

THESE DE DOCTORAT DE

L'UNIVERSITE DE NANTES

COMUE UNIVERSITE BRETAGNE LOIRE

ECOLE DOCTORALE N° 601

*Mathématiques et Sciences et Technologies
de l'Information et de la Communication*

Spécialité : Electronique

Par

Romain CHEVILLON

Effacité énergétique des communications Device-to-Device dans les réseaux hétérogènes

Thèse présentée et soutenue à l'IUT de la Roche-sur-Yon, le 9 novembre 2018

Unité de recherche : IETR UMR CNRS 6164

Rapporteurs avant soutenance :

Marco DI RENZO
Mohammad-Ali KHALIGHI

Chargé de Recherche CNRS HDR, Université de Paris-Saclay
Maître de Conférences HDR, Ecole Centrale de Marseille

Composition du Jury :

Président : Jean-Pierre CANCES
Examineurs : Olivier BERDER
Marco DI RENZO
Mohammad-Ali KHALIGHI

Professeur des Universités, Université de Limoges
Professeur des Universités, Université de Rennes 1
Chargé de Recherche CNRS HDR, Université de Paris-Saclay
Maître de Conférences HDR, Ecole Centrale de Marseille

Dir. de thèse : Jean-François DIOURIS
Co-encadrant : Guillaume ANDRIEUX

Professeur des Universités, Université de Nantes
Maître de Conférences, Université de Nantes

Remerciements

Trois ans, c'est long... Mais plus c'est long, plus c'est bon, comme disait une actrice de renom des années 80. Trois ans ponctués de franches rigolades, de belles soirées, de bières dans l'herbe devant le bureau, de sorties improvisées avec l'équipe municipale, de matchs de hockey avec des gens que je ne vois plus, prétextant un « changement de cap ». Trois ans de recherches assidues (là c'est le moment où je rentre dans le rang...), d'écritures de papiers, d'attente inexorable de réponse des journaux et autres conférences, de présentations (parfois pas assez sobres, désