}_{1,L}^{q(M1)}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$ est ainsi obtenu à l'aide des équations (7.41) et (7.42). Puis les L pondérations d'amplitude et de phase qui composent $\mathbf{p}_{1,L}^{q(M1)}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$ sont transmises à l'émetteur à l'aide d'un message d'une longueur de f_{RIP} bits (7.43). Enfin, le précodeur $\mathbf{f}_{\text{EIG-RIP}}^{q,L(M1)}$ appliqué au réseau d'antennes s'exprime,

$$\mathbf{f}_{\text{EIG-RIP}}^{q,L(M1)} = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \exp \left(j \Delta_{q_{\text{tx}}} \text{round} \left(\left| \underline{\mathbf{F}}_L \mathbf{p}_{1,L}^{q(M1)}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0) \right| / \Delta_{q_{\text{tx}}} \right) \right), \quad (7.46)$$

où $\Delta_{q_{\text{tx}}}$ désigne le pas de quantification des déphaseurs du réseau émetteur.

Ainsi, avec cette première méthode, la complexité du retour d'informations par précodeur pour la procédure PSDCP s'exprime,

$$\begin{aligned} \mathcal{O}_{\mathbf{f}_{\text{EIG-RIP}}^{q,L(M1)}}^O &= \mathcal{O}_{\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}}^O + \mathcal{O}_{\text{EIG}}^{N_{\text{Tx}}} + \mathcal{O}_S + \mathcal{O}_{\text{EIG}}^L + \mathcal{O}_{\text{QP+QA}}^{O,L}, \\ &= \mathcal{O} \left(N_{\text{Tx}}^3 + \frac{K_{\text{RP}}}{2} N_{\text{Tx}}^2 + \left(1 + \frac{K_{\text{RP}}}{2} \right) N_{\text{Tx}} + L^3 + 2L \right). \end{aligned} \quad (7.47)$$

2ème méthode : Recherche exhaustive des L précodeurs

Avec cette méthode, l'ensemble des $C_{N_{\text{Tx}}}^L$ matrices de covariance large bande de dimensions réduites $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L \in \mathbb{C}^{L \times L}$ sont construites à partir de la matrice $\tilde{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0} \in \mathbb{C}^{N_{\text{Tx}} \times N_{\text{Tx}}}$ (7.10). Les $C_{N_{\text{Tx}}}^L$ matrices $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^L$ sont ensuite décomposées en vecteurs propres et celle dont la valeur propre principale est la plus grande est sélectionnée. Celle-ci est notée $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}^{L(M2)}$, de composante principale $\mathbf{p}_{1,L}^{(M2)}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$. La complexité de ces opérations est de $\mathcal{O}_{\mathbf{p}_{1,L}^{(M2)}}^O = \mathcal{O}(C_{N_{\text{Tx}}}^L L^3)$ du fait des $C_{N_{\text{Tx}}}^L$ décompositions en vecteurs propres effectuées.

Les traitements qui suivent sont identiques à ceux présentés pour la procédure PSDCP de complexité réduite. Le vecteur quantifié $\mathbf{p}_{1,L}^{q(M2)}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$ est ainsi obtenu à l'aide des équations (7.41) et (7.42). Puis les L pondérations d'amplitude et de phase qui composent $\mathbf{p}_{1,L}^{q(M2)}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0)$ sont transmises à l'émetteur à l'aide d'un message d'une longueur de f_{RIP} bits (7.43). Enfin, le précodeur $\mathbf{f}_{\text{EIG-RIP}}^{q,L(M2)}$ appliqué au réseau d'antennes s'exprime,

$$\mathbf{f}_{\text{EIG-RIP}}^{q,L(M2)} = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \exp \left(j \Delta_{q_{\text{tx}}} \text{round} \left(\left| \underline{\mathbf{F}}_L \mathbf{p}_{1,L}^{q(M2)}(\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0) \right| / \Delta_{q_{\text{tx}}} \right) \right), \quad (7.48)$$

où $\Delta_{q_{\text{tx}}}$ désigne le pas de quantification des déphaseurs du réseau émetteur.

Avec cette seconde méthode, la complexité du retour d'informations par précodeur pour la procédure PSDCP s'exprime,

$$\begin{aligned} \mathcal{O}_{\mathbf{f}_{\text{EIG-RIP}}^{q,L(M2)}}^O &= \mathcal{O}_{\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{F}}, \underline{\mathbf{w}}_0}}^O + \mathcal{O}_{\mathbf{p}_{1,L}^{(M2)}}^O + \mathcal{O}_{\text{QP+QA}}^{O,L}, \\ &= \mathcal{O} \left(\frac{K_{\text{RP}}}{2} N_{\text{Tx}}^2 + \frac{K_{\text{RP}}}{2} N_{\text{Tx}} + C_{N_{\text{Tx}}}^L L^3 + 2L \right). \end{aligned} \quad (7.49)$$

7.3.3 Évaluation de la robustesse du lien selon la longueur du retour d'informations

L'objectif de cette section est d'évaluer la robustesse de lien des procédures PSMP, PCMP, PSDCP (de complexité réduite ou non) et PDCP selon le type et la longueur du retour d'informations effectué. La complexité des traitements requis est également discutée. Dans un premier temps, les deux méthodes de sélection de précodeurs proposées pour la procédure PSDCP sont analysées, tant en matière de robustesse de lien que de complexité de mise en oeuvre. Puis, les performances des procédures PSMP et PSDCP (de complexité réduite ou non) sont analysées selon le type et la longueur du retour d'informations, après que le précodeur a été déterminé. Les performances sont ensuite analysées lorsque les procédures PSMP, PCMP, PSDCP (de complexité réduite ou non) et PDCP ont été réalisées de façon complète, c'est-à-dire après que le combineur a également été calculé. Finalement, l'impact de la quantification de phase sur la robustesse de lien est évalué.

7.3.3.1 Paramètres de simulation

Les paramètres de simulation utilisés pour l'évaluation des performances sont identiques à ceux présentés en Section 7.2.3. Le précodeur et le combineur sont calculés pour une densité de ressources pilotes de $1/64$, puisqu'il a été vu précédemment qu'une telle densité réduit substantiellement le nombre d'opérations à réaliser, pour un impact très modéré sur la robustesse de lien.

7.3.3.2 Étude des performances des méthodes de sélection de précodeurs pour la méthode RIP

Nous étudions ici les performances des deux méthodes de sélection de précodeurs proposées pour la procédure PSDCP en Section 7.3.2 et les comparons à celles obtenues pour la procédure PSDCP de complexité réduite. Pour rappel, avec cette dernière procédure, la sélection des L précodeurs est effectuée selon la puissance de réception mesurée pour les différents canaux effectifs. Par ailleurs, nous considérons que les pondérations d'amplitude et de phase des précodeurs sélectionnés ne sont pas quantifiées. En effet, l'idée est ici de mettre en avant uniquement l'influence de la méthode de sélection sur les performances.

La Figure 7.11 présente la robustesse obtenue avec la méthode RIP pour la procédure PSDCP de complexité réduite (notée $\text{PSDCP}(\mathbf{f}_{\text{EIG}}^L, \mathbf{w}_{\text{EPQ}})$) et pour la procédure PSDCP (notée $\text{PSDCP}(\mathbf{f}_{\text{EIG}}^{L(M1/M2)}, \mathbf{w}_{\text{EPQ}})$) selon les deux méthodes (M1/M2) de sélection. Les performances obtenues avec la procédure PSDCP optimale (notée $\text{PSDCP}(\mathbf{f}_{\text{EIG}}, \mathbf{w}_{\text{EPQ}})$), c'est-à-dire sans sélection de précodeurs, sont également illustrées. Par ailleurs, le nombre d'opérations requises pour obtenir le précodeur est également illustré sur cette même figure.

En premier lieu, les résultats obtenus montrent que la méthode de sélection de précodeurs proposée pour la procédure PSDCP de complexité réduite n'est pas optimale, puisque les deux méthodes de sélection proposées pour la procédure PSDCP sont plus performantes pour un même nombre de précodeurs. Néanmoins, l'écart de performances par rapport à la recherche exhaustive (M2) n'excède pas 0,3 dB en CDL-A et 0,67 dB en CDL-B, alors que le rapport de complexité peut atteindre 10^5 .

En second lieu, nous notons que la méthode de sélection M1 proposée pour la procédure PSDCP a des performances équivalentes à la recherche exhaustive en CDL-A. Ce résultat est remarquable, puisque la complexité de cette première méthode est bien moins grande que la recherche exhaustive à partir de $L = 3$ précodeurs sélectionnés. Les résultats sont sensiblement différents en CDL-B. En effet, la recherche exhaustive surpasse la méthode M1 de quelques dixièmes de décibels, notamment lorsqu'un faible nombre de précodeurs sont sélectionnés. Ces différents résultats signifient que le module des coefficients du vecteur $\mathbf{p}_1(\mathbf{F}, \mathbf{w}_0)$ est un indicateur fiable des précodeurs à sélectionner en CDL-A, qui est un modèle peu riche en multi-trajets,

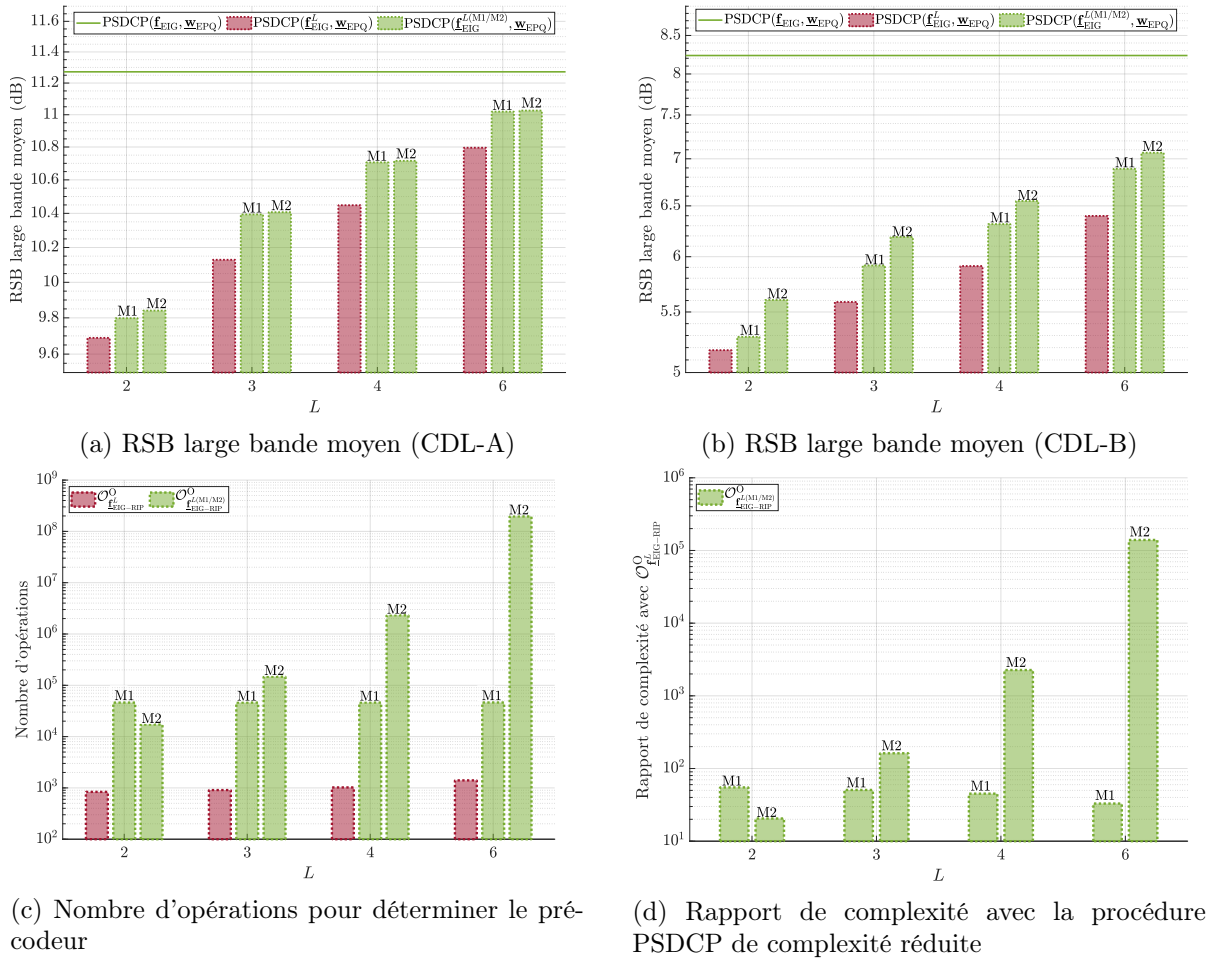


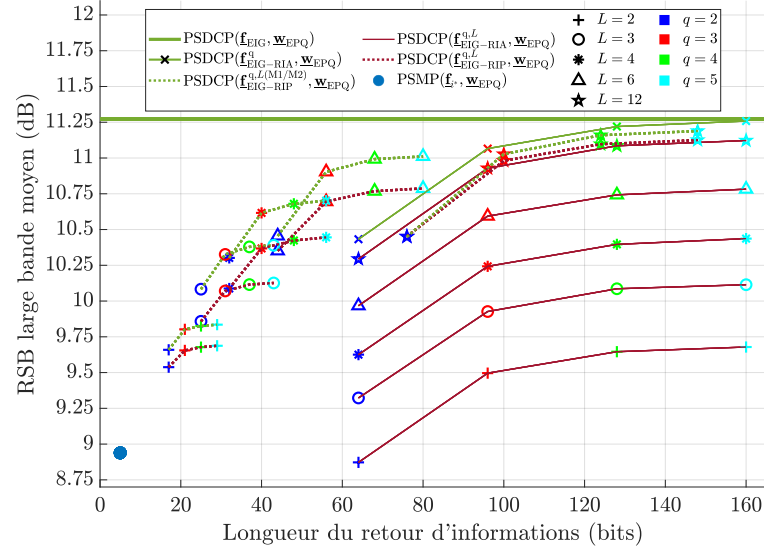
FIGURE 7.11 – Performances des méthodes de sélection des précodeurs pour la procédure PSDCP (de complexité réduite ou non) en matière de robustesse de lien et de complexité de traitements

mais moins en CDL-B. Bien que cet indicateur soit moins fiable pour ce dernier type d'environnement, les performances sont tout de même supérieures de quelques dixièmes de décibels à celles obtenues avec la méthode de sélection utilisée pour la procédure PSDCP de complexité réduite.

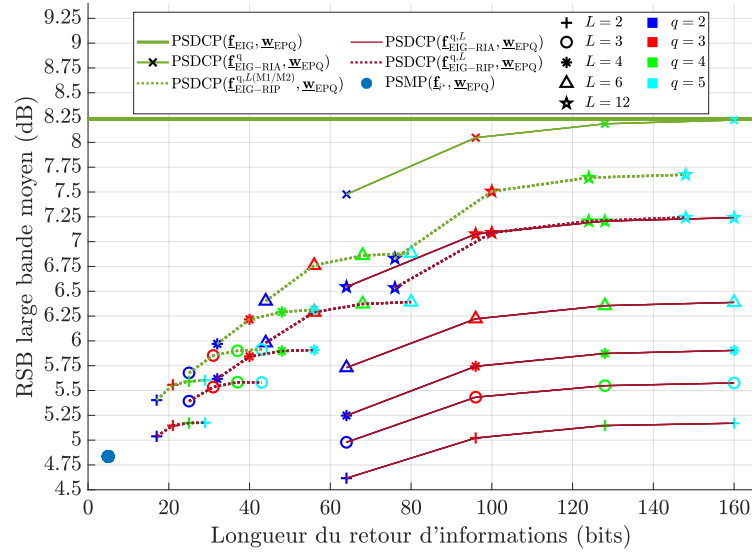
Enfin, il est à noter que la recherche exhaustive est plus performante et requiert moins d'opérations que la méthode M1 lorsque $L = 2$ précodeurs sont sélectionnés. Par conséquent, dans la suite de ces travaux, la méthode de recherche exhaustive est appliquée au retour d'informations par précodeur pour la procédure PSDCP lorsque $L = 2$, tandis que la méthode M1 est appliquée lorsque $L > 2$, de sorte à limiter le nombre d'opérations à réaliser.

7.3.3.3 Performances des procédures PSMP et PSDCP (de complexité réduite ou non) après que le précodeur a été déterminé

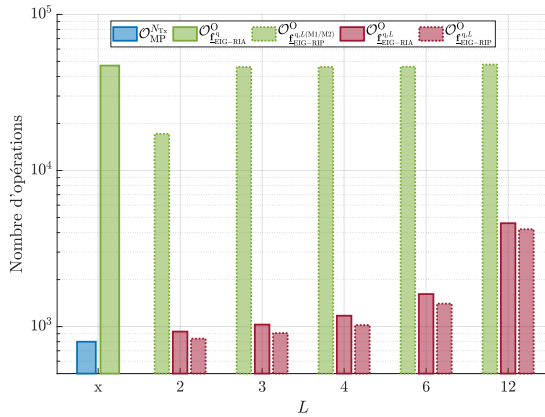
Nous analysons ici les performances des procédures PSMP et PSDCP (de complexité réduite ou non), après que le précodeur a été déterminé, selon la longueur du retour d'informations et la complexité des traitements réalisés. Les résultats obtenus sont illustrés sur la Figure 7.12. Plus particulièrement, le RSB large bande moyen est représenté selon la longueur du retour d'informations pour les environnements CDL-A et CDL-B sur les Figures 7.12a et 7.12b. Les performances de la procédure PSDCP sont données sans quantification du retour d'informations ($\text{PSDCP}(\mathbf{f}_{\text{EIG}}, \mathbf{w}_{\text{EPQ}})$) et avec quantification, pour les méthodes RIA ($\text{PSDCP}(\mathbf{f}_{\text{EIG-RIA}}^q, \mathbf{w}_{\text{EPQ}})$) et RIP ($\text{PSDCP}(\mathbf{f}_{\text{EIG-RIP}}^{q,L(M1/M2)}, \mathbf{w}_{\text{EPQ}})$). Les performances de la pro-



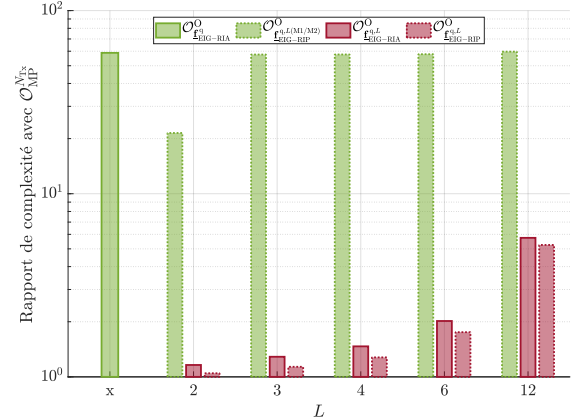
(a) RSB large bande moyen (CDL-A)



(b) RSB large bande moyen (CDL-B)



(c) Nombre d'opérations pour déterminer le précodeur



(d) Rapport de complexité avec la procédure PSMP

FIGURE 7.12 – Performances des procédures PSMP et PSDCP (de complexité réduite ou non), après que le précodeur a été déterminé, selon la longueur du retour d'informations et la complexité de détermination du précodeur

procédure PSDCP de complexité réduite sont également illustrées pour ces deux méthodes de retour d'informations (resp. PSDCP($\mathbf{f}_{\text{EIG-RIA}}^{q,L}$, $\mathbf{w}_{\text{EPQ}}$) et PSDCP($\mathbf{f}_{\text{EIG-RIP}}^{q,L}$, $\mathbf{w}_{\text{EPQ}}$)). Pour ces procédures, la quantification des entrées du précodeur est effectuée selon le paramètre $q = \{2, 3, 4, 5\}$, qui s'exprime en nombre de bits, tel que $q_p = q$ pour la méthode RIA et $q_a = q_p = q$ pour la méthode RIP. Les performances obtenues avec la procédure PSMP sont également représentées sur les Figures 7.12a et 7.12b. En raison des $N_{\text{Tx}} = 32$ faisceaux d'émission évalués lors de celle-ci, 5 bits de retour d'informations sont nécessaires à sa mise en oeuvre. Par ailleurs, la complexité du calcul du précodeur est illustrée sur les Figures 7.12c et 7.12d pour ces diverses procédures.

Pour les environnements CDL-A et CDL-B, nous remarquons que la procédure PSDCP, couplée à la méthode RIA, permet d'obtenir des performances proches de la procédure PSDCP sans quantification à partir de $q = 4$ bits. Pour une telle quantification, l'amélioration du RSB par rapport à la procédure PSMP est significative (2,3/3,4 dB en CDL-A/CDL-B), mais le coût supplémentaire en retour d'informations (+123 bits) et en complexité ($\times 59$) l'est également.

La procédure PSDCP de complexité réduite, couplée à la méthode RIA, pourrait être employée de manière à réduire la complexité de détermination du précodeur. Les performances obtenues pour les deux types d'environnement montrent qu'il s'agit en réalité d'un choix peu judicieux, puisque la méthode RIP permet d'obtenir de meilleures performances pour un retour d'informations de plus petite taille. Par conséquent, la méthode RIA est écartée de l'étude pour la procédure PSDCP de complexité réduite dans la suite de ces travaux.

Par ailleurs, il est observé que la procédure PSDCP de complexité réduite, couplée à la méthode RIP, est une solution performante. En CDL-A (resp. CDL-B), celle-ci améliore le RSB de 1 dB par rapport à la PSMP pour un retour d'informations additionnel de 20 bits (resp. 35 bits) et pour une complexité multipliée par 1,1 (resp. 1,3). De manière générale, cette solution est plus intéressante en CDL-A puisque la dégradation des performances liée à la sélection des précodeurs est moins forte dans cet environnement peu riche en multi-trajets.

Enfin, la procédure PSDCP, couplée à la méthode RIP, peut permettre d'obtenir un RSB équivalent à la procédure PSDCP de complexité réduite pour un message de taille réduite. Par exemple, le RSB est amélioré de 1 dB par rapport à la PSMP pour un retour d'informations additionnel de 26 bits en CDL-B, alors que 35 bits seraient nécessaires avec la procédure PSDCP de complexité réduite. Il est néanmoins important de noter que le rapport de complexité entre la procédure PSDCP et la procédure PSDCP de complexité réduite est de 45 dans cet exemple. Par conséquent, la procédure PSDCP, couplée à la méthode RIP, est pertinente lorsque la longueur du retour d'informations est un facteur limitant du système, contrairement à la complexité de calculs.

7.3.3.4 Performances des procédures PSMP, PCMP, PSDCP (de complexité réduite ou non) et PDCP complètes

Nous analysons ici les performances des procédures PSMP, PCMP, PSDCP (de complexité réduite ou non) et PDCP complètes, selon la longueur du retour d'informations et la complexité des traitements réalisés. Les résultats de simulation sont représentés sur la Figure 7.13. À l'instar de la Figure 7.12, les performances de la procédure PSDCP sont données avec et sans quantification du retour d'informations. Les performances de la procédure PSDCP de complexité réduite sont uniquement représentées pour la méthode RIP, puisqu'il a été vu précédemment que la méthode RIA est peu adaptée à cette procédure. Enfin, la procédure PDCP est couplée à la méthode RIA, tandis que le retour d'informations des procédures PSMP et PCMP est réalisé sur 5 bits ($N_{\text{Tx}} = 32$ faisceaux d'émission sont évalués).

Pour les deux types d'environnement, la procédure PDCP est très performante en matière de robustesse de lien. Pour $q = 4$ bits de quantification, celle-ci surpasse le RSB de la procédure PSMP de 3,7 dB (resp. 4,3 dB) en CDL-A (resp. CDL-B). Ce gain de performances est obtenu à un coût très important du point de vue du retour d'informations (+123 bits), de la complexité ($\times 146$), mais aussi de la durée d'établissement de lien (+3,6 ms) comme il a été vu en Section

7.1.3.

Comme précédemment, la procédure PSDCP, couplée à la méthode RIA, permet d'obtenir des performances proches de la procédure PSDCP sans quantification à partir de $q = 4$ bits. Pour cette configuration, un gain de RSB de 2,4 dB (resp. 2,6 dB) est obtenu par rapport à la procédure PSMP en CDL-A (resp. CDL-B). De nouveau, ce gain de réception est obtenu à un coût important, tant en matière de retour d'informations (+123 bits) que de complexité ($\times 49$). L'écart de la durée d'établissement de lien avec la procédure PSMP (+2.4 ms) est plus petit que celui obtenu avec la procédure PDCP du fait de la nature séquentielle de la PSDCP.

La procédure PSDCP de complexité réduite, couplée à la méthode RIP, est une fois encore une approche efficace selon les différents critères de performances de notre étude. Ainsi, un gain de 1,4 dB (resp. 1,1 dB) est obtenu par rapport à la procédure PSMP en CDL-A (resp. CDL-B) pour un retour d'informations additionnel de 12 bits et pour une complexité multipliée par 2, 3 (configuration $L = 2$). L'écart de durée d'établissement de lien entre ces deux procédures est difficile à évaluer de façon précise. Néanmoins, il est vraisemblable que la durée d'établissement de lien de la PSDCP de complexité réduite soit équivalente à celle de la PSMP lorsque $L = 2$. En effet, la détermination du précodeur est seulement 1,2 fois plus complexe dans cette configuration (Figure 7.8b).

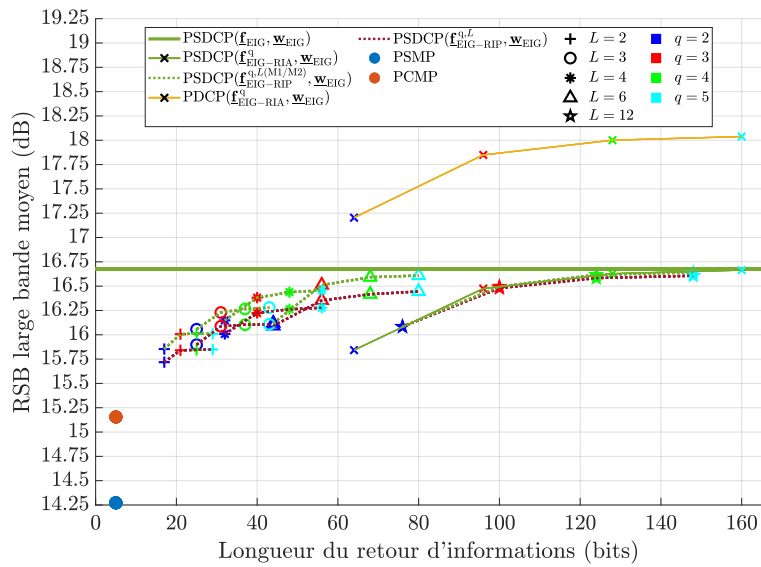
Enfin, nous observons que la procédure PCMP est une solution efficace en CDL-B selon plusieurs critères d'évaluation. En effet, le RSB est du même ordre de grandeur que celui expérimenté avec la procédure PSDCP, couplée à la méthode RIP, pour un retour d'informations bien plus court. Il est néanmoins important de rappeler que la durée d'établissement de lien de la procédure PCMP est importante vis-à-vis des procédures séquentielles, du fait de l'évaluation conjointe des faisceaux d'émission et de réception (Figure 7.3).

7.3.3.5 Performances des procédures PSMP, PCMP, PSDCP (de complexité réduite ou non) et PDCP complètes pour des déphaseurs de résolution finie

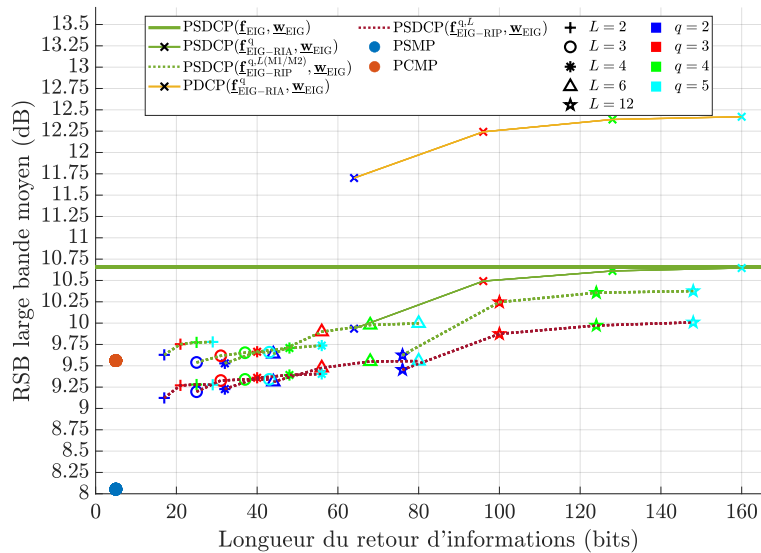
Finalement, nous analysons l'impact sur le RSB de la quantification de phase réalisée par les déphaseurs des réseaux émetteur et récepteur. À cet effet, le RSB des procédures PSMP, PCMP, PSDCP (de complexité réduite ou non) et PDCP complètes est illustré selon la longueur du retour d'informations sur la Figure 7.14, pour des réseaux émetteur et récepteur dont les déphaseurs ont une résolution usuelle de $q_{tx} = q_{rx} = 3$ bits. Les procédures PSDCP et PDCP, couplées à la méthode RIA, sont uniquement représentées pour $q = \{2, 3\}$ bits puisque la résolution du réseau émetteur est de $q_{tx} = 3$ bits. Avec la méthode RIA, la dégradation apportée par la quantification de phase des déphaseurs des réseaux émetteur et récepteur est de l'ordre de 0,1-0,2 dB pour les procédures PSDCP et PDCP. Cette dégradation s'explique uniquement par la quantification de phase du combineur $\mathbf{w}_{EIG}$, puisque le précodeur $\mathbf{f}_{EIG-RIA}^q$ est déjà quantifié en phase du fait de la méthode RIA ($\mathbf{f}_{EIG-RIA}^q = \mathbf{f}_{EIG-RIA}^q$). Cette perte de performances est équivalente à celle expérimentée avec la procédure PCMP. En revanche, la dégradation du RSB est plus marquée avec la procédure PSDCP (de complexité réduite ou non) couplée à la méthode RIP. Celle-ci est en effet de l'ordre de 0,5-0,6 dB en CDL-A et de 0,3-0,4 dB en CDL-B. Contrairement à la méthode RIA, le précodeur $\mathbf{f}_{EIG-RIP}^q / \mathbf{f}_{EIG-RIP}^{q, L(M1/M2)}$ qui est transmis à l'émetteur n'est pas quantifié en phase. La quantification de phase réalisée par l'émetteur, qui permet d'obtenir $\mathbf{f}_{EIG-RIP}^q / \mathbf{f}_{EIG-RIP}^{q, L(M1/M2)}$, introduit donc des pertes supplémentaires. Malgré celles-ci, la procédure PSDCP de complexité réduite, couplée à la méthode RIP, reste une solution pertinente pour améliorer la robustesse de lien dans un contexte de faible durée d'établissement de lien.

7.3.4 Synthèse

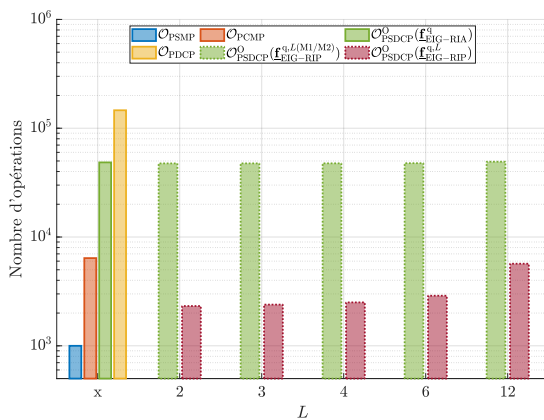
Au cours de cette section, les retours d'informations par antenne et par précodeur ont été étudiés pour la procédure PSDCP (de complexité réduite ou non) selon 3 critères de performances : la robustesse de lien, la longueur du retour d'informations et la complexité des traitements mis en oeuvre. Pour le réseau émetteur de $N_T = 32$ antennes et la bande passante



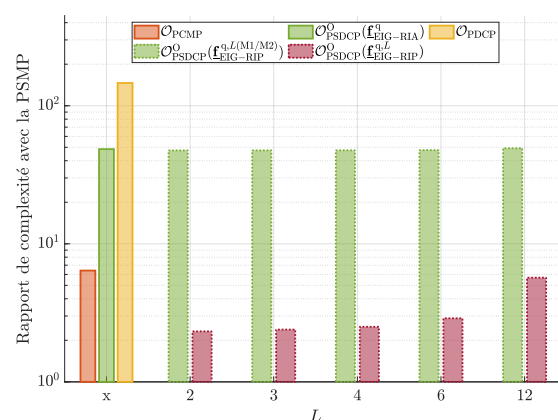
(a) RSB large bande moyen (CDL-A)



(b) RSB large bande moyen (CDL-B)



(c) Nombre d'opérations pour déterminer le précodeur et le combineur



(d) Rapport de complexité avec la procédure PSMP

FIGURE 7.13 – Performances des procédures PSMP, PCMP, PSDCP (de complexité réduite ou non) et PDCP complètes selon la longueur du retour d'informations et la complexité de détermination du précodeur et du combineur

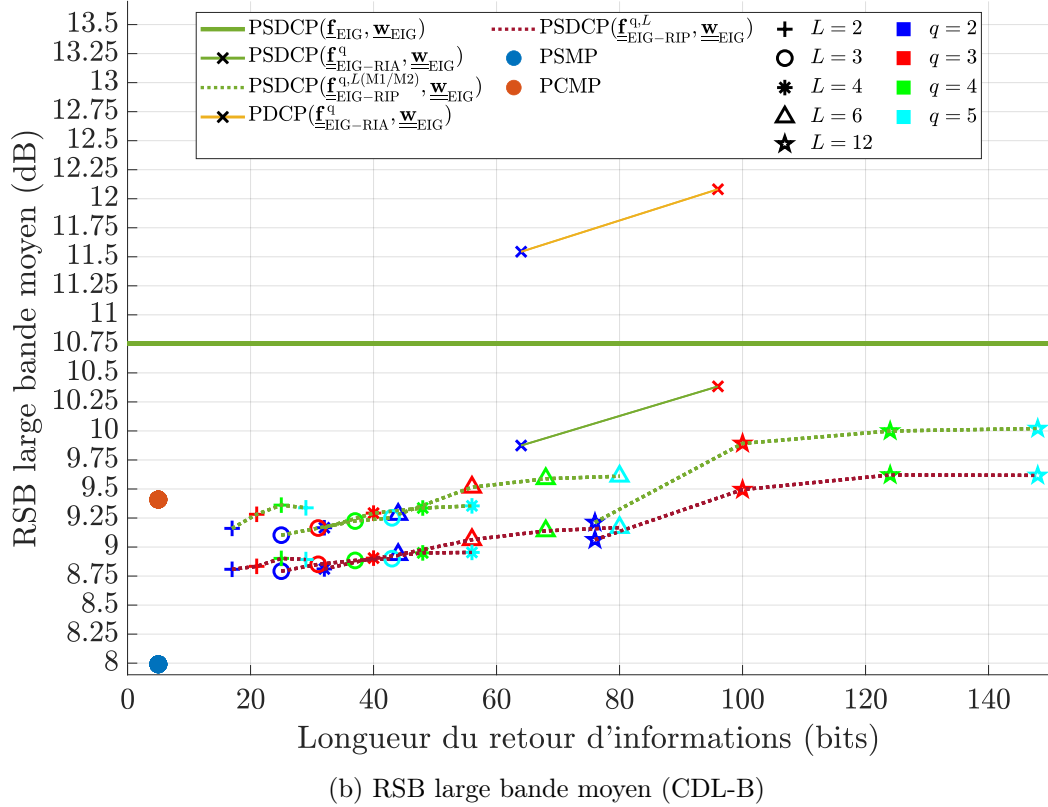
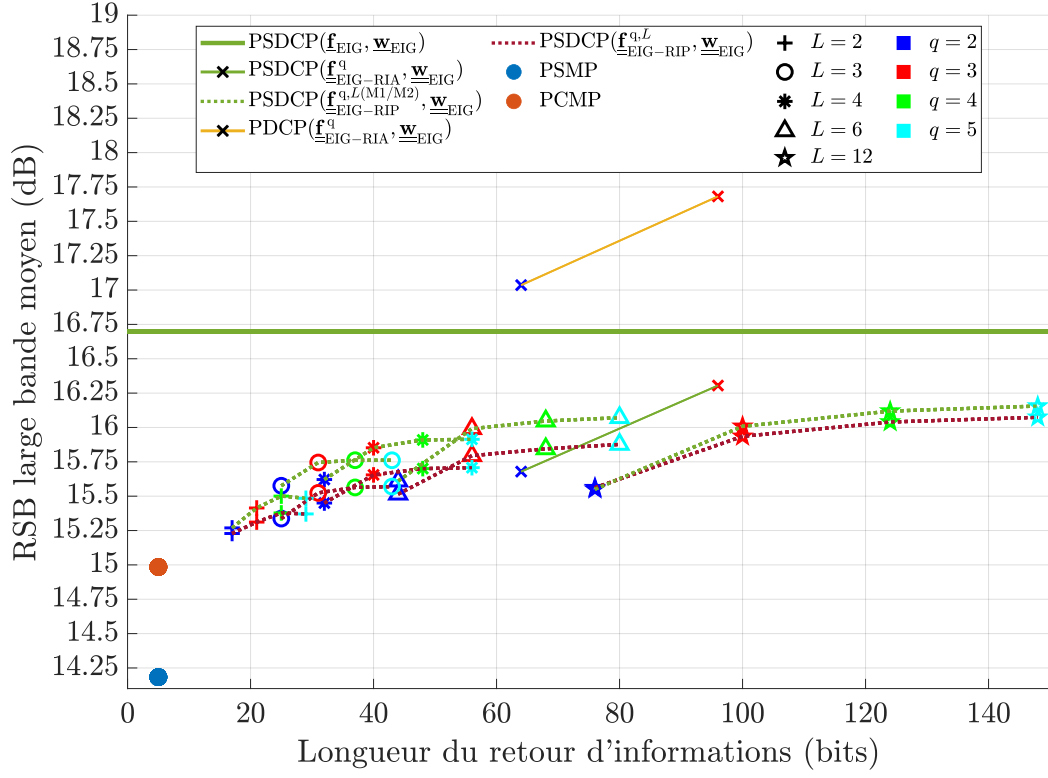


FIGURE 7.14 – Performances des procédures PSMP, PCMP, PSDCP (de complexité réduite ou non) et PDCP complètes selon la longueur du retour d'informations, pour des déphaseurs de résolution $q_{tx} = q_{rx} = 3$ bits

de 100 MHz considérés, il a été observé que la procédure PSDCP, couplée à la méthode RIA, est la plus performante en matière de robustesse de lien. Cette solution est néanmoins coûteuse selon les deux autres critères. Il a également été observé que la méthode RIA n'a que peu d'intérêt pour la procédure PSDCP de complexité réduite, car la méthode RIP permet d'obtenir une robustesse de lien équivalente pour un message de retour d'informations de plus petite taille. La procédure PSDCP de complexité réduite, couplée à la méthode RIP, est bien adaptée aux scénarios pour lesquels la complexité et la longueur du retour d'informations sont plus fortement contraintes. L'un des avantages remarquables de cette solution est sa capacité à s'adapter aux exigences systèmes par l'intermédiaire du nombre L de précodeurs sélectionnés. Plus particulièrement, ce paramètre établit un compromis entre la robustesse de lien d'une part et la complexité et la longueur du retour d'informations d'autre part. Finalement, pour une résolution usuelle de $q_{tx} = q_{rx} = 3$ bits, il a été observé que le phénomène de quantification de phase dégrade plus fortement les performances de la méthode RIP, sans pour autant remettre en cause sa pertinence.

7.4 Conclusion

Dans ce septième chapitre, nous avons proposé une Procédure Séquentielle de Détermination de la Composante Principale (PSDCP) du canal de transmission. Il a été montré que cette solution réduit efficacement la durée d'établissement de lien de la Procédure de Détermination de la Composante Principale (PDCP) sans atteindre celle de la Procédure Séquentielle de Mesures de Puissance (PSMP), du fait de la complexité des traitements effectués. Par ailleurs, il a été observé qu'un combineur initial qui forme un faisceau de forte ouverture, à partir de l'ensemble du réseau d'antennes de réception, améliore la robustesse de lien par rapport à une sélection d'antennes ou à une excitation de phase linéaire. Les techniques d'élargissement de faisceau présentées au cours des Chapitres 4 et 5 sont donc des solutions pertinentes pour déterminer la composante principale du canal de transmission à l'aide de la procédure PSDCP.

Au cours de ce chapitre, nous avons également proposé des méthodes de réduction de complexité de la procédure PSDCP. L'objectif a été de faire tendre la complexité de la PSDCP vers celle de la PSMP, de sorte à ce que la durée d'établissement de lien de la première tende vers celle de la seconde. L'analyse menée et les simulations effectuées ont montré qu'un premier levier de réduction de la complexité est l'exploitation d'un ensemble réduit de sous-porteuses pour la détermination du précodeur et du combineur. Dans le cadre des configurations évaluées, l'exploitation d'1 sous-porteuse sur 64 entraîne une dégradation modérée de 0,1 dB pour une réduction de complexité significative. Cette densité est inférieure à celle des signaux CSI-RS en 5G NR, qui est de 1/12 ou 1/24. Le second levier de réduction de la complexité repose sur la sélection d'un sous-ensemble de L canaux effectifs avant le calcul de la matrice de covariance large bande du canal de transmission. Cette approche réduit efficacement la complexité de la procédure PSDCP, qui tend vers celle de la procédure PSMP à mesure que L tend vers 1. Bien que les performances de la procédure PSDCP soient dégradées par la réduction de la complexité, il a été observé que celles-ci restent bien supérieures à celles de la procédure PSMP, notamment en environnement peu riche en multi-trajets.

Par ailleurs, deux méthodes de retour d'informations ont été évaluées. Il a été vu que le Retour d'Informations par Antenne (RIA) est la solution la plus pertinente pour favoriser la robustesse de lien de la procédure PSDCP. La méthode RIP a quant à elle pour avantage de réduire la longueur du retour d'informations et d'être bien adaptée à la procédure PSDCP de complexité réduite que nous proposons.

Enfin, il a été observé que le phénomène de quantification de phase ne remet pas en cause la pertinence de la procédure PSDCP (de complexité réduite ou non) que nous proposons pour la résolution usuelle de $q_{tx} = q_{rx} = 3$ bits que nous avons considérée.

Du fait de l'ensemble de ces conclusions, la procédure PSDCP de complexité réduite nous semble particulièrement adaptée aux contraintes pratiques imposées par les communications à faible latence et à haute fiabilité dans les bandes millimétriques.

Conclusion générale

Les travaux menés au cours de cette thèse ont permis de proposer de nouvelles approches pour améliorer la fiabilité et la durée d'établissement de lien des communications dans les bandes millimétriques. Ces améliorations ont porté plus particulièrement sur l'opération de filtrage spatial réalisée par l'étage radio-fréquence. Celle-ci revêt une importance capitale sur ces bandes de fréquence, puisque l'essentiel des traitements multi-antennes ne peut être effectué en bande de base pour des raisons de coût et de consommation énergétique. Pour ces mêmes raisons, la contrainte forte de nos travaux a été de considérer que les traitements multi-antennes proposés doivent s'appuyer sur une excitation de phase, sous contrainte d'amplitude constante.

Le premier chapitre de ce manuscrit nous a permis de présenter brièvement les diverses avancées techniques qui ont été introduites au fil des différentes générations de communication cellulaire. L'une des évolutions clés du premier standard de cinquième génération, communément désigné par le terme 5G New Radio, a été l'introduction des communications sur les bandes millimétriques. Cette montée en fréquence s'est accompagnée d'une multiplication du nombre d'antennes, mais aussi d'une gestion dynamique de l'opération de filtrage spatial sur l'étage radio-fréquence.

Le deuxième chapitre de ce document a été l'occasion de décrire plus précisément les principales caractéristiques de la couche PHY 5G NR et d'analyser en particulier les mécanismes de filtrage spatial qui ont été standardisés. Ce travail a mis en lumière les mécanismes d'indication spécifiés, qui contraignent à la fois la durée d'établissement de lien et la robustesse de celui-ci. Le standard 5G NR repose plus spécifiquement sur la sélection du filtre spatial (ou des filtres spatiaux) de meilleure qualité à partir de la puissance de réception des signaux pilotes transmis. Ce traitement est particulièrement bien adapté aux environnements LOS, mais l'est moins en NLOS. Par ailleurs, l'analyse effectuée a montré que la durée d'établissement de lien dépend du nombre de filtres spatiaux évalués, mais aussi des calculs que le terminal doit effectuer lors de la mise en oeuvre de la procédure d'établissement de lien.

Le troisième chapitre de ce manuscrit a été dédié à la description du canal de transmission CDL proposé par le 3GPP. Celui-ci modélise les perturbations subies par le signal lors de sa propagation pour divers environnements. L'implémentation de ce modèle sous Matlab a été nécessaire afin d'évaluer la pertinence des solutions proposées au cours de nos travaux.

L'étude réalisée au cours de cette première partie a abouti à la définition de deux axes de recherche. Le premier a été consacré aux techniques d'élargissement de faisceau, qui ont pour avantage de réduire la durée d'établissement de lien, mais aussi d'améliorer sa robustesse dans certains scénarios (phénomène de blocage, erreur d'alignement de faisceau). Le second axe de recherche a été dédié au développement d'une procédure de formation de faisceau analogique adaptée à la nature multi-trajets des environnements NLOS. La durée de l'établissement de lien et la complexité des traitements effectués ont également été intégrées à notre étude afin de répondre au mieux au contexte URLLC.

La seconde partie de ce manuscrit a traité du premier axe de recherche, c'est-à-dire des techniques d'élargissement de faisceau.

Le quatrième chapitre a montré qu'une très large majorité des techniques d'élargissement de faisceau à excitation de phase, sous contrainte d'amplitude constante, repose sur l'optimisa-

tion des coefficients de déphasage, par l'intermédiaire d'un algorithme dédié ou d'une recherche exhaustive. Par conséquent, celles-ci ont une complexité importante et requièrent une optimisation en différé de la forme des faisceaux. Par ailleurs, la seule méthode systématique et de faible complexité de la littérature a pour inconvénient d'offrir une faible flexibilité de contrôle de l'ouverture du faisceau formé.

Le cinquième chapitre de ce document a été consacré à la description de la technique d'élargissement de faisceau à excitation de phase, sous contrainte d'amplitude constante, que nous avons développée. Celle-ci a pour particularités de reposer sur une excitation de phase quadratique, de pouvoir être appliqué de façon systématique et d'être de faible complexité. Le paramétrage de l'excitation de phase quadratique s'appuie sur l'expression analytique du rayonnement et plus particulièrement sur la distance angulaire entre les fonctions de Fresnel en cosinus qui le composent. Les simulations effectuées ont montré que notre proposition est plus performante que la technique systématique de faible complexité de la littérature. Ce résultat s'explique par l'importante flexibilité de notre technique du point de vue du contrôle de l'ouverture du faisceau formé. Il a également été montré que les performances de notre méthode tendent vers celles de l'excitation de phase polynomiale avec optimisation, à mesure que le nombre d'antennes augmente. Ce résultat est remarquable, car il signifie qu'il est possible de s'affranchir de l'étape d'optimisation pour les réseaux d'antennes de grande taille. Par ailleurs, une technique de paramétrage, qui s'appuie sur l'efficacité de rayonnement du réseau, a été proposée pour le contrôle de l'ouverture du faisceau. Celle-ci a pour avantage de fournir une méthode de contrôle de l'ouverture dont la précision est indépendante de la taille du réseau. De surcroît, cette technique de paramétrage assure que l'écart entre l'angle de dépointage du faisceau et la direction effective de celui-ci n'excède pas une tolérance paramétrable.

La troisième partie de ce manuscrit a traité du second axe de recherche, c'est-à-dire des procédures de formation de faisceau analogique.

Le sixième chapitre nous a donné l'occasion de présenter différentes procédures de formation de faisceau analogique de l'état de l'art. Celles-ci ont été comparées selon trois critères de performances : la robustesse de lien au sens du RSB large bande, la durée d'établissement de lien et la complexité des traitements à effectuer. Il a été vu que la procédure qui s'appuie sur la détermination de la composante principale du canal de transmission est très performante selon le premier critère, au détriment des deux autres. Par ailleurs, les procédures basées sur une évaluation séquentielle ou conjointe des faisceaux d'émission et de réception, à partir de la puissance des signaux pilotes reçus, ont pour avantage de nécessiter peu de calculs, mais sont bien moins performantes en matière de robustesse de lien en environnements NLOS. L'évaluation séquentielle favorise la réduction de la durée d'établissement de lien vis-à-vis de l'approche conjointe, au détriment de la robustesse de lien. Enfin, il a été montré que la prise en compte de contraintes liées à la formation de faisceau analogique, telle que la quantification de phase réalisée par les déphaseurs des réseaux émetteur et récepteur, ne remet pas en cause la pertinence de l'exploitation de la composante principale du canal de transmission du point de vue de la robustesse de lien.

Le septième chapitre a été consacré à la description de la procédure de formation de faisceau analogique que nous proposons. Celle-ci s'appuie sur une évaluation séquentielle de la composante principale du canal de transmission. Cette évaluation séquentielle a pour avantage de réduire la durée d'établissement, sans dégrader de façon trop significative les gains obtenus par l'exploitation de la composante principale du canal de transmission. Pour cette procédure, il a été observé que les techniques d'élargissement de faisceaux à excitation de phase, sous contrainte d'amplitude constante, sont favorables à la détermination de la composante principale du canal de transmission. La complexité de la procédure proposée est néanmoins importante devant celles qui s'appuient sur la mesure de puissance des signaux pilotes reçus. De manière à réduire le nombre d'opérations à réaliser, une procédure de plus faible complexité a été proposée. Celle-ci s'appuie sur deux leviers, qui ont été identifiés par les calculs de complexité effectués. Le premier concerne la densité des ressources pilotes exploitées pour le calcul de la matrice de covariance

large bande du canal de transmission. Il a été vu que ce calcul peut être effectué pour une densité inférieure à celle standardisée en 5G NR, sans perte de performances. Le second levier de réduction de complexité repose sur la sélection d'un sous-ensemble de L canaux effectifs, avant le calcul de la matrice de covariance large bande du canal de transmission. Cette approche réduit efficacement la complexité de la procédure, qui peut tendre vers celle d'une simple évaluation de la puissance des signaux pilotes reçus. Cette réduction de complexité s'accompagne néanmoins d'une dégradation de la robustesse de lien, notamment dans les environnements riches en multi-trajets. Enfin, deux méthodes de retour d'informations ont été évaluées pour les procédures que nous proposons. Le premier est effectué par antenne, tandis que le second est réalisé pour un sous-ensemble de précodeurs. Il a été vu que la première méthode favorise la robustesse de lien au détriment de la longueur du retour d'informations. La seconde méthode a pour avantage d'être moins coûteuse en matière de retour d'informations et de complexité, mais est moins favorable à la robustesse de lien. Les procédures que nous proposons offrent une paramétrabilité importante, ce qui est une propriété avantageuse pour répondre aux performances systèmes attendues. Finalement, la procédure de complexité réduite nous semble une solution particulièrement adaptée à la problématique de ce manuscrit qui a traité des communications à faible latence et à haute fiabilité dans les bandes millimétriques.

Perspectives

Diverses perspectives sont envisagées afin d'améliorer ou d'étendre les travaux réalisés au cours de cette thèse.

En premier lieu, des améliorations ont été identifiées pour la méthode de contrôle de l'ouverture du faisceau qui s'appuie sur l'efficacité de rayonnement du réseau. En effet, celle-ci ne permet pas de gérer de façon conjointe et systématique le paramétrage de l'ouverture selon la taille du réseau et l'angle de dépointage. L'ouverture peut actuellement être réglée systématiquement selon la taille du réseau dans la direction normale à celui-ci ou bien systématiquement selon l'angle de dépointage souhaité pour une taille de réseau fixe. L'idée serait donc de trouver une méthode de contrôle systématique de l'ouverture du faisceau selon la taille du réseau et l'angle de dépointage souhaité. Il serait également intéressant d'étendre la méthode de contrôle s'appuyant sur l'efficacité de rayonnement aux réseaux 2D, qui sont très largement déployés aujourd'hui.

En second lieu, de nouvelles études sont envisagées pour la procédure séquentielle de détermination de la composante principale du canal de transmission. Tout comme pour la technique d'élargissement de faisceau s'appuyant sur l'efficacité de rayonnement du réseau, il serait intéressant d'étudier les performances de la procédure proposée pour des réseaux 2D. Pour les dictionnaires de précodage et de combinaison implémentés, il est attendu que la multiplication du nombre d'antennes, du fait de l'utilisation de réseaux 2D, s'accompagne d'une augmentation de la durée d'établissement de lien. Il serait alors intéressant d'étudier la pertinence des dictionnaires s'appuyant sur l'élargissement de faisceau, implémenté par l'intermédiaire d'excitations de phase quadratique par exemple, pour réduire la durée d'établissement de lien. Par ailleurs, il nous semble important d'étendre l'étude des performances au cas des canaux non-statiques. Il pourrait être intéressant de déterminer la vitesse à partir de laquelle le temps de cohérence du canal devient trop faible devant la durée d'établissement de lien de la procédure. Il serait également judicieux de mesurer l'impact de la rotation du terminal sur la robustesse de lien pour les diverses procédures. Enfin, la procédure que nous proposons pourrait être adaptée à la formation de faisceau hybride pour améliorer l'efficacité spectrale du système dans les scénarios à forte densité d'utilisateurs par exemple.

En définitive, les techniques développées au cours de cette thèse ont apporté des solutions à quelques défis posés par les communications cellulaires à faible latence et à haute fiabilité dans les bandes millimétriques. Ces techniques ont pour avantage d'avoir été conçues en prenant en compte des contraintes pratiques afin de faciliter leur déploiement dans des systèmes réels.

Annexes

Annexe A

Configuration du canal PDCCH : niveau d'agrégation

La Figure A.1 illustre la notion de niveau d'agrégation pour la transmission du canal PDCCH. Dans cet exemple, le niveau d'agrégation du canal PDCCH est de 2 puisque 2 CCEs le porte. Selon le type d'allocation sélectionné, les 6 REGs qui composent chaque CCE sont contiguës (*non-interleaved mapping*) ou non (*interleaved mapping*) [30, 10.1.2].

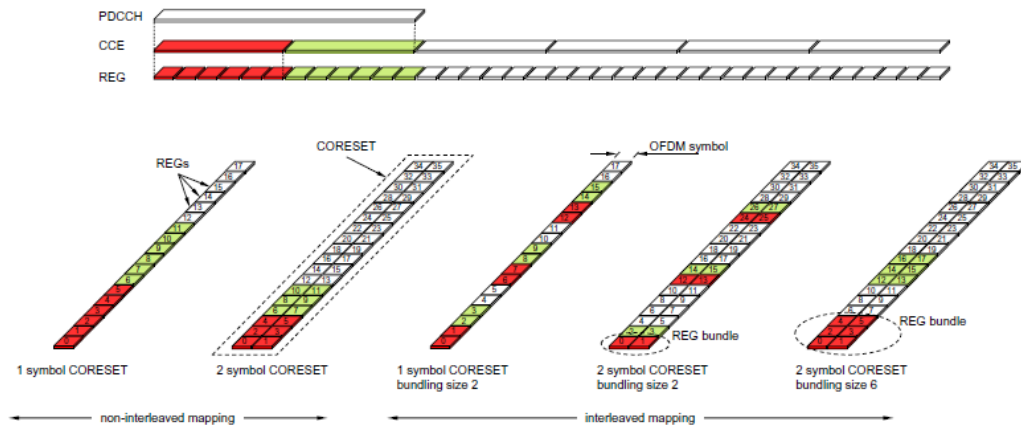


FIGURE A.1 – Mécanisme d'agrégation pour la transmission du PDCCH [30, Figure 10.5]

Annexe B

Configuration du canal PDSCH : allocation de type 1

La Figure B.1 illustre le passage des ressources virtuelles VRBs aux ressources physiques PRBs pour une allocation PDSCH de type 1 sans entrelacement (*Non-interleaved mapping*) et avec entrelacement (*interleaved mapping*).

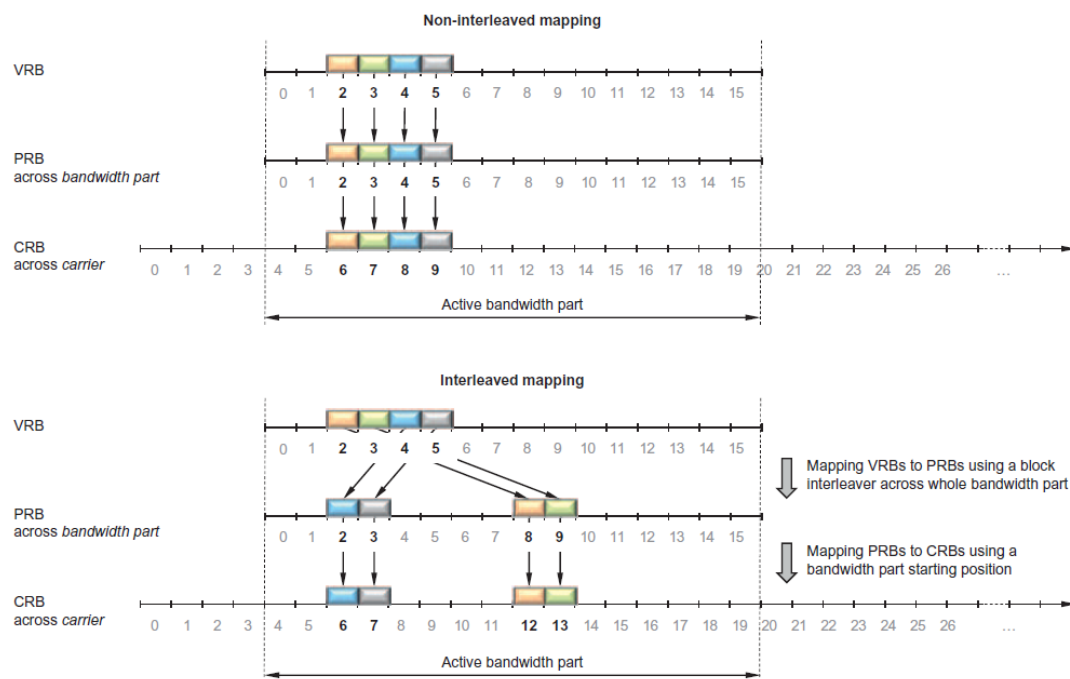


FIGURE B.1 – Allocation PDSCH de type 1 sans entrelacement et avec entrelacement [30, Figure 9.12]

Annexe C

Configuration des ressources CSI-RS : le *CSI-RS-ResourceMapping*

L'allocation temps-fréquence d'une ressource CSI-RS sur un slot est configurée par la structure *CSI-RS-ResourceMapping* composée des 6 paramètres suivants [45, P235] :

- *nrofPorts* : Nombre de ports composant la ressource CSI-RS
- *cdm-Type* : Multiplexage en code des ports d'antennes
- *density* : Densité fréquentielle des ports d'antennes
- *frequencyDomainAllocation* : Allocation et multiplexage fréquentiels des ports d'antennes
- *firstOFDMsymbolInTimeDomain* : Allocation et multiplexage temporels des ports d'antennes
- *freqBand* : Allocation fréquentielle au sein du BWP

Ces paramètres sont détaillés dans les sections qui suivent.

C.1 Nombre de ports (*nrofPorts*)

La norme 5G NR autorise l'émission d'un signal CSI-RS composé de 1, 2, 4, 8, 12, 16, 24 ou 32 ports d'antennes. Le nombre de ports configurés dépend de l'usage qui est fait du signal CSI-RS ainsi que du type de formation de faisceau mis en oeuvre à l'émission. Ainsi, un signal TRS est composé d'un unique port d'antennes [30, 8.1.7], tandis qu'un signal CSI-RS exploité pour déterminer le meilleur faisceau analogique d'émission est composé de 2 ports d'antennes au maximum [40, 5.1.6.1.2]. Les configurations de 4 à 32 ports d'antennes sont employées pour les traitements multi-antennes réalisés en bande de base. Le multiplexage des ports d'antennes sur un bloc de ressources est réalisé en temps (Time-Division Multiplexing (TDM) en anglais), en fréquence (Frequency-Division Multiplexing (FDM) en anglais), ou bien encore à l'aide de codes d'orthogonalisation (Code-Division Multiplexing (CDM) en anglais). Les méthodes TDM, FDM et CDM sont combinées dépendamment du nombre de ports d'antennes considérés. Les contraintes de configuration sont explicitées dans les sections suivantes.

C.2 Multiplexage en code des ports d'antennes (*cdm-Type*)

Le paramètre *cdm-Type* définit le code d'orthogonalisation utilisé pour multiplexer les ports d'antennes. Les 4 configurations de multiplexage temps-fréquence des ports d'antennes standardisées en 5G NR sont représentées sur la Figure C.1. Dans le cas *noCDM*, un seul port d'antennes est configuré à l'émission, il n'y a donc pas de multiplexage à proprement parler. Dans le cas *fd-CDM2*, 2 ports d'antennes sont multiplexés sur deux sous-porteuses adjacentes. Enfin, dans les cas *cdm4-FD2-TD2* et *cdm8-FD2-TD4*, les ports d'antennes sont multiplexés sur 2 sous-porteuses adjacentes et sur 2 ou 4 symboles OFDM respectivement. Cette première

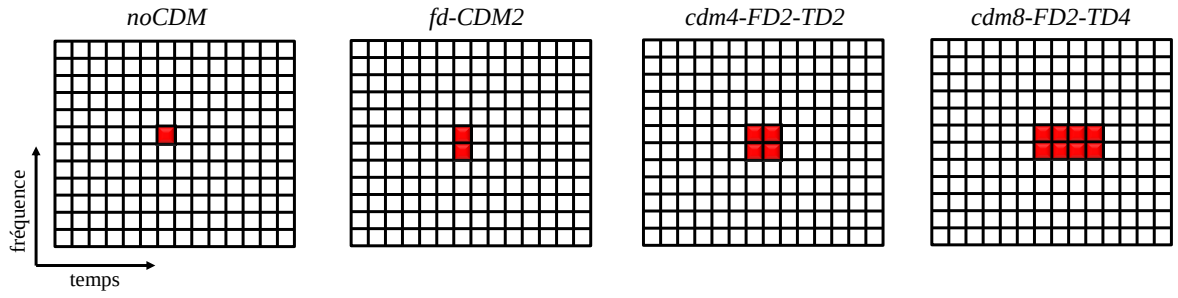


FIGURE C.1 – Ensemble des configurations de multiplexage en code des ports d'antennes

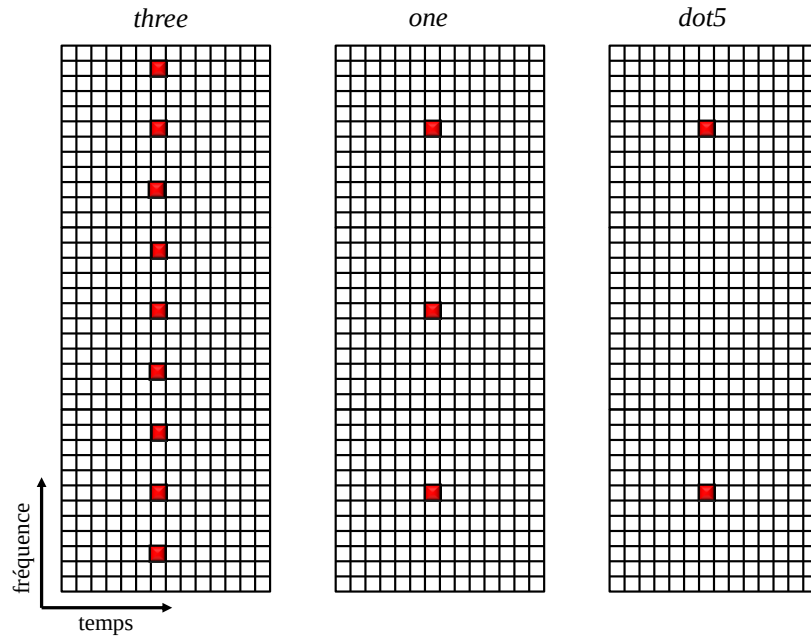


FIGURE C.2 – Ensemble des configurations de densité des signaux CSI-RS

configuration est utilisée pour multiplexer 4 ports d'antennes sur les mêmes ressources, tandis que la seconde en multiplexe 8. Il est à noter que les ressources temps-fréquence allouées aux signaux CSI-RS sur la Figure C.1 ont été choisies aléatoirement. La configuration des positions fréquentielle et temporelle de ces signaux est décrite dans les sections suivantes.

C.3 Densité fréquentielle des signaux CSI-RS (*density*)

Un signal CSI-RS est associé à un BWP de la voie descendante et couvre l'ensemble ou une partie de la bande de celui-ci, dépendamment de la configuration spécifiée par le paramètre *freq-Band*. À l'intérieur de ce BWP, le signal CSI-RS peut être transmis sur chaque bloc de ressources (*density=one*) ou bien tous les deux blocs de ressources (*density=dot5*). Pour cette dernière configuration, un paramètre définit si le signal CSI-RS est présent sur les blocs de ressources pairs (*evenPRBs*) ou impairs (*oddPRBs*). Une troisième configuration est également standardisée et permet de configurer une valeur de densité de 3 (*density=three*). Celle-ci est spécifique aux signaux TRS et doit permettre de suivre la dérive temporelle de l'oscillateur avec une plus grande précision [30, 8.1.7]. Les 3 configurations normalisées sont illustrées sur la Figure C.2.

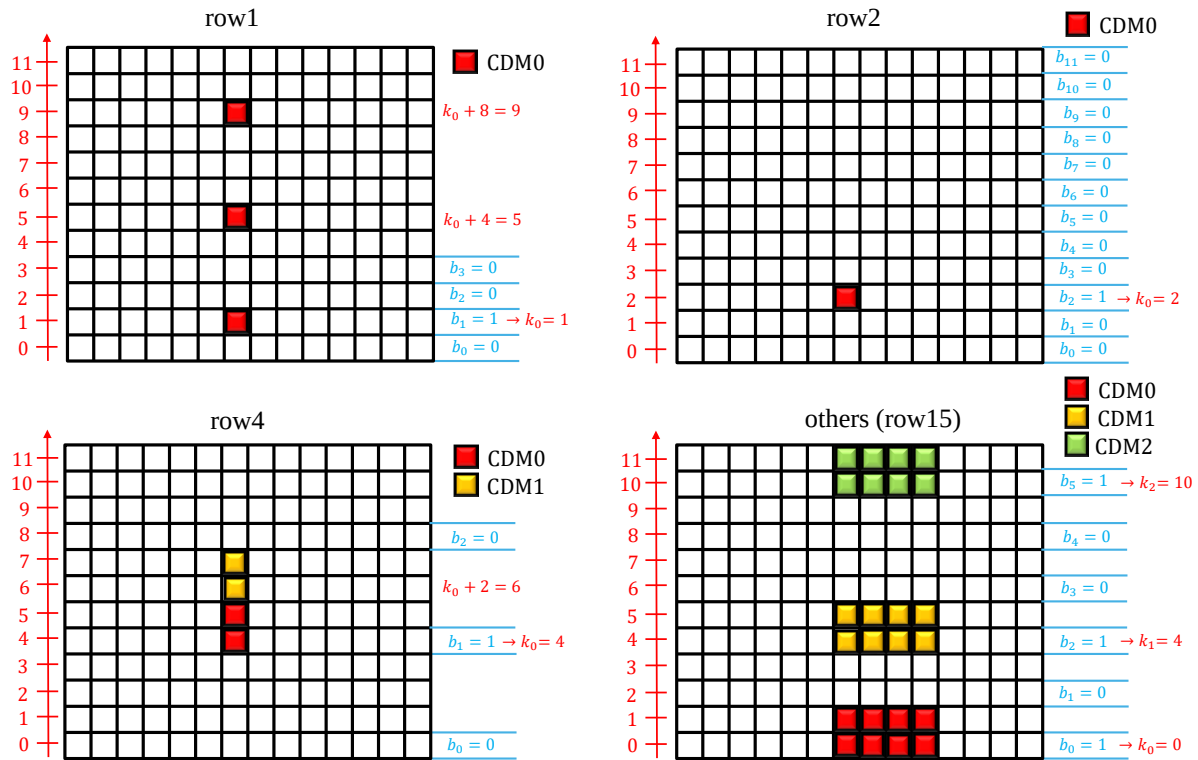


FIGURE C.3 – Multiplexage FDM des ports d'antennes et allocation des signaux CSI-RS en fréquence pour les quatre groupes spécifiés

C.4 Allocation et multiplexage fréquentiels des ports d'antennes (*frequencyDomainAllocation*)

L'allocation des signaux CSI-RS et le multiplexage fréquentiel des ports d'antennes est contraint par les 18 configurations standardisées (Section C.7). Ces dernières sont séparées en quatre groupes :

- *row1* : Ce mode est utilisé pour la configuration d'un signal TRS. Par conséquent, le signal CSI-RS est composé de 1 port de densité 3. La position fréquentielle de celui-ci au sein d'un RB est codée sur 4 bits $[b_3 b_2 b_1 b_0]$. La première sous-porteuse du slot, notée k_0 , occupée par le signal CSI-RS dépend de la position $f(1)$ du premier bit à 1 selon la relation suivante : $k_0 = f(1)$.
- *row2* : Ce mode est utilisé pour la configuration de 1 port de densité 1/2 ou 1. Cette configuration est adaptée à la détermination du meilleur faisceau analogique d'émission. La logique d'allocation est la même que pour le *row1*, mais sur 12 bits.
- *row4* : Ce mode est utilisé pour la configuration de 4 ports de densité 1 à partir du motif *fd-CDM2*. Le premier groupe CDM est positionné tel que $k_0 = 4f(1)$ et le second groupe est positionné 2 sous-porteuses plus loin. Trois configurations sont possibles, en conséquence, 3 bits sont nécessaires pour coder l'allocation.
- *others* : Ce mode contient l'ensemble des autres méthodes d'allocations standardisées. Celles-ci sont particulièrement adaptées à la détermination du traitement multi-antennes à effectuer en bande de base. Contrairement aux autres modes, un ensemble de bits peuvent être mis à 1. Ainsi $k_{i-1} = 2f(i)$, où $f(i)$ et k_{i-1} correspondent respectivement à la position du i^{eme} bit à 1 et à la position fréquentielle du motif $i - 1$.

Des exemples sont illustrés sur la Figure C.3 pour clarifier le mécanisme d'allocation fréquentielle.

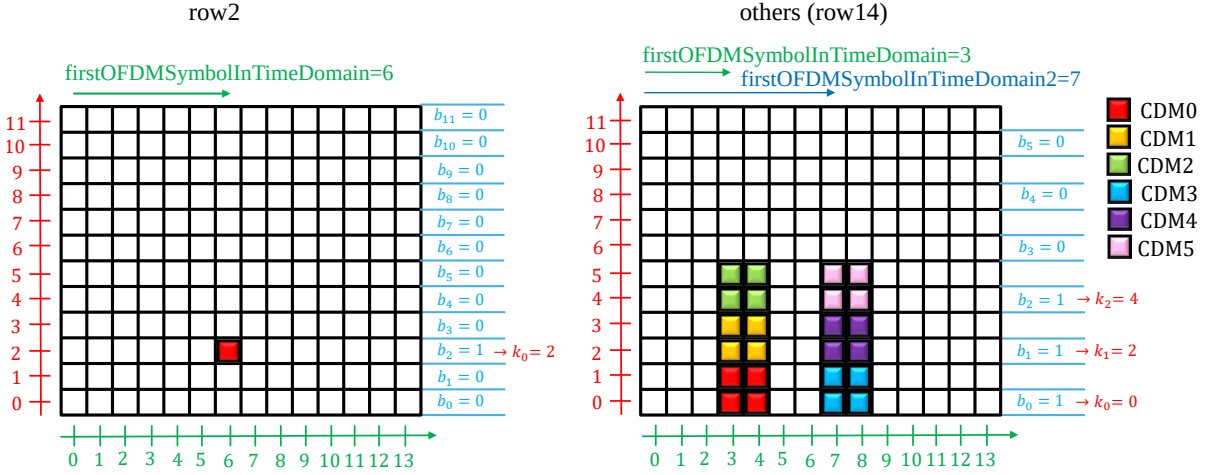


FIGURE C.4 – Allocation en temps et multiplexage TDM des ports d'antennes des signaux CSI-RS

C.5 Allocation et multiplexage temporels des ports d'antennes (*firstOFDMSymbolInTimeDomain*)

Le paramètre *firstOFDMSymbolInTimeDomain* = $\{0, \dots, 13\}$ permet de positionner temporellement le signal CSI-RS à l'intérieur d'un RB. Pour les configurations *others* dont les groupes CDMs sont multiplexés en temps, le paramètre *firstOFDMSymbolInTimeDomain2* = $\{2, \dots, 12\}$ doit également être spécifié. Deux exemples d'allocation temporelle sont donnés sur la Figure C.4.

C.6 Allocation fréquentielle au sein du BWP (*freqBand*)

L'allocation fréquentielle au sein du BWP est configurée par le paramètre *freq-Band* qui pointe vers la structure *CSI-FrequencyOccupation* [45, P220]. Cette dernière permet de spécifier les PRBs transportant le signal CSI-RS grâce à 2 paramètres qui sont illustrés sur la Figure C.5 :

- *startingRB* : Premier PRB occupé par le signal CSI-RS. La position du PRB est spécifiée à partir de la grille CRB et coïncide avec le CRB d'indice $N_{initialRB}$.
- *nrofRBs* : Nombre de PRBs N_{CSI-RS}^{BW} couverts par le signal CSI-RS.

Le nombre minimum de PRBs occupés est de 24, à moins que la largeur du BWP soit plus petite. La largeur maximale paramétrable correspond quant à elle à celle du BWP. Plus de détails sont fournis en [40, 5.2.2.3.1].

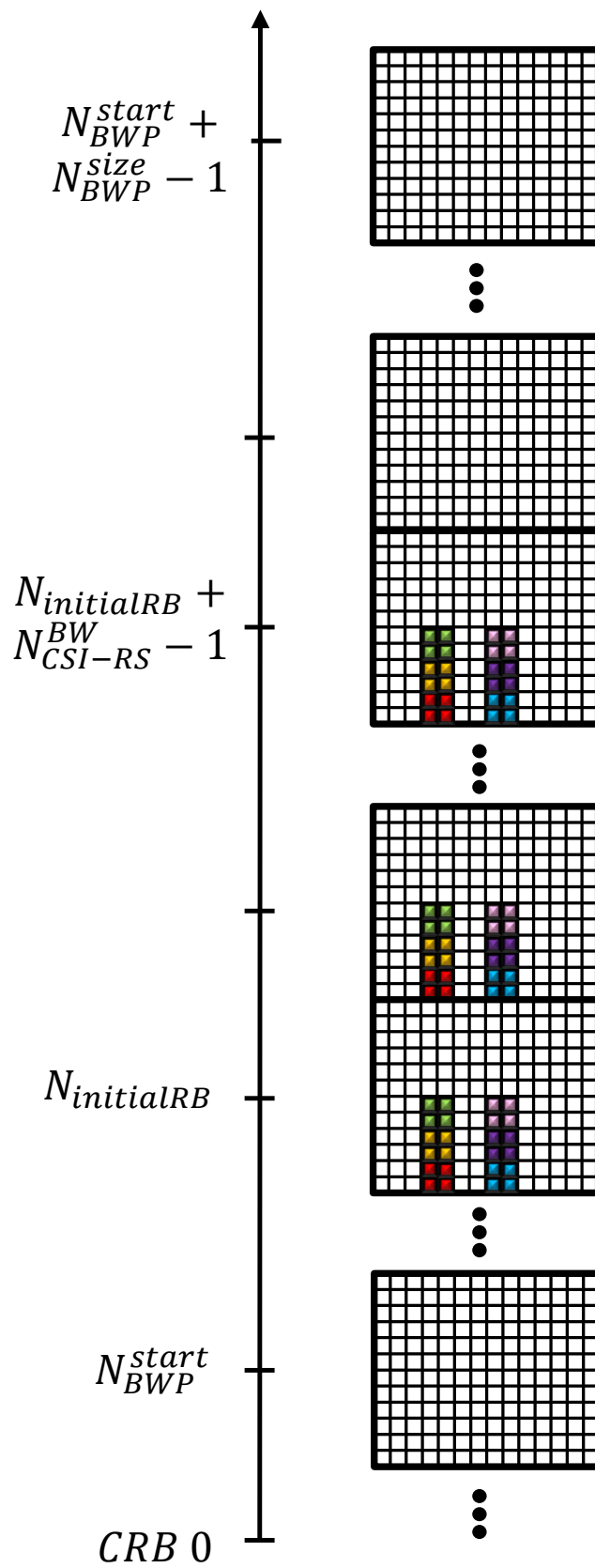


FIGURE C.5 – Exemple d'allocation fréquentielle pour la configuration row14 proposée en Figure C.4 avec une densité fréquentielle de 1

C.7 Configurations standardisées

Les associations autorisées pour les paramètres *nrofPorts*, *cdm-Type* et *density* sont données par la Figure C.6. Dans le cas où l'allocation (*frequencyDomainAllocation*) est de type *others*, il est possible que les paramètres *nrofPorts*, *cdm-Type* et *density* configurés soient valides pour plusieurs *row*. Le terminal détermine alors la configuration exacte à partir du nombre de bits fixés à 1 pour le paramètre *frequencyDomainAllocation* [45, P236]. Ce cas de figure se présente par exemple pour les configurations *row6* et *row7*, pour lesquelles les valeurs des paramètres *nrofPorts*, *cdm-Type* et *density* sont identiques. Si le paramètre *frequencyDomainAllocation* indique que 4 bits (resp. 2 bits) sont fixés à 1, le terminal en déduit que les ressources CSI-RS sont configurées selon *row6* (resp. *row7*).

Row	Ports X	Density ρ	cdm-Type	$(\bar{k}, \bar{l})$	CDM group index j	κ'	l'
1	1	3	noCDM	$(k_0, l_0), (k_0 + 4, l_0), (k_0 + 8, l_0)$	0,0,0	0	0
2	1	1, 0.5	noCDM	(k_0, l_0)	0	0	0
3	2	1, 0.5	fd-CDM2	(k_0, l_0)	0	0, 1	0
4	4	1	fd-CDM2	$(k_0, l_0), (k_0 + 2, l_0)$	0,1	0, 1	0
5	4	1	fd-CDM2	$(k_0, l_0), (k_0, l_0 + 1)$	0,1	0, 1	0
6	8	1	fd-CDM2	$(k_0, l_0), (k_1, l_0), (k_2, l_0), (k_3, l_0)$	0,1,2,3	0, 1	0
7	8	1	fd-CDM2	$(k_0, l_0), (k_1, l_0), (k_0, l_0 + 1), (k_1, l_0 + 1)$	0,1,2,3	0, 1	0
8	8	1	cdm4-FD2-TD2	$(k_0, l_0), (k_1, l_0)$	0,1	0, 1	0, 1
9	12	1	fd-CDM2	$(k_0, l_0), (k_1, l_0), (k_2, l_0), (k_3, l_0), (k_4, l_0), (k_5, l_0)$	0,1,2,3,4,5	0, 1	0
10	12	1	cdm4-FD2-TD2	$(k_0, l_0), (k_1, l_0), (k_2, l_0)$	0,1,2	0, 1	0, 1
11	16	1, 0.5	fd-CDM2	$(k_0, l_0), (k_1, l_0), (k_2, l_0), (k_3, l_0), (k_0, l_0 + 1), (k_1, l_0 + 1), (k_2, l_0 + 1), (k_3, l_0 + 1)$	0,1,2,3,4,5,6,7	0, 1	0
12	16	1, 0.5	cdm4-FD2-TD2	$(k_0, l_0), (k_1, l_0), (k_2, l_0), (k_3, l_0)$	0,1,2,3	0, 1	0, 1
13	24	1, 0.5	fd-CDM2	$(k_0, l_0), (k_1, l_0), (k_2, l_0), (k_0, l_0 + 1), (k_1, l_0 + 1), (k_2, l_0 + 1), (k_0, l_1), (k_1, l_1), (k_2, l_1), (k_0, l_1 + 1), (k_1, l_1 + 1), (k_2, l_1 + 1)$	0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11	0, 1	0
14	24	1, 0.5	cdm4-FD2-TD2	$(k_0, l_0), (k_1, l_0), (k_2, l_0), (k_0, l_1), (k_1, l_1), (k_2, l_1)$	0,1,2,3,4,5	0, 1	0, 1
15	24	1, 0.5	cdm8-FD2-TD4	$(k_0, l_0), (k_1, l_0), (k_2, l_0)$	0,1,2	0, 1	0, 1, 2, 3
16	32	1, 0.5	fd-CDM2	$(k_0, l_0), (k_1, l_0), (k_2, l_0), (k_3, l_0), (k_0, l_0 + 1), (k_1, l_0 + 1), (k_2, l_0 + 1), (k_3, l_0 + 1), (k_0, l_1), (k_1, l_1), (k_2, l_1), (k_3, l_1), (k_0, l_1 + 1), (k_1, l_1 + 1), (k_2, l_1 + 1), (k_3, l_1 + 1)$	0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14,15	0, 1	0
17	32	1, 0.5	cdm4-FD2-TD2	$(k_0, l_0), (k_1, l_0), (k_2, l_0), (k_3, l_0), (k_0, l_1), (k_1, l_1), (k_2, l_1), (k_3, l_1)$	0,1,2,3,4,5,6,7	0, 1	0, 1
18	32	1, 0.5	cdm8-FD2-TD4	$(k_0, l_0), (k_1, l_0), (k_2, l_0), (k_3, l_0)$	0,1,2,3	0,1	0,1,2,3

FIGURE C.6 – Position d'une ressource CSI-RS au sein d'un slot [44, Table 7.4.1.5.3-1]

Annexe D

Canal de transmission

D.1 Réponse antenneaire d'un réseau 2D

La réponse antenneaire d'un réseau 2D peut être implémentée de deux façons différentes. La première méthode contraint les antennes du réseau à appartenir au plan yz tandis que la seconde méthode permet de configurer l'orientation mécanique du réseau d'antennes par rapport au repère global par l'intermédiaire de la matrice de rotation $\mathbf{R}$.

Première méthode

Soit un réseau d'antennes 2D composé de N_y antennes selon l'axe y et de N_z antennes selon l'axe z du repère global. La réponse antenneaire $\mathbf{a}(\theta_0, \phi_0) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ dans la direction $\{\theta_0, \phi_0\}$ d'un tel réseau, composé de $N = N_y \times N_z$ antennes régulièrement espacées d'une distance d , s'exprime

$$\mathbf{a}(\theta_0, \phi_0) = \mathbf{a}_z(\theta_0) \otimes \mathbf{a}_y(\theta_0, \phi_0), \quad (\text{D.1})$$

où $\mathbf{a}_z(\theta_0) \in \mathbb{C}^{N_z \times 1}$ et $\mathbf{a}_y(\theta_0, \phi_0) \in \mathbb{C}^{N_y \times 1}$ désignent la réponse antenneaire dans la direction $\{\theta_0, \phi_0\}$ d'un réseau linéaire et uniforme, respectivement placé sur l'axe z et y . Ces réponses antenneaires correspondent à un simple déphasage linéaire modélisant le retard relatif des signaux reçus par les antennes. Ainsi,

$$\begin{cases} \mathbf{a}_z(\theta_0) = [1, e^{j2\pi\vartheta}, e^{j4\pi\vartheta}, \dots, e^{j2\pi\vartheta(N_z-1)}]^T \\ \mathbf{a}_y(\theta_0, \phi_0) = [1, e^{j2\pi\varphi}, e^{j4\pi\varphi}, \dots, e^{j2\pi\varphi(N_y-1)}]^T \end{cases}, \quad (\text{D.2})$$

où $\vartheta = \frac{d}{\lambda} \cos \theta_0$ et $\varphi = \frac{d}{\lambda} \sin \theta_0 \sin \phi_0$.

Seconde méthode

Avec cette méthode, les antennes de coordonnées cartésiennes (x', y', z') sont positionnées dans le repère local qui a été obtenu après une suite de rotations successives (α , β et γ) du repère global. Soit un réseau d'antennes 2D composé de N_y antennes selon l'axe y' et de N_z antennes selon l'axe z' du repère local. La réponse antenneaire $\mathbf{a}(\theta_0, \phi_0) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ dans la direction $\{\theta_0, \phi_0\}$ d'un tel réseau, composé de $N = N_y \times N_z$ antennes régulièrement espacées d'une distance d , s'exprime,

$$\mathbf{a}(\theta_0, \phi_0) = \mathbf{a}_{z'}(\theta_0, \phi_0) \otimes \mathbf{a}_{y'}(\theta_0, \phi_0), \quad (\text{D.3})$$

où $\mathbf{a}_{z'}(\theta_0) \in \mathbb{C}^{N_z \times 1}$ et $\mathbf{a}_{y'}(\theta_0, \phi_0) \in \mathbb{C}^{N_y \times 1}$ désignent la réponse antenneaire dans la direction $\{\theta_0, \phi_0\}$ d'un réseau linéaire et uniforme, respectivement placé sur l'axe z' et y' . Ces réponses antenneaires s'expriment,

$$\begin{cases} \mathbf{a}_{z'}(\theta_0, \phi_0) = [1, e^{j2\pi\mathbf{k}_z^T \boldsymbol{\rho}}, e^{j4\pi\mathbf{k}_z^T \boldsymbol{\rho}}, \dots, e^{j2\pi(N_z-1)\mathbf{k}_z^T \boldsymbol{\rho}}]^T \\ \mathbf{a}_{y'}(\theta_0, \phi_0) = [1, e^{j2\pi\mathbf{k}_y^T \boldsymbol{\rho}}, e^{j4\pi\mathbf{k}_y^T \boldsymbol{\rho}}, \dots, e^{j2\pi(N_y-1)\mathbf{k}_y^T \boldsymbol{\rho}}]^T \end{cases}, \quad (\text{D.4})$$

où

$$\begin{cases} \mathbf{k}_z = \frac{d}{\lambda} \mathbf{R} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{k}_y = \frac{d}{\lambda} \mathbf{R} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T \end{cases}, \quad (\text{D.5})$$

et

$$\boldsymbol{\rho} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \phi \\ \sin \theta \sin \phi \\ \cos \theta \end{bmatrix}. \quad (\text{D.6})$$

Dans l'expression (D.5), $\mathbf{R}$ désigne la matrice de rotation du repère global vers le repère local dont la construction est détaillée en Section 3.3.3.

D.2 Expression de la vitesse $v_{n,m}$

La vitesse $v_{n,m}$ est obtenue par le calcul du produit scalaire entre le vecteur $\mathbf{v} \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ de déplacement du terminal et le vecteur $\mathbf{r}_{rx,n,m} \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ d'arrivée de l'onde et s'exprime [75, 7.5-25],

$$v_{n,m} = \mathbf{r}_{rx,n,m}^T \mathbf{v} = v \begin{bmatrix} \sin \theta_{n,m}^{ZOA} \cos \phi_{n,m}^{AOA} \\ \sin \theta_{n,m}^{ZOA} \sin \phi_{n,m}^{AOA} \\ \cos \theta_{n,m}^{ZOA} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \sin \theta_v \cos \phi_v \\ \sin \theta_v \sin \phi_v \\ \cos \theta_v \end{bmatrix}, \quad (\text{D.7})$$

où v désigne la vitesse du terminal dans la direction de déplacement $\{\theta_v, \phi_v\}$ et où $\{\theta_{n,m}^{ZOA}, \phi_{n,m}^{AOA}\}$ correspond à la direction d'arrivée de l'onde en élévation et en azimuth.

D.3 Tables CDL

Les caractéristiques des canaux standardisés en 5G NR sont données sur les Figures D.1 à D.5.

Cluster #	Normalized delay	Power in [dB]	AOD in [°]	AOA in [°]	ZOD in [°]	ZOA in [°]
1	0.0000	-13.4	-178.1	51.3	50.2	125.4
2	0.3819	0	-4.2	-152.7	93.2	91.3
3	0.4025	-2.2	-4.2	-152.7	93.2	91.3
4	0.5868	-4	-4.2	-152.7	93.2	91.3
5	0.4610	-6	90.2	76.6	122	94
6	0.5375	-8.2	90.2	76.6	122	94
7	0.6708	-9.9	90.2	76.6	122	94
8	0.5750	-10.5	121.5	-1.8	150.2	47.1
9	0.7618	-7.5	-81.7	-41.9	55.2	56
10	1.5375	-15.9	158.4	94.2	26.4	30.1
11	1.8978	-6.6	-83	51.9	126.4	58.8
12	2.2242	-16.7	134.8	-115.9	171.6	26
13	2.1718	-12.4	-153	26.6	151.4	49.2
14	2.4942	-15.2	-172	76.6	157.2	143.1
15	2.5119	-10.8	-129.9	-7	47.2	117.4
16	3.0582	-11.3	-136	-23	40.4	122.7
17	4.0810	-12.7	165.4	-47.2	43.3	123.2
18	4.4579	-16.2	148.4	110.4	161.8	32.6
19	4.5695	-18.3	132.7	144.5	10.8	27.2
20	4.7966	-18.9	-118.6	155.3	16.7	15.2
21	5.0066	-16.6	-154.1	102	171.7	146
22	5.3043	-19.9	126.5	-151.8	22.7	150.7
23	9.6586	-29.7	-56.2	55.2	144.9	156.1
Per-Cluster Parameters						
Parameter	CASD in [°]	CASA in [°]	CZSD in [°]	CZSA in [°]	XPR in [dB]	
Value	5	11	3	3	10	

FIGURE D.1 – Table CDL-A [75, Table 7.7.1-1]

Cluster #	Normalized delay	Power in [dB]	AOD in [°]	AOA in [°]	ZOD in [°]	ZOA in [°]
1	0.0000	0	9.3	-173.3	105.8	78.9
2	0.1072	-2.2	9.3	-173.3	105.8	78.9
3	0.2155	-4	9.3	-173.3	105.8	78.9
4	0.2095	-3.2	-34.1	125.5	115.3	63.3
5	0.2870	-9.8	-65.4	-88.0	119.3	59.9
6	0.2986	-1.2	-11.4	155.1	103.2	67.5
7	0.3752	-3.4	-11.4	155.1	103.2	67.5
8	0.5055	-5.2	-11.4	155.1	103.2	67.5
9	0.3681	-7.6	-67.2	-89.8	118.2	82.6
10	0.3697	-3	52.5	132.1	102.0	66.3
11	0.5700	-8.9	-72	-83.6	100.4	61.6
12	0.5283	-9	74.3	95.3	98.3	58.0
13	1.1021	-4.8	-52.2	103.7	103.4	78.2
14	1.2756	-5.7	-50.5	-87.8	102.5	82.0
15	1.5474	-7.5	61.4	-92.5	101.4	62.4
16	1.7842	-1.9	30.6	-139.1	103.0	78.0
17	2.0169	-7.6	-72.5	-90.6	100.0	60.9
18	2.8294	-12.2	-90.6	58.6	115.2	82.9
19	3.0219	-9.8	-77.6	-79.0	100.5	60.8
20	3.6187	-11.4	-82.6	65.8	119.6	57.3
21	4.1067	-14.9	-103.6	52.7	118.7	59.9
22	4.2790	-9.2	75.6	88.7	117.8	60.1
23	4.7834	-11.3	-77.6	-60.4	115.7	62.3
Per-Cluster Parameters						
Parameter	CASD in [°]	CASA in [°]	CZSD in [°]	CZSA in [°]	XPR in [dB]	
Value	10	22	3	7	8	

FIGURE D.2 – Table CDL-B [75, Table 7.7.1-2]

Cluster #	Normalized delay	Power in [dB]	AOD in [°]	AOA in [°]	ZOD in [°]	ZOA in [°]
1	0	-4.4	-46.6	-101	97.2	87.6
2	0.2099	-1.2	-22.8	120	98.6	72.1
3	0.2219	-3.5	-22.8	120	98.6	72.1
4	0.2329	-5.2	-22.8	120	98.6	72.1
5	0.2176	-2.5	-40.7	-127.5	100.6	70.1
6	0.6366	0	0.3	170.4	99.2	75.3
7	0.6448	-2.2	0.3	170.4	99.2	75.3
8	0.6560	-3.9	0.3	170.4	99.2	75.3
9	0.6584	-7.4	73.1	55.4	105.2	67.4
10	0.7935	-7.1	-64.5	66.5	95.3	63.8
11	0.8213	-10.7	80.2	-48.1	106.1	71.4
12	0.9336	-11.1	-97.1	46.9	93.5	60.5
13	1.2285	-5.1	-55.3	68.1	103.7	90.6
14	1.3083	-6.8	-64.3	-68.7	104.2	60.1
15	2.1704	-8.7	-78.5	81.5	93.0	61.0
16	2.7105	-13.2	102.7	30.7	104.2	100.7
17	4.2589	-13.9	99.2	-16.4	94.9	62.3
18	4.6003	-13.9	88.8	3.8	93.1	66.7
19	5.4902	-15.8	-101.9	-13.7	92.2	52.9
20	5.6077	-17.1	92.2	9.7	106.7	61.8
21	6.3065	-16	93.3	5.6	93.0	51.9
22	6.6374	-15.7	106.6	0.7	92.9	61.7
23	7.0427	-21.6	119.5	-21.9	105.2	58
24	8.6523	-22.8	-123.8	33.6	107.8	57
Per-Cluster Parameters						
Parameter	C _{ASD} in [°]	C _{ASA} in [°]	C _{ZSD} in [°]	C _{ZSA} in [°]	XPR in [dB]	
Value	2	15	3	7	7	

FIGURE D.3 – Table CDL-C [75, Table 7.7.1-3]

Cluster #	Cluster PAS	Normalized Delay	Power in [dB]	AOD in [°]	AOA in [°]	ZOD in [°]	ZOA in [°]
1	Specular(LOS path)	0	-0.2	0	-180	98.5	81.5
	Laplacian	0	-13.5	0	-180	98.5	81.5
2	Laplacian	0.035	-18.8	89.2	89.2	85.5	86.9
3	Laplacian	0.612	-21	89.2	89.2	85.5	86.9
4	Laplacian	1.363	-22.8	89.2	89.2	85.5	86.9
5	Laplacian	1.405	-17.9	13	163	97.5	79.4
6	Laplacian	1.804	-20.1	13	163	97.5	79.4
7	Laplacian	2.596	-21.9	13	163	97.5	79.4
8	Laplacian	1.775	-22.9	34.6	-137	98.5	78.2
9	Laplacian	4.042	-27.8	-64.5	74.5	88.4	73.6
10	Laplacian	7.937	-23.6	-32.9	127.7	91.3	78.3
11	Laplacian	9.424	-24.8	52.6	-119.6	103.8	87
12	Laplacian	9.708	-30.0	-132.1	-9.1	80.3	70.6
13	Laplacian	12.525	-27.7	77.2	-83.8	86.5	72.9
Per-Cluster Parameters							
Parameter	C _{ASD} in [°]	C _{ASA} in [°]	C _{ZSD} in [°]	C _{ZSA} in [°]	XPR in [dB]		
Value	5	8	3	3	11		

FIGURE D.4 – Table CDL-D [75, Table 7.7.1-4]

Cluster #	Cluster PAS	Normalized Delay	Power in [dB]	AOD in [°]	AOA in [°]	ZOD in [°]	ZOA in [°]
1	Specular (LOS path)	0.000	-0.03	0	-180	99.6	80.4
	Laplacian	0.000	-22.03	0	-180	99.6	80.4
2	Laplacian	0.5133	-15.8	57.5	18.2	104.2	80.4
3	Laplacian	0.5440	-18.1	57.5	18.2	104.2	80.4
4	Laplacian	0.5630	-19.8	57.5	18.2	104.2	80.4
5	Laplacian	0.5440	-22.9	-20.1	101.8	99.4	80.8
6	Laplacian	0.7112	-22.4	16.2	112.9	100.8	86.3
7	Laplacian	1.9092	-18.6	9.3	-155.5	98.8	82.7
8	Laplacian	1.9293	-20.8	9.3	-155.5	98.8	82.7
9	Laplacian	1.9589	-22.6	9.3	-155.5	98.8	82.7
10	Laplacian	2.6426	-22.3	19	-143.3	100.8	82.9
11	Laplacian	3.7136	-25.6	32.7	-94.7	96.4	88
12	Laplacian	5.4524	-20.2	0.5	147	98.9	81
13	Laplacian	12.0034	-29.8	55.9	-36.2	95.6	88.6
14	Laplacian	20.6419	-29.2	57.6	-26	104.6	78.3
Per-Cluster Parameters							
Parameter	C_{ASD} in [°]		C_{ASA} in [°]	C_{ZSD} in [°]	C_{ZSA} in [°]	XPR in [dB]	
Value	5		11	3	7	8	

FIGURE D.5 – Table CDL-E [75, Table 7.7.1-5]

D.4 Expression de l'écart-type du retard τ_{rms}

Pour un canal composé de N trajets distinguables de puissance P_n et de retard τ_n , l'écart-type du retard τ_{rms} s'exprime [118],

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (\tau_n - \bar{\tau})^2 P_n}{\sum_{n=1}^N P_n}}, \quad (D.8)$$

où,

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{n=1}^N \tau_n P_n}{\sum_{n=1}^N P_n}, \quad (D.9)$$

correspond au retard moyen.

D.5 Expression des vecteurs unitaires $\boldsymbol{\vartheta}(\theta, \phi)$ et $\boldsymbol{\varphi}(\theta, \phi)$ d'un repère sphérique

Les vecteurs unitaires $\boldsymbol{\vartheta}(\theta, \phi)$ et $\boldsymbol{\varphi}(\theta, \phi)$ du repère sphérique représenté sur la Figure 3.2 s'expriment [75, 7.1-13],

$$\boldsymbol{\vartheta}(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) \cos(\phi) \\ \cos(\theta) \sin(\phi) \\ -\sin(\theta) \end{bmatrix}, \quad (D.10)$$

et [75, 7.1-14],

$$\boldsymbol{\varphi}(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} -\sin(\phi) \\ \cos(\phi) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (D.11)$$

où θ et ϕ correspondent respectivement à l'angle d'élévation et à l'azimut du repère considéré.

D.6 Expression des angles d'élévation θ' et d'azimut ϕ' du repère local selon les angles d'élévation θ et d'azimut ϕ du repère global

Après les rotations successives α , β et γ , l'angle d'élévation θ' dans le repère local s'exprime [75, 7.1-7],

$$\theta'(\alpha, \beta, \gamma, \theta, \phi) = \arccos(\cos \beta \cos \gamma \cos \theta + (\sin \beta \cos \gamma \cos(\phi - \alpha) - \sin \gamma \sin(\phi - \alpha)) \sin \theta), \quad (D.12)$$

et l'azimut ϕ' dans le repère local s'écrit [75, 7.1-8],

$$\phi'(\alpha, \beta, \gamma, \theta, \phi) = \arg(\cos \beta \sin \theta \cos(\phi - \alpha) - \sin \beta \cos \theta + j(\cos \beta \sin \gamma \cos \theta + (\sin \beta \sin \gamma \cos(\phi - \alpha) + \cos \gamma \sin(\phi - \alpha)) \sin \theta), \quad (D.13)$$

où θ et ϕ correspondent respectivement à l'angle d'élévation et à l'azimut dans le repère global.

Annexe E

Ensemble de définition des fonctions $\bar{\theta}_{\max}$ et $\underline{\theta}_{\max}$

Il est montré en Section 5.1.3 que les maximums des fonctions $C(\bar{u}_\theta)$ et $-C(\underline{u}_\theta)$, sous les conditions $1 \in D_{\bar{u}_\theta}$ et $-1 \in D_{\underline{u}_\theta}$, sont respectivement obtenus pour :

$$\begin{cases} \bar{\theta}_{\max} = \arccos \left(\frac{-B_1 + 2B_2 \left(\sqrt{\frac{\pi}{2B_2}} - \frac{L}{2} \right)}{k_0} \right) = \arccos(x_0 + \Delta_x) \\ \underline{\theta}_{\max} = \arccos \left(\frac{-B_1 - 2B_2 \left(\sqrt{\frac{\pi}{2B_2}} - \frac{L}{2} \right)}{k_0} \right) = \arccos(x_0 - \Delta_x) \end{cases},$$

où,

$$x_0 = \cos \theta_{\max}, \quad (\text{E.1})$$

et,

$$\Delta_x = \lambda \sqrt{\frac{B_2}{2\pi}} \left(1 - \frac{\Delta_{\bar{u}_\theta, \underline{u}_\theta}}{2} \right).$$

Les conditions

$$\begin{cases} -1 \leq x_0 + \Delta_x \leq 1 \\ -1 \leq x_0 - \Delta_x \leq 1 \end{cases},$$

doivent donc être conjointement vérifiées afin d'assurer l'existence simultanée de $\bar{\theta}_{\max}$ et $\underline{\theta}_{\max}$. L'ensemble de définition conjoint de ces fonctions est tout d'abord exprimé selon Δ_x en Section E.1. Par la suite, cet ensemble de définition est exprimé directement à partir du coefficient B_2 en Section E.2.

E.1 Ensemble de définition selon Δ_x

Les conditions d'existence des fonctions $\bar{\theta}_{\max}$ et $\underline{\theta}_{\max}$ peuvent être réécrites selon Δ_x de la façon suivante,

$$\begin{cases} -1 \leq x_0 + \Delta_x \leq 1 \Leftrightarrow -1 - x_0 \leq \Delta_x \leq 1 - x_0 \\ -1 \leq x_0 - \Delta_x \leq 1 \Leftrightarrow -1 + x_0 \leq \Delta_x \leq 1 + x_0 \end{cases}. \quad (\text{E.2})$$

Les conditions d'existence sont alors conjointement vérifiées lorsque,

$$\begin{cases} -1 + x_0 \leq \Delta_x \leq 1 - x_0, \theta_{\max} \in [0, \pi/2] \\ -1 - x_0 \leq \Delta_x \leq 1 + x_0, \theta_{\max} \in [\pi/2, \pi] \end{cases}. \quad (\text{E.3})$$

Ces deux expressions peuvent finalement être réécrites de façon plus générale pour $\theta_{\max} \in [0, \pi]$,

$$\boxed{-1 + |x_0| \leq \Delta_x \leq 1 - |x_0|}. \quad (\text{E.4})$$

B_2	0	$\frac{\pi}{2L^2}$	$+\infty$
Δ_x	0	$\frac{\lambda}{4L}$	$-\infty$
$\frac{\partial \Delta_x}{\partial B_2}$	+	0	-

TABLE E.1 – Variations de Δ_x selon B_2

Les fonctions $\bar{\theta}_{\max}$ et $\underline{\theta}_{\max}$ sont donc conjointement définies pour $\Delta_x \in D_{\Delta_x} = [-1 + |x_0|, 1 - |x_0|]$.

E.2 Ensemble de définition selon B_2

Dans cette section, l'objectif est de déterminer l'ensemble des valeurs de B_2 pour lesquelles les fonctions $\bar{\theta}_{\max}$ et $\underline{\theta}_{\max}$ sont conjointement définies. À partir du résultat (E.4) et de l'équation (5.16), qui exprime Δ_x selon B_2 , on cherche à déterminer l'ensemble des valeurs $B_2 \geq 0$ qui vérifie :

$$-1 + |x_0| \leq \Delta_x = \lambda \sqrt{\frac{B_2}{2\pi}} \left(1 - \frac{\Delta_{\bar{u}_\theta, \underline{u}_\theta}}{2} \right) \leq 1 - |x_0|. \quad (\text{E.5})$$

À cette fin, on commence par étudier la fonction Δ_x . La dérivée partielle de Δ_x selon B_2 s'écrit,

$$\frac{\partial \Delta_x}{\partial B_2} = \lambda \left(\frac{1}{2\sqrt{2\pi B_2}} - \frac{L}{2\pi} \right), \quad (\text{E.6})$$

et son signe vaut,

$$\text{Sign} \left(\frac{\partial \Delta_x}{\partial B_2} \right) = \begin{cases} 1, & B_2 \in [0, \pi/(2L^2)[\\ 0, & B_2 = \pi/(2L^2) \\ -1, & B_2 \in]\pi/(2L^2), +\infty[\end{cases}. \quad (\text{E.7})$$

Par conséquent, la fonction Δ_x est croissante sur l'intervalle $[0, \pi/(2L^2)]$ et strictement décroissante sur l'intervalle $]\pi/(2L^2), +\infty[$. Le tableau de variations de Δ_x est représenté par la Table E.1.

Afin d'assurer la condition $-1 + |x_0| \leq \Delta_x$, il est clair que la valeur maximale de B_2 , notée $B_2^{\Delta_x \leq 0}$, doit être contrainte puisque $\lim_{B_2 \rightarrow +\infty} \Delta_x = -\infty$. En outre, la condition (E.5) n'est pas vérifiée si la valeur maximale de Δ_x est strictement supérieure à $1 - |x_0|$, c'est-à-dire si $\frac{\lambda}{4L} > 1 - |x_0|$. La valeur maximale de Δ_x , notée $\Delta_x^{\max}$, est donc contrainte ou non selon l'angle de dépointage $\theta_{\max}$. On a donc,

$$\Delta_x^{\max} = \begin{cases} 1 - |x_0|, & \theta_{\max} \in [0, \theta_{\max}^0[\cup]\pi - \theta_{\max}^0, \pi] \\ \frac{\lambda}{4L}, & \theta_{\max} \in [\theta_{\max}^0, \pi - \theta_{\max}^0] \end{cases}, \quad (\text{E.8})$$

où $\theta_{\max}^0 = \arccos(1 - \frac{\lambda}{4L})$. Ainsi, l'ensemble de définition conjoint des fonctions $\bar{\theta}_{\max}$ et $\underline{\theta}_{\max}$ selon la variable B_2 , noté D_{B_2} , s'exprime,

$$D_{B_2} = \left\{ \begin{aligned} & [0, B_{2,1}^{\Delta_x > 0}] \cup [B_{2,2}^{\Delta_x > 0}, B_{2,3}^{\Delta_x \leq 0}], \theta_{\max} \in [0, \theta_{\max}^0[\cup]\pi - \theta_{\max}^0, \pi] \\ & [0, B_{2,4}^{\Delta_x \leq 0}], \theta_{\max} \in [\theta_{\max}^0, \pi - \theta_{\max}^0] \end{aligned} \right\}, \quad (\text{E.9})$$

où $B_{2,1}^{\Delta_x > 0}$ et $B_{2,2}^{\Delta_x > 0}$ désignent les valeurs de B_2 pour lesquelles $\Delta_x = 1 - |x_0|$ lorsque $\theta_{\max} \in [0, \theta_{\max}^0[\cup]\pi - \theta_{\max}^0, \pi]$ et où $B_{2,3}^{\Delta_x \leq 0}$ désigne la valeur de B_2 pour laquelle $\Delta_x = -1 + |x_0|$.

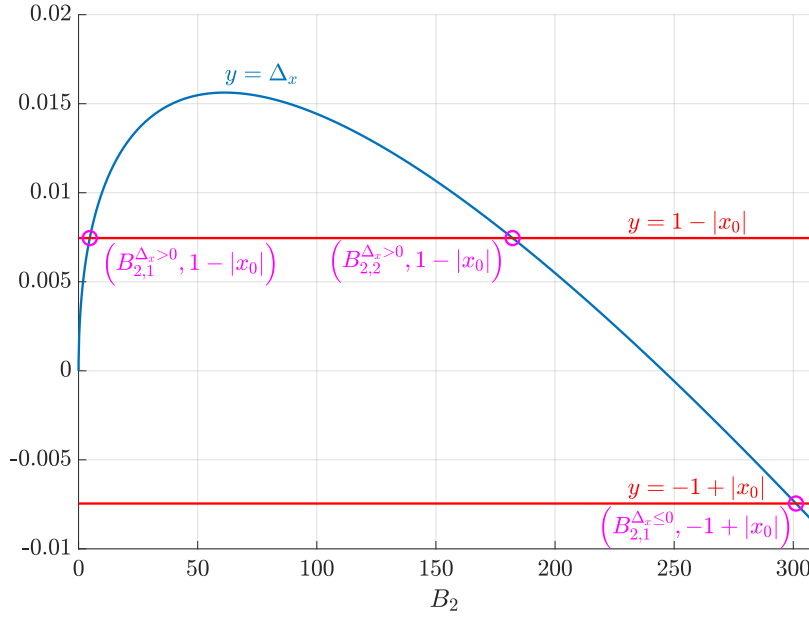


FIGURE E.1 – Δ_x selon B_2 pour une longueur de ligne $L = 16\lambda$ et un angle de dépointage $\theta_{\max} = 7^\circ \in [0, \theta_{\max}^0[\cup]\pi - \theta_{\max}^0, \pi]$.

E.2.1 Résolution de $\Delta_x = 1 - |x_0|$

Dans cette section, l'objectif est de déterminer $B_{2,1}^{\Delta_x > 0}$ et $B_{2,2}^{\Delta_x > 0}$, qui désignent les valeurs de B_2 pour lesquelles $\Delta_x = 1 - |x_0|$ lorsque $\theta_{\max} \in [0, \theta_{\max}^0[\cup]\pi - \theta_{\max}^0, \pi]$. La Figure E.1 représente la fonction Δ_x selon B_2 pour $\theta_{\max} = 7^\circ \in [0, \theta_{\max}^0[\cup]\pi - \theta_{\max}^0, \pi]$. Les points $B_{2,1}^{\Delta_x > 0}$ et $B_{2,2}^{\Delta_x > 0}$, qui doivent être déterminés analytiquement afin d'assurer $\Delta_x \leq 1 - |x_0|$, sont également illustrés. De manière à déterminer leurs expressions, on cherche à résoudre l'équation :

$$\Delta_x = 1 - |x_0|, \quad (\text{E.10})$$

soit,

$$\sqrt{\frac{B_2}{2\pi}} = \frac{1 - |x_0|}{\lambda} + \frac{B_2 L}{2\pi}. \quad (\text{E.11})$$

Afin de faciliter la résolution de l'équation (E.11), celle-ci est élevée au carré. Cette élévation n'introduit pas de solutions supplémentaires car l'équation $-\sqrt{\frac{B_2}{2\pi}} = \frac{1 - |x_0|}{\lambda} + \frac{B_2 L}{2\pi}$ n'admet pas de solution ($0 \leq |x_0| \leq 1$ et $B_2 \geq 0$). Ainsi,

$$\frac{B_2}{2\pi} = \left(\frac{1 - |x_0|}{\lambda} + \frac{B_2 L}{2\pi} \right)^2, \quad (\text{E.12})$$

$$B_2^2 + \frac{2\pi}{\lambda L^2} (2L(1 - |x_0|) - \lambda) B_2 + \frac{4\pi^2}{L^2 \lambda^2} (1 - |x_0|)^2 = 0. \quad (\text{E.13})$$

Le discriminant $\Delta_{\Delta_x > 0}$ de ce polynôme s'écrit,

$$\Delta_{\Delta_x > 0} = \left(\frac{2\pi}{\lambda L^2} (2L(1 - |x_0|) - \lambda) \right)^2 - \frac{16\pi^2}{L^2 \lambda^2} (1 - |x_0|)^2, \quad (\text{E.14})$$

$$\Delta_{\Delta_x > 0} = \left(\frac{2\pi}{\lambda L^2} (2L(1 - |x_0|) - \lambda) - \frac{4\pi}{L\lambda} (1 - |x_0|) \right) \left(\frac{2\pi}{\lambda L^2} (2L(1 - |x_0|) - \lambda) + \frac{4\pi}{L\lambda} (1 - |x_0|) \right), \quad (\text{E.15})$$

$$\Delta_{\Delta_x > 0} = \frac{4\pi^2}{\lambda L^4} (-4L(1 - |x_0|) + \lambda). \quad (\text{E.16})$$

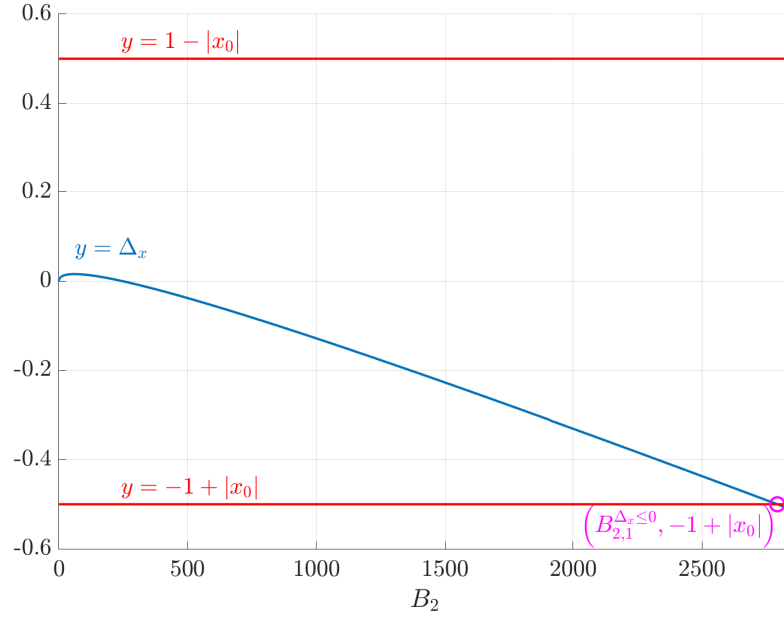


FIGURE E.2 – Δ_x selon B_2 pour une longueur de ligne $L = 16\lambda$ et un angle de dépointage $\theta_{\max} = 60^\circ \in [\theta_{\max}^0, \pi - \theta_{\max}^0]$.

Les solutions $B_{2,1}^{\Delta_x > 0}$ et $B_{2,2}^{\Delta_x > 0}$ s'expriment alors,

$$B_{2,2}^{\Delta_x > 0} = \frac{-\frac{2\pi}{\lambda L^2} (2L(1 - |x_0|) - \lambda) \mp \sqrt{\Delta_{\Delta_x > 0}}}{2}, \quad (\text{E.17})$$

$$B_{2,1}^{\Delta_x > 0} = \frac{\pi}{\lambda L^2} \left[-2L(1 - |x_0|) + \lambda \mp \sqrt{\lambda(-4L(1 - |x_0|) + \lambda)} \right]. \quad (\text{E.18})$$

E.2.2 Résolution de $\Delta_x = -1 + |x_0|$

Dans cette section, l'objectif est de déterminer $B_2^{\Delta_x \leq 0}$, qui désigne la valeur de B_2 pour laquelle $\Delta_x = -1 + |x_0|$. Les Figures E.1 et E.2 représentent la fonction Δ_x selon B_2 , respectivement pour $\theta_{\max} = 7^\circ \in [0, \theta_{\max}^0 \cup]\pi - \theta_{\max}^0, \pi]$ et $\theta_{\max} = 60^\circ \in [\theta_{\max}^0, \pi - \theta_{\max}^0]$. Dans les deux cas, le point $B_2^{\Delta_x \leq 0}$ doit être déterminé analytiquement afin d'assurer $-1 + |x_0| \leq \Delta_x$. De manière à déterminer son expression, on cherche à résoudre l'équation :

$$\Delta_x = -1 + |x_0|, \quad (\text{E.19})$$

soit,

$$\sqrt{\frac{B_2}{2\pi}} = \frac{-1 + |x_0|}{\lambda} + \frac{B_2 L}{2\pi}. \quad (\text{E.20})$$

Afin de faciliter la résolution de l'équation (E.20), celle-ci est élevée au carré. Cette élévation introduit une solution supplémentaire car l'équation $-\sqrt{\frac{B_2}{2\pi}} = \frac{-1 + |x_0|}{\lambda} + \frac{B_2 L}{2\pi}$ admet une solution. Puisque la solution de cette dernière équation est nécessairement obtenue pour une valeur B_2 inférieure à celle qui résout l'équation (E.20), la solution de plus forte valeur sera retenue. Après l'élévation au carré de l'équation (E.20), l'expression suivante est obtenue,

$$B_2^2 + \frac{2\pi}{\lambda L^2} (2L(-1 + |x_0|) - \lambda) B_2 + \frac{4\pi^2}{L^2 \lambda^2} (-1 + |x_0|)^2 = 0. \quad (\text{E.21})$$

Le discriminant $\Delta_{\Delta_x \leq 0}$ de ce polynôme s'écrit,

$$\Delta_{\Delta_x \leq 0} = \frac{4\pi^2}{\lambda L^4} (-4L(-1 + |x_0|) + \lambda), \quad (\text{E.22})$$

et la solution $B_2^{\Delta_x \leq 0}$ s'exprime donc,

$$B_2^{\Delta_x \leq 0} = \frac{\pi}{\lambda L^2} \left[-2L(-1 + |x_0|) + \lambda + \sqrt{\lambda(-4L(-1 + |x_0|) + \lambda)} \right]. \quad (\text{E.23})$$

E.2.3 Conclusion

L'ensemble de définition conjoint des fonctions $\bar{\theta}_{\max}$ et $\underline{\theta}_{\max}$ selon la variable B_2 s'exprime,

$$D_{B_2} = \left\{ \begin{array}{l} \left[0, B_{2,1}^{\Delta_x > 0} \right] \cup \left[B_{2,2}^{\Delta_x > 0}, B_2^{\Delta_x \leq 0} \right], \theta_{\max} \in [0, \theta_{\max}^0 \cup \pi - \theta_{\max}^0, \pi] \\ \left[0, B_2^{\Delta_x \leq 0} \right], \theta_{\max} \in [\theta_{\max}^0, \pi - \theta_{\max}^0] \end{array} \right., \quad (\text{E.24})$$

où,

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{2,1}^{\Delta_x > 0} = \frac{\pi}{\lambda L^2} \left[-2L(1 - |x_0|) + \lambda \mp \sqrt{\lambda(-4L(1 - |x_0|) + \lambda)} \right] \\ B_2^{\Delta_x \leq 0} = \frac{\pi}{\lambda L^2} \left[-2L(-1 + |x_0|) + \lambda + \sqrt{\lambda(-4L(-1 + |x_0|) + \lambda)} \right] \\ \theta_{\max}^0 = \arccos \left(1 - \frac{\lambda}{4L} \right) \end{array} \right. . \quad (\text{E.25})$$

Annexe F

Relation entre B_2 et Δ_F

L'objectif est ici de déterminer l'expression de B_2 selon Δ_F . À cette fin, la relation entre B_2 et Δ_x est tout d'abord établie en Section F.1. Par la suite, Δ_x est exprimé selon Δ_F en Section F.2. Finalement, les expressions obtenues dans ces deux sections permettent d'établir l'expression de B_2 directement selon Δ_F en Section F.3.

F.1 Expression de B_2 selon Δ_x

Pour rappel, l'Annexe E a permis de déterminer les expressions $B_{2,1}^{\Delta_x > 0}$ et $B_2^{\Delta_x \leq 0}$ (E.25) qui vérifient respectivement $\Delta_x = 1 - |x_0|$ et $\Delta_x = -1 + |x_0|$. Par une simple substitution, B_2 est directement exprimé selon Δ_x ,

$$B_2 = \begin{cases} \frac{\pi}{\lambda L^2} \left[-2L\Delta_x + \lambda \mp \sqrt{\lambda(-4L\Delta_x + \lambda)} \right], & \Delta_x \in]0, \Delta_x^{\max}] \\ \frac{\pi}{\lambda L^2} \left[-2L\Delta_x + \lambda + \sqrt{\lambda(-4L\Delta_x + \lambda)} \right], & \Delta_x \in [-1 + |x_0|, 0] \end{cases}, \quad (\text{F.1})$$

où $\Delta_x^{\max}$ est donné par l'équation (E.8).

F.2 Expression de Δ_x selon Δ_F

L'objectif de cette section est d'exprimer Δ_x selon Δ_F . Dans un premier temps, l'ensemble de définition de Δ_x est déterminé selon Δ_F . Dans un second temps, Δ_x est écrit selon Δ_F .

F.2.1 Ensemble de définition de Δ_x selon Δ_F

À partir de l'étude de fonction menée en Annexe E, ainsi que des équations (5.12) et (5.14), la fonction Δ_F est écrite selon Δ_x ,

$$\Delta_F = \arccos(x_0 + \Delta_x) - \arccos(x_0 - \Delta_x), \Delta_x \in [-1 + |x_0|, \Delta_x^{\max}], \quad (\text{F.2})$$

où $\Delta_x^{\max}$ est donné par l'équation (E.8). Une étude de fonction est menée sur Δ_F de manière à connaître les variations de cette dernière selon Δ_x . Pour ce faire, la dérivée partielle de Δ_F par rapport à Δ_x est déterminée,

$$\frac{\partial \Delta_F}{\partial \Delta_x} = \frac{-1}{\sqrt{1 - (x_0 + \Delta_x)^2}} + \frac{-1}{\sqrt{1 - (x_0 - \Delta_x)^2}} < 0. \quad (\text{F.3})$$

Par conséquent, la fonction Δ_F est strictement décroissante pour $\Delta_x \in [-1 + |x_0|, \Delta_x^{\max}]$. Le tableau de variations de Δ_F est représenté par la Table F.1, où

$$\Delta_F^{\min} = \begin{cases} -\Delta_F^{\max}, \theta_{\max} \in [0, \theta_{\max}^0[\cup]\pi - \theta_{\max}^0, \pi] \\ \arccos\left(x_0 + \frac{\lambda}{4L}\right) - \arccos\left(x_0 - \frac{\lambda}{4L}\right), \theta_{\max} \in [\theta_{\max}^0, \pi - \theta_{\max}^0] \end{cases}. \quad (\text{F.4})$$

Δ_x	$-1 + x_0 $	0	$\Delta_x^{\max}$
Δ_F	$\Delta_F^{\max} \xrightarrow{\quad} 0 \xrightarrow{\quad} \Delta_F^{\min}$		
$\frac{\partial \Delta_F}{\partial \Delta_x}$	—		

TABLE F.1 – Variations de Δ_x selon B_2

et

$$\Delta_F^{\max} = \arccos(2|x_0| - 1), \theta_{\max} \in [0, \pi], \quad (\text{F.5})$$

On en déduit donc que la fonction Δ_x est définie pour $\Delta_F \in D_{\Delta_F} = [\Delta_F^{\min}, \Delta_F^{\max}]$, où $\Delta_F^{\min}$ et $\Delta_F^{\max}$ sont donnés par les équations (F.4) et (F.5).

F.2.2 De Δ_F fonction de Δ_x à Δ_x fonction de Δ_F

Maintenant que l'ensemble de définition de la fonction Δ_x est connu selon la fonction Δ_F , l'objectif est d'exprimer formellement la première selon la seconde. Tout d'abord, en utilisant la priorité de la différence des fonctions arccos,

$$\arccos(\alpha) - \arccos(\beta) = \text{Sign}(\beta - \alpha) \arccos(\alpha\beta + \sqrt{1 - \alpha^2}\sqrt{1 - \beta^2}),$$

l'équation (F.2) est réécrite,

$$\Delta_F = \text{Sign}(-\Delta_x) \arccos\left((x_0 + \Delta_x)(x_0 - \Delta_x) + \sqrt{1 - (x_0 + \Delta_x)^2}\sqrt{1 - (x_0 - \Delta_x)^2}\right). \quad (\text{F.6})$$

Puisque la fonction cosinus est paire, on obtient par la suite,

$$\cos \Delta_F - (x_0 + \Delta_x)(x_0 - \Delta_x) = \sqrt{1 - (x_0 + \Delta_x)^2}\sqrt{1 - (x_0 - \Delta_x)^2}. \quad (\text{F.7})$$

Afin d'exprimer la fonction Δ_x selon Δ_F , l'équation (F.7) est élevée au carré,

$$(\cos \Delta_F - (x_0 + \Delta_x)(x_0 - \Delta_x))^2 = (1 - (x_0 + \Delta_x)^2)(1 - (x_0 - \Delta_x)^2), \quad (\text{F.8})$$

ce qui permet d'obtenir,

$$2\Delta_x^2(1 + \cos \Delta_F) + 2x_0^2(1 - \cos \Delta_F) - 1 + (\cos \Delta_F)^2 = 0, \quad (\text{F.9})$$

et ainsi,

$$\Delta_x = -\text{Sign}(\Delta_F) \sqrt{\frac{(1 - \cos \Delta_F)(-2x_0^2 + 1 + \cos \Delta_F)}{2(1 + \cos \Delta_F)}}, \Delta_F \in [\Delta_F^{\min}, \Delta_F^{\max}], \quad (\text{F.10})$$

puisque $\text{Sign}(\Delta_F) = -\text{Sign}(\Delta_x)$ (Table F.1).

F.3 Expression de B_2 selon Δ_F

Les preuves exposées dans les sections précédentes permettent d'exprimer le coefficient B_2 , qui contrôle le déphasage quadratique, selon la distance angulaire Δ_F souhaitée :

$$B_2 = \begin{cases} \frac{\pi}{\lambda L^2} \left[-2L\Delta_x + \lambda \mp \sqrt{\lambda(-4L\Delta_x + \lambda)} \right], & \Delta_F \in [\Delta_F^{\min}, 0[\\ \frac{\pi}{\lambda L^2} \left[-2L\Delta_x + \lambda + \sqrt{\lambda(-4L\Delta_x + \lambda)} \right], & \Delta_F \in [0, \Delta_F^{\max}] \end{cases}, \quad (\text{F.11})$$

où,

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta_F^{\max} = \arccos(2|x_0| - 1), \theta_{\max} \in [0, \pi] \\ \Delta_F^{\min} = \begin{cases} -\Delta_F^{\max}, \theta_{\max} \in [0, \theta_{\max}^0[\cup]\pi - \theta_{\max}^0, \pi] \\ \arccos\left(x_0 + \frac{\lambda}{4L}\right) - \arccos\left(x_0 - \frac{\lambda}{4L}\right), \theta_{\max} \in [\theta_{\max}^0, \pi - \theta_{\max}^0] \end{cases} \end{array} \right., \quad (\text{F.12})$$

et,

$$\Delta_x = -\text{Sign}(\Delta_F) \sqrt{\frac{(1 - \cos \Delta_F)(-2x_0^2 + 1 + \cos \Delta_F)}{2(1 + \cos \Delta_F)}}. \quad (\text{F.13})$$

Annexe G

Calcul du précodeur optimal $\mathbf{f}_{\text{EIG}}^*$

On cherche à résoudre le problème d'optimisation suivant,

$$\underline{\mathbf{f}}^* = \arg \max_{\underline{\mathbf{f}}} \sum_{i=1}^{N_R} \sigma_i(\underline{\mathbf{f}}), \quad (\text{G.1})$$

où N_R , $\underline{\mathbf{f}} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ et $\sigma_i(\underline{\mathbf{f}})$ désignent respectivement le nombre d'antennes de réception, un précodeur contraint par les équations (6.2) et (6.3), et la $i^{\text{ième}}$ valeur propre de la matrice $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{f}}} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_R}$. Cette dernière matrice correspond à la matrice de covariance large bande du canal de transmission effectif, qui dépend uniquement de l'effet du précodeur $\underline{\mathbf{f}}$. Pour rappel, la matrice $\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{f}}}$ s'exprime,

$$\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{f}}} = \sum_{k=1}^{K_{\text{RP}}} \mathbf{H}[k_{\text{RP}}] \underline{\mathbf{f}} \underline{\mathbf{f}}^H \mathbf{H}^H[k_{\text{RP}}], \quad (\text{G.2})$$

où $\mathbf{H}[k_{\text{RP}}] \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$, K_{RP} et k_{RP} désignent le canal de transmission, le nombre de sous-porteuses pilotes exploitées pour le calcul du précodeur et l'indice des sous-porteuses pilotes.

En s'appuyant sur le fait que la somme des valeurs propres d'une matrice est égale à la trace de celle-ci [119, P110], le problème d'optimisation est réécrit,

$$\underline{\mathbf{f}}^* = \arg \max_{\underline{\mathbf{f}}} \text{Tr}(\mathbf{R}_{\underline{\mathbf{f}}}). \quad (\text{G.3})$$

Puis, en exploitant les propriétés d'additivité ($\text{Tr}(A + B) = \text{Tr}(A) + \text{Tr}(B)$) et de permutation cyclique ($\text{Tr}(ABC) = \text{Tr}(CAB) = \text{Tr}(BCA)$) [120, P6], on obtient,

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{f}}^* &= \arg \max_{\underline{\mathbf{f}}} \sum_{k=1}^{K_{\text{RP}}} \text{Tr}(\underline{\mathbf{f}}^H \mathbf{H}^H[k_{\text{RP}}] \mathbf{H}[k_{\text{RP}}] \underline{\mathbf{f}}), \\ &= \arg \max_{\underline{\mathbf{f}}} \sum_{k=1}^{K_{\text{RP}}} \underline{\mathbf{f}}^H \mathbf{H}^H[k_{\text{RP}}] \mathbf{H}[k_{\text{RP}}] \underline{\mathbf{f}}, \\ &= \arg \max_{\underline{\mathbf{f}}} \underline{\mathbf{f}}^H \mathbf{R}_{\underline{\mathbf{f}}} \underline{\mathbf{f}}, \end{aligned} \quad (\text{G.4})$$

où,

$$\mathbf{R} = \sum_{k=1}^{K_{\text{RP}}} \mathbf{H}^H[k_{\text{RP}}] \mathbf{H}[k_{\text{RP}}] = \mathbf{P} \mathbf{\Sigma} \mathbf{P}^H. \quad (\text{G.5})$$

Les matrices $\mathbf{P}$ et $\mathbf{\Sigma}$ de l'équation (G.5) contiennent respectivement les vecteurs propres et les valeurs propres de $\mathbf{R}$. À partir des équations (G.4) et (G.5), il est clair que le précodeur optimal non contraint $\mathbf{f}_{\text{EIG}}^*$ qui résout l'équation (G.1) est le vecteur propre principal $\mathbf{p}_1$ de la matrice $\mathbf{R}$. Ainsi,

$$\mathbf{f}_{\text{EIG}}^* = \mathbf{p}_1. \quad (\text{G.6})$$

Annexe H

Résolution minimale à respecter pour s'affranchir du phénomène de quantification de phase

Nous considérons ici un réseau linéaire comprenant $N_T = 2^N$ ($N \in \mathbb{N}^*$) antennes régulièrement espacées de $d = \frac{\lambda}{2}$. Pour rappel, le dictionnaire de précodage non-quantifié $\underline{\mathbf{F}} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_T}$ est construit à partir d'excitations de phase linéaire $\underline{\mathbf{f}}_i$ ($i \in \{0, \dots, 2^N - 1\}$), où chacune d'entre elles est paramétrée par une direction de focalisation $\phi_{\underline{\mathbf{f}},i} = \arcsin\left(\frac{2^i}{2^N} - 1\right)$ (6.41). Après le changement de variable $k = i - 2^{N-1}$, les directions de focalisation sont réécrites,

$$\phi_{\underline{\mathbf{f}},k} = \arcsin\left(\frac{2k}{2^N}\right), k = \left\{-2^{N-1}, \dots, 2^{N-1} - 1\right\}. \quad (\text{H.1})$$

Le déphasage Φ_n à appliquer au signal émis par la $n^{\text{ième}}$ antenne, pour le précodeur $\underline{\mathbf{f}}_k$, s'exprime alors (D.2),

$$\Phi_n(k) = n\pi \sin \phi_{\underline{\mathbf{f}},k} = n \frac{2k\pi}{2^N}. \quad (\text{H.2})$$

Par ailleurs, les déphaseurs qui composent le réseau d'antennes ont une résolution de q_{tx} bits, dont le pas de quantification vaut $\Delta_{q_{\text{tx}}} = \frac{2\pi}{2^{q_{\text{tx}}}}$. La valeur de déphasage après quantification Φ_n^q s'exprime donc,

$$\Phi_n^q(k) = \Delta_{q_{\text{tx}}} \text{round}\left(\frac{\Phi_n(k)}{\Delta_{q_{\text{tx}}}}\right). \quad (\text{H.3})$$

Par conséquent,

$$\underline{\underline{\mathbf{F}}} = \underline{\mathbf{F}} \Leftrightarrow \frac{\Phi_n(k)}{\Delta_{q_{\text{tx}}}} = nk \frac{2^{q_{\text{tx}}}}{2^N} \in \mathbb{Z}, \forall \{n, k\}, \quad (\text{H.4})$$

où $\underline{\underline{\mathbf{F}}}$ désigne le dictionnaire de précodage après quantification. Nous en concluons donc que $\frac{\Phi_n(k)}{\Delta_{q_{\text{tx}}}} \in \mathbb{Z}, \forall \{n, k\}$, lorsque $q_{\text{tx}} \geq N$.

Annexe I

Caractéristiques des canaux de transmission CDL

I.1 Profil de puissance des trajets distinguables

La Figure I.1 représente le profil de puissance statistique des trajets distinguables pour les environnements NLOS standardisés en 5G NR.

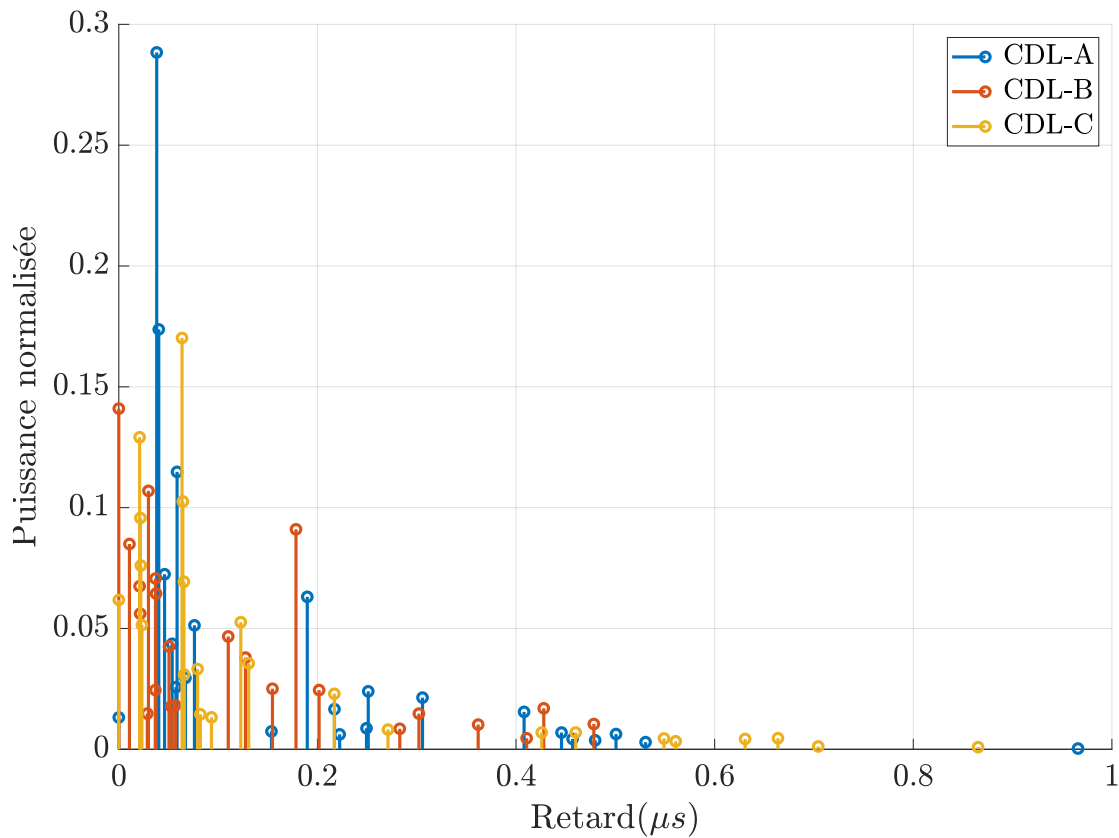


FIGURE I.1 – Profil de puissance des trajets distinguables pour les canaux CDL-A/B/C en considérant un écart-type du retard de 100 ns

I.2 Puissance moyenne des composantes principales des canaux

La Table I.1 contient la puissance moyenne des composantes principales de $\mathbf{H}[k]$, obtenues par décomposition SVD pour une largeur de bande passante de 50 MHz et pour des réseaux d'émission et de réception qui comprennent respectivement $N_T = 16$ et $N_R = 8$ antennes.

TABLE I.1 – Puissance moyenne des composantes principales des canaux de transmission CDL-A/B/C

Puissance moyenne	CDL-A	CDL-B	CDL-C
$\overline{\lambda_1^2}$	65.7	45.4	54.9
$\overline{\lambda_2^2}$	26.9	28.4	31
$\overline{\lambda_3^2}$	15.2	19.4	18.4
$\overline{\lambda_4^2}$	9	13.5	10.6
$\overline{\lambda_5^2}$	5.2	9.2	6.1
$\overline{\lambda_6^2}$	2.9	6	3.4
$\overline{\lambda_7^2}$	1.5	3.6	1.6
$\overline{\lambda_8^2}$	0.6	1.8	0.6

Annexe J

Influence du combineur initial sur les performances de la procédure PSMP

La Figure J.1 illustre les fonctions de répartition du RSB large bande des procédures PSMP, PCMP et PDCP pour une largeur de bande passante de 50 MHz. Par ailleurs, la courbe de référence correspond à la fonction de répartition du RSB large bande lorsqu'une antenne d'émission isotrope et une antenne de réception isotrope sont utilisées. Ici, nous nous intéressons plus particulièrement aux performances de la procédure PSMP selon le combineur initial ($\mathbf{w}_{\text{EPL}}$ ou $\mathbf{w}_{\text{EPQ}}$) implémenté. Il est observé que les écarts entre les extremums de la courbe PSMP($\mathbf{w}_{\text{EPL}}$) et entre les extremums de la courbe PSMP($\mathbf{w}_{\text{EPQ}}$) sont semblables en CDL-B (≈ 11 dB), mais pas en CDL-A. Pour ce dernier environnement, l'écart entre les extremums est de l'ordre de 20 dB pour la courbe PSMP($\mathbf{w}_{\text{EPL}}$) et d'environ 14 dB pour la courbe PSMP($\mathbf{w}_{\text{EPQ}}$). Ces résultats s'expliquent par la structure géométrique des canaux considérés. Avec la procédure PSMP, le choix du filtre spatial d'émission est réalisé à partir des trajets distinguables perçus par le récepteur après un filtrage spatial de réception fixe. Pour rappel, le combineur initial $\mathbf{w}_{\text{EPL}}$ induit un filtrage spatial qui favorise la direction normale au réseau d'antennes de réception. Dans le cas d'un environnement creux et peu dispersif, tel que le canal CDL-A, il est très probable que le récepteur ne pas soit aligné avec un trajet distinguable favorable à la propagation. Dans un tel cas de figure, le filtre spatial d'émission qui est choisi est peu adapté au canal de transmission et un faible RSB large bande est obtenu. Ce phénomène n'est pas expérimenté en CDL-B du fait de la présence de multiples trajets distinguables favorables à la propagation, qui réduisent la probabilité de mauvais alignement du récepteur.

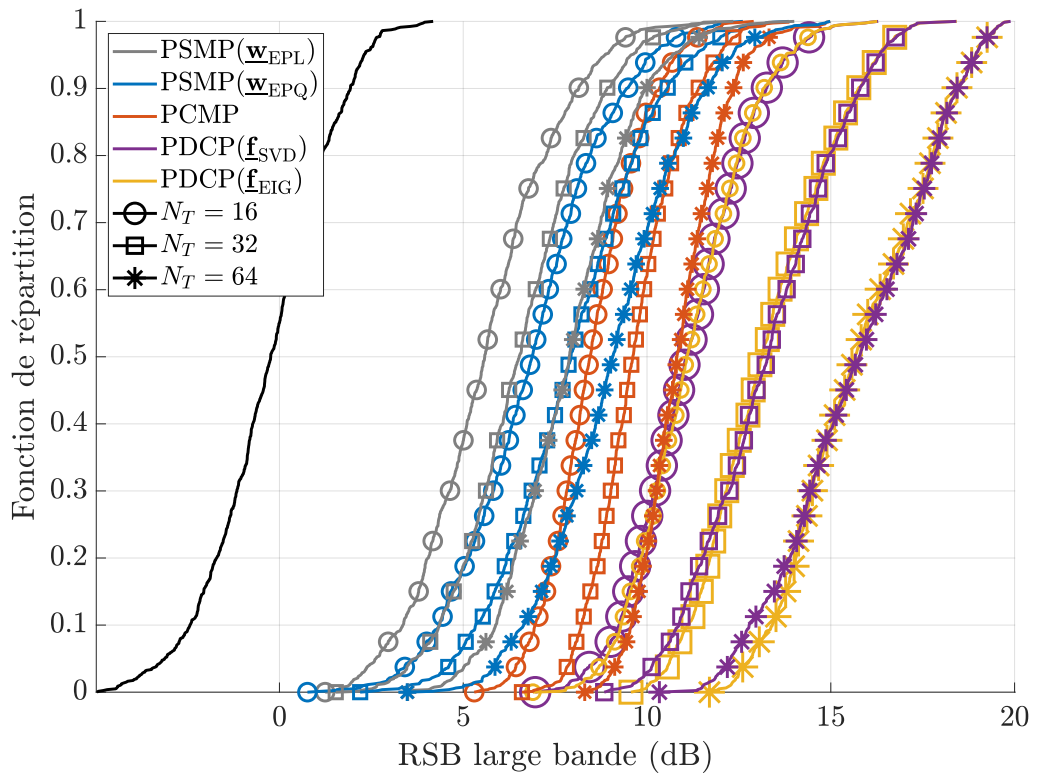
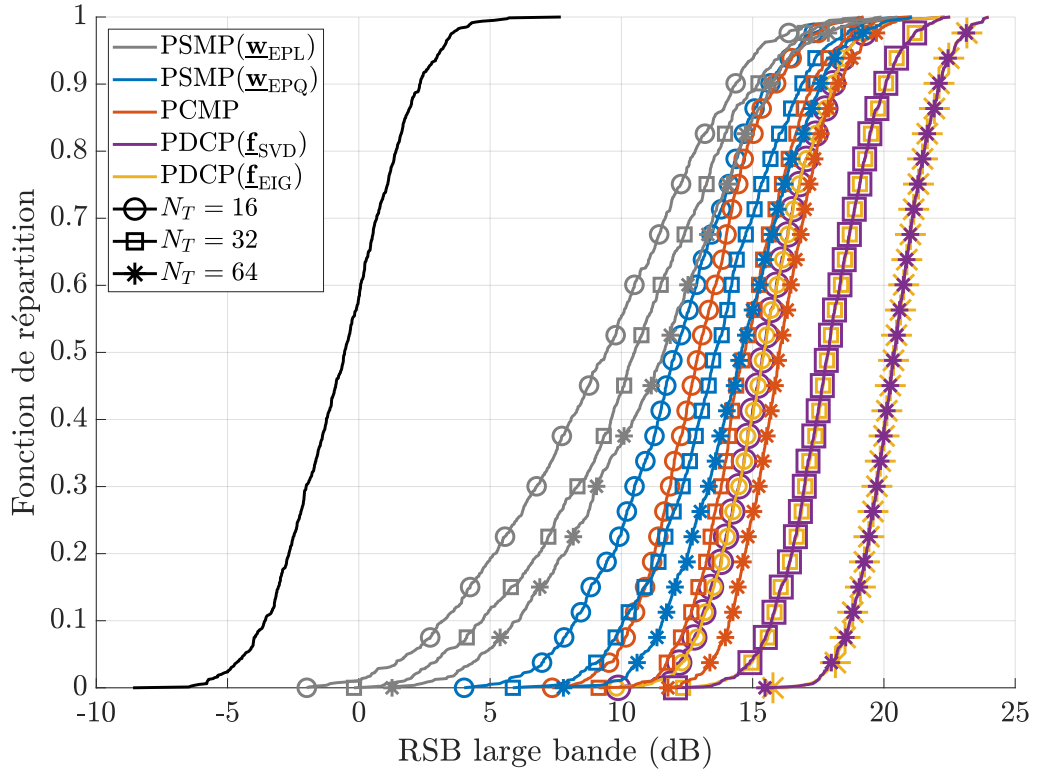


FIGURE J.1 – Fonctions de répartition du RSB large bande des procédures PSMP, PCMP et PDCP pour une largeur de bande passante de 50 MHz

Table des figures

1	Nombre d'abonnements pour 100 habitants pour les services de téléphonie fixe et mobile à l'échelle mondiale [1]	1
2	Population mondiale couverte par les différentes générations de téléphonie mobile [1]	2
3	Evolution du nombre de cartes SIM actives et du trafic internet mobile en France de 2008 à 2019 [6]	3
4	Evolution de la consommation moyenne de données mobiles et du coût moyen des forfaits de 2008 à 2019 [6]	4
1.1	Capacités clés des systèmes IMT-2020	15
2.1	Système MIMO	21
2.2	Exemple d'une architecture antenne adaptée à la mise en oeuvre de la formation de faisceau analogique [33, Figure 4.63]	23
2.3	Réseau en champ lointain	23
2.4	Exemple d'une architecture antenne adaptée à la mise en oeuvre de la formation de faisceau numérique [33, Figure 4.64]	25
2.5	Exemple d'une architecture antenne adaptée à la mise en oeuvre de la formation de faisceau hybride [33, Figure 4.66]	26
2.6	Traitements multi-antennes d'émission incluant des opérations de filtrage spatial et de précodage numérique	28
2.7	Structure de la trame pour les numérolgies standardisées en 5G NR	31
2.8	Resource Element et Resource Block en 5G NR	32
2.9	Point A, blocs de ressources physiques/communs et paramétrage de BWP en 5G NR	33
2.10	Adaptation de la largeur de bande passante via le changement de BWP actif	33
2.11	Structure d'un bloc SSB en temps et en fréquence	35
2.12	Exemple de périodicité de la fenêtre de synchronisation dans le cas où $3 \text{ GHz} \leq f \leq 6 \text{ GHz}$ et $\Delta_f = 15 \text{ kHz}$	36
2.13	Slots allouables à la transmission du SSB [29]	37
2.14	Recherche de cellule en 5G NR	38
2.15	Procédure basique d'accès à une cellule en 5G NR	39
2.16	Les gardes temporelles en 5G NR	40
2.17	Allocation des symboles OFDM d'une cellule sur les voies montantes et descendantes	41
2.18	Allocation des symboles OFDM d'une cellule et d'un terminal sur les voies montantes et descendantes	42
2.19	Exemples de slots standardisés en 5G NR	43
2.20	Exemple d'une configuration de CORESETs pour un BWP	45
2.21	Exemple d'une configuration de CORESETs et d'espaces de recherche pour la réception du PDCCH au sein d'un BWP	47
2.22	Allocation temporelle du canal PDSCH pour le type A et le type B	49
2.23	Exemple d'une table d'allocation PDSCH établie par la couche RRC et de la configuration d'indice 1 de celle-ci	50

2.24	Allocation temporelle du PDSCH sans respect de la contrainte <i>timeDurationForQCL</i>	51
2.25	Indication de la configuration spatiale avec signalisation et avec respect de <i>timeDurationForQCL</i> (cas 60 kHz avec <i>timeDurationForQCL</i> = 7)	52
2.26	Indication de la configuration spatiale sans signalisation et avec respect de <i>timeDurationForQCL</i> (cas 60 kHz avec <i>timeDurationForQCL</i> = 7)	52
2.27	Configuration d'une ressource CSI-RS via la couche RRC	54
2.28	Configuration d'un <i>NZP-CSI-RS-ResourceSet</i> via la couche RRC	55
2.29	Influence du paramètre <i>repetition</i>	56
2.30	Configuration d'un <i>NZP-CSI-RS-ResourceSet</i> contenant des ressources CSI-RS périodiques ou semi-persistantes	57
2.31	Configuration de trois <i>NZP-CSI-RS-ResourceSet</i> contenant des ressources CSI-RS apériodiques pour un terminal dont le paramètre <i>beamSwitchTiming</i> vaut 14 symboles OFDM	58
2.32	Configuration d'un ensemble de <i>CSI-ResourceConfig</i> associés à un (des) <i>NZP-CSI-RS-ResourceSet</i> , contenant des ressources CSI-RS périodiques ou apériodiques, pour un terminal dont le paramètre <i>beamSwitchTiming</i> vaut 14 symboles OFDM	60
2.33	Associations autorisées entre le retour d'informations et les ressources CSI-RS selon leur configuration temporelle [40, 5.2.1.4-1]	61
2.34	n_{CSI_ref} selon la configuration temporelle du retour d'informations	62
2.35	Configuration du retour d'informations à partir d'un ensemble de <i>CSI-ReportConfigs</i> associés à des <i>CSI-ResourceConfigs</i> . Dans cet exemple, les paramètres <i>beamSwitchTiming</i> et <i>beamReportTiming</i> ont une durée de 14 symboles OFDM	64
2.36	Contraintes sur le retour d'informations apériodique selon la configuration temporelle des CSI-RS. Dans cet exemple, les paramètres <i>beamSwitchTiming</i> et <i>beamReportTiming</i> ont une durée de 14 symboles OFDM	66
2.37	Exemple d'exploitation de l'indication spatiale des CSI-RS pour l'affinement de lien	68
2.38	Processus de détection de la rupture de lien	69
3.1	Canal de transmission basé sur un modèle géométrique 3D à tracé de rayons	75
3.2	Repère global (noir) et repère local (bleu)	79
3.3	Passage du repère global (noir) au repère local (bleu)	79
3.4	Rayons de départ (gauche) et d'arrivée (droite) pour les modèles CDLs NLoS	82
3.5	Puissance moyenne mesurée $P_{N_{gen}}^{iso}$ selon le nombre de générations N_{gen} du canal de transmission pour les différents modèles CDL	85
4.1	Division virtuelle du réseau d'antennes	93
4.2	Technique des sous-réseaux sans optimisation pour un réseau de $M = 64$ antennes	94
4.3	Technique des sous-réseaux sans optimisation : Facteur de réseau du réseau complet ($M = 64$ antennes) selon le nombre N_s de sous-réseaux virtuels	95
4.4	Méthode des sous-réseaux avec optimisation pour un réseau de $M = 64$ antennes composé de 2 sous-réseaux virtuels	96
4.5	Méthode des sous-réseaux avec optimisation pour un réseau de $M = 64$ antennes composé de 3 sous-réseaux virtuels	97
4.6	Méthode des sous-réseaux avec optimisation pour un réseau de $M = 64$ antennes composé de 4 sous-réseaux virtuels	98
4.7	Technique des sous-réseaux avec optimisation : Facteur de réseau du réseau complet ($M = 64$ antennes) pour 2, 3 et 4 sous-réseaux virtuels	99
4.8	Facteurs de réseau obtenus pour une excitation linéaire et pour des excitations polynomiales de degré 2, 3 et 4, pour un réseau composé de $M = 64$ antennes	100

5.1	Ligne continue de longueur $L = 16\lambda$ contrôlée par une excitation de phase quadratique de coefficients $B_1 = 0$ et $B_2 = 600$	103
5.2	Ligne continue de longueur $L = 16\lambda$ contrôlée par une excitation de phase quadratique de coefficients $B_1 = 0$ et $B_2 = 3000$	103
5.3	Ligne continue de longueur $L = 16\lambda$ contrôlée par une excitation de phase quadratique de coefficients $B_1 = -215$ et $B_2 = 600$	104
5.4	Illustration de la corrélation entre la largeur du faisceau et l'écart angulaire Δ_F	105
5.5	Ligne continue de longueur $L = 16\lambda$ contrôlée par une excitation de phase quadratique de coefficients $B_1 = 0$ et $B_2 = 18000$	106
5.6	Prise en compte ou non de l'angle de dépointage $\theta_{\max}$ pour le calcul du coefficient B_2	108
5.7	Influence de la longueur de ligne sur le facteur d'espace	109
5.8	Comparaison du facteur d'espace et du facteur de réseau à amplitude normalisée pour $d = \lambda/2$	110
5.9	EQM moyenne pour $\Omega_\theta \in [2\Delta\theta_{-3dB}, 90]$ selon le nombre d'antennes M comprises dans le réseau	115
5.10	Diagramme de puissance selon θ et ϕ pour un réseau planaire et régulier composé de $N = 64$ colonnes de $M = 64$ antennes	117
5.11	Δ_F selon Ω_b^{80} for $M \in \{8, 16, 32, 64, 128\}$	119
5.12	Approximation de $\Omega_{\min}^{80}(M)$ et $\Omega_0^{80}(M)$ par $\tilde{\Omega}_{\min}^{80}(M)$ et $\tilde{\Omega}_0^{80}(M)$ pour $M = \{12, 14, \dots, 128\}$	121
5.13	Approximation de $p^{80}(M)$ par la fonction $\tilde{p}^{80}(M)$ pour $M = \{12, 14, \dots, 128\}$. .	121
5.14	$\Delta_F(\Omega_b^{80}, M)$ et $\tilde{\Delta}_F(\Omega_b^{80}, M)$ selon Ω_b^{80} et M	123
5.15	Erreur relative et absolue pour $\Omega_b^{80} \in [\tilde{\Omega}_{\min}^{80}(M), \Omega_{\max}^{80}]$ et $M = \{12, 14, \dots, 128\}$	125
5.16	Barycentre θ_b selon $\theta_{\max}$ et Δ_F pour $M = 32$	125
5.17	Approximation de $\Omega_{\min}^{80}(\theta_{\max})$ et $\Omega_0^{80}(\theta_{\max})$ par $\tilde{\Omega}_{\min}^{80}(\theta_{\max})$ et $\tilde{\Omega}_0^{80}(\theta_{\max})$ pour $\theta_{\max} \in \{40, 45, \dots, 140\}^\circ$	127
5.18	Δ_F et $\tilde{\Delta}_F$ selon Ω_b^{80} pour $M = 32$, $\theta_{\lim} = 2.5^\circ$ et $\theta_{\max} \in \{95^\circ, 110^\circ, 125^\circ, 140^\circ\}$	128
5.19	Erreur relative moyenne et écart maximal au barycentre pour $\Omega_b^{80} \in [\tilde{\Omega}_{\min}^{80}(\theta_{\max}), \Omega_{\max}^{80}(\theta_{\max}, \theta_{\lim} = 2.5^\circ)]$ et $\theta_{\max} \in \{95, 100, \dots, 140\}^\circ$	129
6.1	Durée d'établissement de lien de la procédure PSMP selon la capacité de calculs du terminal (catégorie 1/2/3), le nombre de ressources pilotes émises ($N_{Tx} = \{16, 32, 64\}$, $N_{Rx} = 8$) et l'écart inter-porteuse (60 ou 120 kHz)	140
6.2	Durée d'établissement de lien de la procédure PCMP selon la capacité de calculs du terminal (catégorie 1/2/3), le nombre de ressources pilotes émises ($N_{Tx} = \{16, 32, 64\}$, $N_{Rx} = 8$) et l'écart inter-porteuse (60 ou 120 kHz)	142
6.3	Durée d'établissement de lien des procédures PDCP selon la capacité de calculs du terminal (catégorie 1/2/3), le nombre d'antennes des réseaux émetteur et récepteur ($N_T = \{16, 32, 64\}$, $N_R = 8$) et l'écart inter-porteuse (60 ou 120 kHz)	146
6.4	Nombre d'opérations réalisées pour déterminer le précodeur et le combineur, à l'aide de la procédure PDCP, selon la largeur de bande passante et le nombre d'antennes N_T du réseau émetteur, pour un espacement inter-porteuse de 60 kHz et pour une densité $1/\Delta_k = 1/12$ de sous-porteuses pilotes	149
6.5	Comparaison du nombre d'opérations requises et de la durée d'établissement de lien des procédures PSMP, PCMP et PDCP pour le paramétrage défini en Section 6.2.4	151
6.6	Facteur de réseau des précodeurs $\underline{\mathbf{f}}_i$ qui composent le dictionnaire $\underline{\mathbf{F}} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_T}$ selon la résolution q_{tx} des déphaseurs qui composent le réseau d'antenne d'émission ($N_T = 16$)	153

6.7	Facteur de réseau des combineurs initiaux $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EPL}}(\Delta\phi = 0)$ et $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EPQ}}(\Delta_F = 80^\circ, \phi_{\text{max}} = 0^\circ)$ selon la résolution q_{rx} des déphaseurs qui composent le réseau d'antenne de réception ($N_R = 8$)	154
6.8	Rapport signal sur bruit moyen obtenu pour les traitements qui s'appuient sur la décomposition en vecteurs singuliers du canal de transmission, selon le nombre d'antennes N_T qui composent le réseau émetteur et selon la largeur de bande passante	155
6.9	Rapport signal sur bruit moyen obtenu pour les procédures PSMP, PCMP et PDCP selon le nombre d'antennes N_T qui composent le réseau émetteur et selon la largeur de bande passante	156
6.10	Rapport signal sur bruit moyen obtenu pour les procédures PSMP, PCMP et PDCP, pour une largeur de bande passante de 100 MHz, selon le nombre d'antennes N_T qui composent le réseau émetteur et selon le nombre de bits de quantification des déphaseurs ($q_{\text{tx}} = q_{\text{rx}}$)	158
7.1	Nombre d'opérations réalisées pour déterminer le précodeur $\mathbf{f}_{\text{EIG}}$ et le combineur $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EIG}}$ à l'aide de la procédure PSDCP, pour des dictionnaires composés de précodeurs et combineurs orthogonaux ($\mathcal{O}_{\text{PSDCP}}^{\text{O}}$) ou non-orthogonaux ($\mathcal{O}_{\text{PSDCP}}^{\text{NO}}$), pour le paramétrage défini en Section 6.2.4	167
7.2	Analyse comparative de la complexité des traitements des procédures PSMP, PCMP, PSDCP et PDCP pour le paramétrage défini en Section 6.2.4	169
7.3	Analyse comparative de la durée d'établissement de lien des procédures PSMP, PCMP, PSDCP et PDCP pour le paramétrage défini en Section 6.2.4	170
7.4	Facteur de réseau des combineurs initiaux $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EPL}}(\Delta\phi = 0)$, $\underline{\mathbf{w}}_{\text{EPQ}}(\Delta_F = 80^\circ, \phi_{\text{max}} = 0^\circ)$ et $\underline{\mathbf{w}}_{\text{SA}}$ pour un réseau récepteur de $N_R = 8$ antennes	172
7.5	Fonctions de répartition du rapport signal sur bruit obtenues avec les procédures PSMP, PCMP, PSDCP et PDCP pour un réseau émetteur de $N_T = 32$ antennes, un réseau récepteur de $N_R = 8$ antennes et une bande passante de 100 MHz	173
7.6	Rapport signal sur bruit moyen obtenu pour les procédures PSMP, PCMP, PSDCP et PDCP selon le nombre d'antennes N_T qui composent le réseau émetteur et selon la largeur de bande passante	174
7.7	Rapport signal sur bruit moyen obtenu pour les procédures PSMP, PCMP, PSDCP et PDCP selon le nombre d'antennes N_T du réseau émetteur et selon le nombre de bits de quantification des déphaseurs ($q_{\text{tx}} = q_{\text{rx}}$) pour une bande passante de 100 MHz	175
7.8	Analyse comparative de la complexité des traitements des procédures PSMP, PSDCP et PSDCP de complexité réduite pour une bande passante de 100 MHz et un réseau émetteur de $N_T = 32$ antennes, pour le paramétrage défini en Section 6.2.4	180
7.9	Rapport signal sur bruit moyen obtenu pour les procédures PSMP et PSDCP, après que le précodeur a été déterminé, selon la densité $1/\Delta_k$ des ressources pilotes et le nombre L de précodeurs sélectionnés	182
7.10	Rapport signal sur bruit moyen obtenu pour les procédures PSMP, PCMP, PSDCP et PDCP complètes selon la densité $1/\Delta_k$ des ressources pilotes et le nombre L de précodeurs sélectionnés	184
7.11	Performances des méthodes de sélection des précodeurs pour la procédure PSDCP (de complexité réduite ou non) en matière de robustesse de lien et de complexité de traitements	189
7.12	Performances des procédures PSMP et PSDCP (de complexité réduite ou non), après que le précodeur a été déterminé, selon la longueur du retour d'informations et la complexité de détermination du précodeur	190

7.13	Performances des procédures PSMP, PCMP, PSDCP (de complexité réduite ou non) et PDCP complètes selon la longueur du retour d'informations et la complexité de détermination du précodeur et du combineur	193
7.14	Performances des procédures PSMP, PCMP, PSDCP (de complexité réduite ou non) et PDCP complètes selon la longueur du retour d'informations, pour des déphaseurs de résolution $q_{tx} = q_{rx} = 3$ bits	194
A.1	Mécanisme d'agrégation pour la transmission du PDCCH [30, Figure 10.5] . . .	203
B.1	Allocation PDSCH de type 1 sans entrelacement et avec entrelacement [30, Figure 9.12]	205
C.1	Ensemble des configurations de multiplexage en code des ports d'antennes . . .	208
C.2	Ensemble des configurations de densité des signaux CSI-RS	208
C.3	Multiplexage FDM des ports d'antennes et allocation des signaux CSI-RS en fréquence pour les quatre groupes spécifiés	209
C.4	Allocation en temps et multiplexage TDM des ports d'antennes des signaux CSI-RS	210
C.5	Exemple d'allocation fréquentielle pour la configuration row14 proposée en Figure C.4 avec une densité fréquentielle de 1	211
C.6	Position d'une ressource CSI-RS au sein d'un slot [44, Table 7.4.1.5.3-1]	212
D.1	Table CDL-A [75, Table 7.7.1-1]	215
D.2	Table CDL-B [75, Table 7.7.1-2]	215
D.3	Table CDL-C [75, Table 7.7.1-3]	216
D.4	Table CDL-D [75, Table 7.7.1-4]	216
D.5	Table CDL-E [75, Table 7.7.1-5]	217
E.1	Δ_x selon B_2 pour une longueur de ligne $L = 16\lambda$ et un angle de dépointage $\theta_{\max} = 7^\circ \in [0, \theta_{\max}^0 \cup \pi - \theta_{\max}^0, \pi]$	221
E.2	Δ_x selon B_2 pour une longueur de ligne $L = 16\lambda$ et un angle de dépointage $\theta_{\max} = 60^\circ \in [\theta_{\max}^0, \pi - \theta_{\max}^0]$	222
I.1	Profil de puissance des trajets distinguables pour les canaux CDL-A/B/C en considérant un écart-type du retard de 100 ns	233
J.1	Fonctions de répartition du RSB large bande des procédures PSMP, PCMP et PDCP pour une largeur de bande passante de 50 MHz	236

Liste des tableaux

2.1	Caractéristiques de la transmission selon la numérologie considérée [29]	20
2.2	Consommation des composants d'un réseau d'antennes dans les bandes millimétriques [34]	26
2.3	Nombre de ports d'antennes supportés selon le type de dictionnaire utilisé [40, Tables 5.2.2.2.1-2 et 5.2.2.2.2-1]	29
2.4	Durée et largeur de bande d'un SSB selon la numérologie [30, Table 16.1]	34
2.5	Nombre de SSB pouvant être émis selon la bande de fréquence de la transmission [29]	34
2.6	Taille d'un RBG en nombre de RBs selon la taille du BWP et la configuration choisie [40, Table 5.1.2.2.1-1]	48
2.7	<i>timeDurationForQCL</i> en nombre de symboles OFDM selon l'écart inter-porteuse et les performances du terminal [45, P407]	50
2.8	<i>beamSwitchTiming</i> selon l'écart inter-porteuse et les performances du terminal [45, P423]	57
2.9	<i>beamReportTiming</i> selon l'écart inter-porteuse et les performances du terminal [45, P422]	62
2.10	Z selon l'écart inter-porteuse et les performances du terminal [40, Table 5.4-2] .	66
2.11	Configuration spatiale d'un CSI-RS selon sa configuration temporelle	67
3.1	Exemples de paramétrage pour l'étalement des retards	78
3.2	Offset d'angle α_m selon l'indice du rayon pour une moyenne quadratique de dispersion des rayons normalisée à 1 [75, Table 7.5-3]	81
5.1	Coefficients $\Delta_F^{\max}(\theta_{\max}, \theta_{\lim})$ et $\Omega_{\max}^{80}(\theta_{\max}, \theta_{\lim})$ selon $\theta_{\max}$ pour un réseau de $M = 32$ antennes et $\theta_{\lim} = 2.5^\circ$	124
6.1	Bande passante maximale configurable exprimée en nombre de sous-porteuses pour la bande FR2 [47, Table 5.3.2-1]	135
6.2	Complexité de la procédure $\text{PDCP}(\mathbf{f}_{\text{EIG}})$, notée $\mathcal{O}_{\text{PDCP}}^{\text{EIG}}$, par rapport à la complexité de la procédure $\text{PDCP}(\mathbf{f}_{\text{SVD}})$, notée $\mathcal{O}_{\text{PDCP}}^{\text{SVD}}$, selon le nombre d'antennes d'émission N_T	148
6.3	Environnement de simulation	152
6.4	RSB large bande moyen en décibel obtenu en CDL-A, sans quantification de phase, pour une largeur de bande passante de 50 MHz et sous contrainte des paramètres de simulation décrits dans la Table 6.3	159
6.5	RSB large bande moyen en décibel obtenu en CDL-B, sans quantification de phase, pour une largeur de bande passante de 50 MHz et sous contrainte des paramètres de simulation décrits dans la Table 6.3	159
6.6	Nombre d'opérations pour déterminer le précodeur et le combineur pour une largeur de bande passante de 50 MHz et sous contrainte des paramètres de simulation décrits dans la Table 6.3	159
6.7	Durée d'établissement de lien sous contrainte des paramètres de simulation décrits dans la Table 6.3	159

7.1	Comparaison de la complexité de la procédure PSDCP pour des précodeurs et combineurs orthogonaux ($\mathcal{O}_{\text{PSDCP}}^{\text{O}}$) ou non-orthogonaux ($\mathcal{O}_{\text{PSDCP}}^{\text{NO}}$) pour le paramétrage défini en Section 6.2.4	168
E.1	Variations de Δ_x selon B_2	220
F.1	Variations de Δ_x selon B_2	226
I.1	Puissance moyenne des composantes principales des canaux de transmission CDL-A/B/C	234

Bibliographie

- [1] Measuring digital development : Facts and figures. Technical report, Union Internationale des Télécommunications, 2019.
- [2] Baromètre du numérique 2021 : Enquête sur la diffusion des technologies de l'information et de la communication dans la société française. Technical report, Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes et de la distribution de la presse, 2021.
- [3] Cartes de couverture 2g, 3g et 4g des opérateurs mobiles en france métropolitaine au 31 décembre 2020. Technical report, Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes et de la distribution de la presse, 2020.
- [4] Modalités et conditions d'attribution des fréquences dans la bande coeur de la 5g (3,4 - 3,8 ghz). Technical report, Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes et de la distribution de la presse, 2020.
- [5] Echéances des obligations de couverture en france métropolitaine à compter de septembre 2019. Technical report, Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes et de la distribution de la presse, 2019.
- [6] ARCEP. Observatoire des communications électroniques - indicateurs annuels, 2021.
- [7] Baromètre du numérique 2019 : Enquête sur la diffusion des technologies de l'information et de la communication dans la société française en 2019. Technical report, Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes et de la distribution de la presse, 2019.
- [8] Evolution des prix des services de communications électroniques. Technical report, Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes et de la distribution de la presse, 2021.
- [9] 5g impact 2030 : The impact of 5g on the economy, employment, and emissions in france, spain, poland, belgium and romania in 2030. Technical report, OMDIA, 2021.
- [10] La face cachée du numérique : Réduire les impacts du numérique sur l'environnement. Technical report, Agence de l'environnement et de la maîtrise de l'énergie, 2021.
- [11] Les impacts du smartphone : Un téléphone pas si smart pour l'environnement. Technical report, Agence de l'environnement et de la maîtrise de l'énergie, 2019.
- [12] Lean ict : Pour une sobriété numérique. Technical report, The Shift Project, 2018.
- [13] F-X.Wolff Y.Bouguen, E.Hardouin. *LTE et les réseaux 4G*,. EYROLLES, 2012.
- [14] Jean-Marc Jancovici Hugues Ferreboeuf. La 5g est-elle vraiment utile ? *Le Monde*, 2020.
- [15] et al. Sylvia Becerra, Guillaume Carbou. Boycottons la 5g ! *Libération*, 2020.
- [16] Les propositions de la convention citoyenne pour le climat. Technical report, Convention Citoyenne pour le Climat, 2020.
- [17] Sébastien Soriano (Arcep). Favorables à la 5g, nous souhaitons tout de même un contrôle citoyen. *Reporterre*, 2020.
- [18] Corentin Fonteneau, Matthieu Crussière, and Bruno Jahan. A systematic beam broadening method for large phased arrays. In *2021 Joint European Conference on Networks and Communications 6G Summit (EuCNC/6G Summit)*, pages 7–12, 2021.

- [19] Corentin Fonteneau, Matthieu Crussière, and Bruno Jahan. A beam broadening method for phased arrays in wireless communications. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 09 2022.
- [20] Corentin Fonteneau, Matthieu Crussière, and Bruno Jahan. Analog eigen-beamforming for mmwave systems : Performance under practical constraints. In *2021 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pages 1–6, 2021.
- [21] Corentin Fonteneau, Matthieu Crussière, and Bruno Jahan. An efficient analog eigen-beamforming procedure for wideband mmwave mimo-ofdm systems. In *2022 IEEE 23rd International Symposium on a World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks (WoWMoM)*, 2022.
- [22] Recommendation itu-r m.1457-15 : Detailed specifications of the terrestrial radio interfaces of international mobile telecommunications-2000 (imt-2000). Technical report, Union Internationale des Télécommunications, 2020.
- [23] 3rd generation (umts). *ETSI*, 2021.
- [24] Recommendation itu-r m.2012-4 : Detailed specifications of the terrestrial radio interfaces of international mobile telecommunications-advanced (imt-advanced). Technical report, Union Internationale des Télécommunications, 2019.
- [25] Report itu-r m.2133 : Requirements, evaluation criteria and submission templates for the development of imt-advanced. Technical report, Union Internationale des Télécommunications, 2008.
- [26] Itu paves way for next-generation 4g mobile technologies. *Union Internationale des Télécommunications*, 2010.
- [27] J.Sköld E.Dahlman, S.Parkvall. *4G, LTE-Advanced Pro and the road to 5G*. Academic Press, New York, NY, USA, 2016.
- [28] Recommendation itu-r m.2083-0 : Imt vision - framework and overall objectives of the future development of imt for 2020 and beyond. Technical report, Union Internationale des Télécommunications, 2015.
- [29] Javier Campos. Understanding the 5g nr physical layer. Technical report, Keysight Technologies, 2017.
- [30] J.Sköld E.Dahlman, S.Parkvall. *5G NR : The next generation wireless access technology*. Academic Press, New York, NY, USA, 2018.
- [31] Shu Sun, Theodore S. Rappaport, Robert W. Heath, Andrew Nix, and Sundeep Rangan. Mimo for millimeter-wave wireless communications : beamforming, spatial multiplexing, or both? *IEEE Communications Magazine*, 52(12) :110–121, 2014.
- [32] H. Bolcskei, D. Gesbert, and A.J. Paulraj. On the capacity of ofdm-based spatial multiplexing systems. *IEEE Transactions on Communications*, 50(2) :225–234, 2002.
- [33] S.Ahmadi. *5G NR : Architecture, Technology, Implementation, and Operation of 3GPP New Radio Standards*. Academic Press, New York, NY, USA, 2019.
- [34] Robert W. Heath, Nuria González-Prelcic, Sundeep Rangan, Wonil Roh, and Akbar M. Sayeed. An overview of signal processing techniques for millimeter wave mimo systems. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 10(3) :436–453, 2016.
- [35] S. J. Orfanidis. *Electromagnetic Waves and Antennas*,. <https://www.ece.rutgers.edu/orfanidi/ewa/>, 2016 [Online].
- [36] Andreas F. Molisch, Vishnu V. Ratnam, Shengqian Han, Zheda Li, Sinh Le Hong Nguyen, Linsheng Li, and Katsuyuki Haneda. Hybrid beamforming for massive mimo : A survey. *IEEE Communications Magazine*, 55(9) :134–141, 2017.
- [37] Omar El Ayach, Sridhar Rajagopal, Shadi Abu-Surra, Zhouyue Pi, and Robert W. Heath. Spatially sparse precoding in millimeter wave mimo systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 13(3) :1499–1513, 2014.

- [38] Hyounghu Ji, Younsun Kim, Juho Lee, Eko Onggosanusi, Younghun Nam, Jianzhong Zhang, Byungju Lee, and Byonghyo Shim. Overview of full-dimension mimo in lte-advanced pro. *IEEE Communications Magazine*, 55(2) :176–184, 2017.
- [39] R1-1706164 : Type i csi codebook. Technical report, Ericsson, 2017.
- [40] 38.214 v15.13.0 NR ; physical layer procedures for data. Technical report, 3rd Generation Partnership Project, 2021.
- [41] R1-1702684 : Type i multi-panel csi codebook. Technical report, Ericsson, 2017.
- [42] R1-1708456 : Csi feedback type i for nr mimo. Technical report, NTT DOCOMO, 2017.
- [43] Eko Onggosanusi, Md Saifur Rahman, Li Guo, Youngwoo Kwak, Hoondong Noh, Younsun Kim, Sebastian Fawer, Mark Harrison, Mattias Frenne, Stephen Grant, Runhua Chen, Rakesh Tamrakar, Gao, and Qiubin. Modular and high-resolution channel state information and beam management for 5g new radio. *IEEE Communications Magazine*, 56(3) :48–55, 2018.
- [44] 38.211 NR ; physical channels and modulation. Technical report, 3rd Generation Partnership Project, 2017.
- [45] 38.331 v15.14.0 NR ; radio resource control (rrc) ; protocol specification. Technical report, 3rd Generation Partnership Project, 2021.
- [46] 38.213 15.14.0 NR ; physical layer procedures for control. Technical report, 3rd Generation Partnership Project, 2021.
- [47] 38.101-2 v15.14.0 NR ; user equipment (ue) radio transmission and reception ; part 2 : Range 2 standalone. Technical report, 3rd Generation Partnership Project, 2021.
- [48] Marco Giordani, Marco Mezzavilla, and Michele Zorzi. Initial access in 5g mmwave cellular networks. *IEEE Communications Magazine*, 54(11) :40–47, 2016.
- [49] Vip Desai, Lukasz Krzymien, Philippe Sartori, Weimin Xiao, Anthony Soong, and Ahmed Alkhateeb. Initial beamforming for mmwave communications. In *2014 48th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pages 1926–1930, 2014.
- [50] 36.211 v15.3.0 evolved universal terrestrial radio access (e-utra) ; physical channels and modulation. Technical report, 3rd Generation Partnership Project, 2021.
- [51] 38.321 nr ; medium access control (mac) protocol specification. Technical report, 3rd Generation Partnership Project, 2021.
- [52] R1-1800126 : Ambiguities about beam indication in some cases. Technical report, Fujitsu, 2018.
- [53] R1-1801892 : Ambiguities about beam indication and aperiodic csi-rs triggering offset configuration in some cases. Technical report, Fujitsu, 2018.
- [54] R1-1803346 : Feature lead summary 2 on beam measurement and reporting. Technical report, Ericsson, 2018.
- [55] Technical report.
- [56] R1-1900093 : Additional details of latency and overhead reduction for beam management. Technical report, ZTE, 2019.
- [57] R1-1612345 : Beam management overview. Technical report, Ericsson, 2016.
- [58] R1-1610070 : CSI-RS design for nr. Technical report, NTT DOCOMO, 2016.
- [59] R1-1801302 : Final report of 3gpp tsg ran wg1 ah_1801 v1.0.0. Technical report, 3GPP, 2018.
- [60] R1-1802192 : Discussion on aperiodic csi report timing and relaxation. Technical report, LG electronics, 2018.
- [61] R1-1804786 : Maintenance for csi reporting. Technical report, Qualcomm Incorporated, 2018.

- [62] R1-1805801 : Final report of 3gpp tsg ran wg1 92bis v1.0.0. Technical report, 3GPP, 2018.
- [63] R1-1800110 : Remaining details on beam management. Technical report, ZTE, Sanechips, 2018.
- [64] R1-1805950 : Summary of remaining issues on csi reporting. Technical report, Huawei, HiSilicon, 2018.
- [65] R1-1801089 : Summary for remaing issues on beam failure recovery. Technical report, MediaTek Inc., 2018.
- [66] 38.133 NR ; requirements for support of radio resource management. Technical report, 3rd Generation Partnership Project, 2021.
- [67] R1-1802744 : Remaining details on beam recovery. Technical report, Ericsson, 2018.
- [68] Zhouyue Pi and Farooq Khan. An introduction to millimeter-wave mobile broadband systems. *IEEE Communications Magazine*, 49(6) :101–107, 2011.
- [69] Theodore S. Rappaport, Shu Sun, Rimma Mayzus, Hang Zhao, Yaniv Azar, Kevin Wang, George N. Wong, Jocelyn K. Schulz, Mathew Samimi, and Felix Gutierrez. Millimeter wave mobile communications for 5g cellular : It will work ! *IEEE Access*, 1 :335–349, 2013.
- [70] Ana Vázquez Alejos, Manuel García Sanchez, and Iñigo Cuinas. Measurement and analysis of propagation mechanisms at 40 ghz : Viability of site shielding forced by obstacles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 57(6) :3369–3380, 2008.
- [71] Hang Zhao, Rimma Mayzus, Shu Sun, Mathew Samimi, Jocelyn K. Schulz, Yaniv Azar, Kevin Wang, George N. Wong, Felix Gutierrez, and Theodore S. Rappaport. 28 ghz millimeter wave cellular communication measurements for reflection and penetration loss in and around buildings in new york city. In *2013 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pages 5163–5167, 2013.
- [72] C.R. Anderson and T.S. Rappaport. In-building wideband partition loss measurements at 2.5 and 60 ghz. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 3(3) :922–928, 2004.
- [73] M. Marcus and B. Pattan. Millimeter wave propagation : spectrum management implications. *IEEE Microwave Magazine*, 6(2) :54–62, 2005.
- [74] R. Schulpen, L. A. Bronckers, A. B. Smolders, and U. Johannsen. 5g millimeter-wave nlos coverage using specular building reflections. In *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pages 1–5, 2020.
- [75] 38.901 NR ; study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 ghz. Technical report, 3rd Generation Partnership Project, 2019.
- [76] Channel model for link level evaluations. Technical report, Huawei, HiSilicon, Spirent, Keysight, 2016.
- [77] Guidelines for evaluation of radio interface technologies for imt-advanced. Technical report, ITU-R, 2009.
- [78] Iñigo Cuiñas, Manuel García Sánchez, and Elena Amoedo. Modeling and measuring depolarization by building obstacles in the 41.5 ghz band. *Microwave and Optical Technology Letters*, 24(1) :34–36, 2000.
- [79] Ming Cheng, Jun-Bo Wang, Yongpeng Wu, Xiang-Gen Xia, Kai-Kit Wong, and Min Lin. Coverage analysis for millimeter wave cellular networks with imperfect beam alignment. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 67(9) :8302–8314, 2018.
- [80] Jin Yu, Yu-Dong Yao, A.F. Molisch, and Jinyun Zhang. Performance evaluation of cdma reverse links with imperfect beamforming in a multicell environment using a simplified beamforming model. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 55(3) :1019–1031, 2006.
- [81] Jian A. Zhang, Xiaojing Huang, Val Dyadyuk, and Y. Jay Guo. Massive hybrid antenna array for millimeter-wave cellular communications. *IEEE Wireless Communications*, 22(1) :79–87, 2015.

- [82] M. Giordani *et. al.* A tutorial on beam management for 3GPP-NR at mmwave frequencies. *Commun. Surveys Tuts.*, 21(1) :173–196, 2019.
- [83] Vasanathan Raghavan, Juergen Cezanne, Sundar Subramanian, Ashwin Sampath, and Ozge Koymen. Beamforming tradeoffs for initial ue discovery in millimeter-wave mimo systems. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 10(3) :543–559, 2016.
- [84] Seda Doğan, Murat Karabacak, and Hüseyin Arslan. Optimization of antenna beamwidth under blockage impact in millimeter-wave bands. In *2018 IEEE 29th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pages 1–5, 2018.
- [85] Mohammadreza Robaei and Robert Akl. Millimeter-wave blockage modeling and mitigation. In *2021 IEEE International Workshop Technical Committee on Communications Quality and Reliability (CQR 2021)*, pages 1–6, 2021.
- [86] Deli Qiao, Haifeng Qian, and Geoffrey Ye Li. Broadbeam for massive mimo systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 64(9) :2365–2374, 2016.
- [87] Erik G. Larsson, Ove Edfors, Fredrik Tufvesson, and Thomas L. Marzetta. Massive mimo for next generation wireless systems. *IEEE Communications Magazine*, 52(2) :186–195, 2014.
- [88] Constantine A Balanis. *Antenna theory : analysis and design*. Wiley-Interscience, 2005.
- [89] H. Lebrete and S. Boyd. Antenna array pattern synthesis via convex optimization. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 45(3) :526–532, 1997.
- [90] E. Bayliss. A phase synthesis technique with application to array beam broadening. In *1966 Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 4, pages 427–432, 1966.
- [91] A. Elshafiy and A. Sampath. Beam broadening for 5g millimeter wave systems. In *2019 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pages 1–6, 2019.
- [92] Ericsson. On forming wide beams. *Tdoc R1-1700772*, 2017.
- [93] Khalil H. Sayidmarie and Qusai H. Sultan. Synthesis of wide beam array patterns using random phase weights. In *2013 International Conference on Electrical Communication, Computer, Power, and Control Engineering (ICECCPCE)*, pages 52–57, 2013.
- [94] Khalil Sayidmarie and Qusai Sultan. Synthesis of wide beam array patterns using quadratic-phase excitations. *International Journal of Electromagnetics and Applications*, 3 :127–135, 12 2013.
- [95] S. Rajagopal. Beam broadening for phased antenna arrays using multi-beam subarrays. In *2012 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pages 3637–3642, 2012.
- [96] Milton Abramowitz and Irene A. Stegun. *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*. Dover, New York, ninth dover printing, tenth gpo printing edition, 1964.
- [97] Junyi Wang, Zhou Lan, Chang woo Pyo, T. Baykas, Chin sean Sum, M.A. Rahman, Jing Gao, R. Funada, F. Kojima, H. Harada, and S. Kato. Beam codebook based beamforming protocol for multi-gbps millimeter-wave wpan systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 27(8) :1390–1399, 2009.
- [98] Yuhuan Sun and Chenhao Qi. Analog beamforming and combining based on codebook in millimeter wave massive mimo communications. In *GLOBECOM 2017 - 2017 IEEE Global Communications Conference*, pages 1–6, 2017.
- [99] Javier Via, Ignacio Santamaria, Victor Elvira, and Ralf Eickhoff. A general criterion for analog tx-rx beamforming under ofdm transmissions. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 58(4) :2155–2167, 2010.
- [100] Pengfei Xia, Huaning Niu, Jisung Oh, and Chiu Ngo. Practical antenna training for millimeter wave mimo communication. In *2008 IEEE 68th Vehicular Technology Conference*, pages 1–5, 2008.

- [101] Y. Sun, Z. Gao, H. Wang, B. Shim, G. Gui, G. Mao, and F. Adachi. Principal component analysis-based broadband hybrid precoding for millimeter-wave massive MIMO systems. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 19(10) :6331–6346, 2020.
- [102] S. Park, A. Alkhateeb, and R. W. Heath. Dynamic subarrays for hybrid precoding in wideband mmwave MIMO systems. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 16(5) :2907–2920, 2017.
- [103] Ahmed Alkhateeb, Omar El Ayach, Geert Leus, and Robert W. Heath. Channel estimation and hybrid precoding for millimeter wave cellular systems. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 8(5) :831–846, 2014.
- [104] Benyamin Ghojogh, Fakhri Karray, and Mark Crowley. Eigenvalue and generalized eigenvalue problems : Tutorial, 2019.
- [105] Xiaocan Li, Shuo Wang, and Yinghao Cai. Tutorial : Complexity analysis of singular value decomposition and its variants, 2019.
- [106] Jing Zhang, Xiaohu Ge, Qiang Li, Mohsen Guizani, and Yanxia Zhang. 5g millimeter-wave antenna array : Design and challenges. *IEEE Wireless Communications*, 24(2) :106–112, 2017.
- [107] Bodhisatwa Sadhu, Yahya Tousi, Joakim Hallin, Stefan Sahl, Scott Reynolds, Örjan Rensström, Kristoffer Sjögren, Olov Haapalahti, Nadav Mazor, Bo Bokinge, Gustaf Weibull, Håkan Bengtsson, Anders Carlinger, Eric Westesson, Jan-Erik Thillberg, Leonard Rexberg, Mark Yeck, Xiaoxiong Gu, Daniel Friedman, and Alberto Valdes-Garcia. 7.2 a 28ghz 32-element phased-array transceiver ic with concurrent dual polarized beams and 1.4 degree beam-steering resolution for 5g communication. In *2017 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, pages 128–129, 2017.
- [108] J. D. Dunworth, A. Homayoun, B-H. Ku, Y-C. Ou, K. Chakraborty, G. Liu, T. Segoria, J. Lerdworatawee, J. W. Park, H-C. Park, H. Hedayati, D. Lu, P. Monat, K. Douglas, and V. Aparin. A 28ghz bulk-cmos dual-polarization phased-array transceiver with 24 channels for 5g user and basestation equipment. In *2018 IEEE International Solid - State Circuits Conference - (ISSCC)*, pages 70–72, 2018.
- [109] Kerim Kibaroglu, Mustafa Sayginer, and Gabriel M. Rebeiz. A scalable 64-element 28 ghz phased-array transceiver with 50 dbm eirp and 8-12 gbps 5g link at 300 meters without any calibration. In *2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS*, pages 496–498, 2018.
- [110] Alexander Khripkov, Janne Ilvonen, and Zlatoljub Milosavljevic. 5g millimeter wave broadside-endfire antenna array. In *2020 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, pages 1–4, 2020.
- [111] Mohamed T. Hussain, Mohammad S. Sharawi, Symon Podilchack, and Yahia M. M. Antar. Closely packed millimeter-wave mimo antenna arrays with dielectric resonator elements. In *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pages 1–4, 2016.
- [112] Gopinath Gampala and C. J. Reddy. Design of millimeter wave antenna arrays for 5g cellular applications using feko. In *2016 IEEE/ACES International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS) and Applied Computational Electromagnetics (ACES)*, pages 1–2, 2016.
- [113] Li Chen, Ying Yang, Xiaohui Chen, and Weidong Wang. Multi-stage beamforming codebook for 60ghz wpan. In *2011 6th International ICST Conference on Communications and Networking in China (CHINACOM)*, pages 361–365, 2011.
- [114] Liang Zhou and Yoji Ohashi. Efficient codebook-based mimo beamforming for millimeter-wave w lans. In *2012 IEEE 23rd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications - (PIMRC)*, pages 1885–1889, 2012.

- [115] D. Yang, L.-L. Yang, and L. Hanzo. Dft-based beamforming weight-vector codebook design for spatially correlated channels in the unitary precoding aided multiuser downlink. In *2010 IEEE International Conference on Communications*, pages 1–5, 2010.
- [116] Nicholas Higham and Lijing Lin. A schur–padé algorithm for fractional powers of a matrix. *SIAM J. Matrix Analysis Applications*, 32 :1056–1078, 07 2011.
- [117] Xiayu Zheng, Yao Xie, Jian Li, and Petre Stoica. Mimo transmit beamforming under uniform elemental power constraint. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 55(11) :5395–5406, 2007.
- [118] M.Coulon. Canal de propagation, 2007-2008.
- [119] O Knill. Linear algebra with probability, 2011.
- [120] Kaare Brandt Petersen and Michael Syskind Pedersen. The matrix cookbook, 2012.

Titre : Communications à faible latence et à haute fiabilité dans les bandes millimétriques

Mots clés : 5G New Radio (NR), Canal Clustered Delay Line (CDL), Élargissement de faisceau, Procédures de formation de faisceau analogique

Résumé : Les travaux de cette thèse ont visé à développer des techniques de traitement du signal qui améliorent la fiabilité et le temps de latence des communications sans fil dans les bandes millimétriques. Afin de pallier les pertes de propagation expérimentées à ces fréquences, un réseau d'antenne est classiquement employé pour focaliser dynamiquement le message d'information vers le terminal. La difficulté principale est alors de déterminer en un minimum de temps les directions vers lesquelles transmettre le signal. La contrainte forte de nos travaux est que les traitements multi-antennes sont effectués uniquement sur l'étage radio-fréquence (*formation de faisceau analogique*) à l'aide d'une excitation de phase. Après une analyse détaillée des mécanismes de formation de faisceau analogique en 5G New Radio, qui a permis d'identifier les paramètres qui contraignent la fiabilité et la durée d'établissement de lien, deux axes de recherche ont été explorés.

Le premier concerne les techniques d'élargissement de faisceau. Après avoir présenté les principales techniques de l'état de l'art qui s'appuient sur une excitation de phase, une nouvelle méthode d'élargissement de faisceau est proposée. Celle-ci a pour avantage d'être systématique, flexible et peu complexe à mettre en œuvre.

Le second axe traite des procédures de formation de faisceau analogique. L'étude est réalisée selon trois critères d'évaluation : la robustesse de lien, la durée d'établissement de lien et la complexité des traitements. La nouvelle procédure proposée a pour avantage d'offrir une paramétrabilité importante qui permet de favoriser plus ou moins les performances selon l'un des critères d'évaluation.

Title : Ultra-reliable and low-latency communications in the millimeter-wave band

Keywords : 5G New Radio (NR), Clustered Delay Line channel (CDL), Beam Broadening, Analog Beamforming

Abstract : This work aims at designing signal processing technics that improve the reliability and the latency of wireless communications in the millimeter-wave band. By their capability to focus the useful signal towards the user equipment in a dynamic manner, antenna arrays are widely-known as an effective solution to compensate for the path loss experienced at such frequencies. In practice, the main difficulty is to determine in the shortest possible time the directions in which the useful signal should be sent. The major constraint of our work is to consider that the multi-antenna processing is restricted to a phase excitation law that is applied in the radio-frequency stage (analog beamforming). After a deep analysis that enlighten the parameters that drive the reliability and the latency of analog beamforming mechanisms in 5G New Radio, two lines of research are further investigated.

The first one deals with beam broadening methods for phased arrays. After an introduction about the state-of-art technics, a new beam broadening method is designed. Our proposal has the benefit of being systematic, flexible and of low-complexity.

The second line of research deals with analog beamforming procedures. The study is conducted according to three evaluation criteria: the reliability, the latency and the complexity. Our proposal has the benefit of being configurable which enables to favor the performance according to one of the evaluation criteria.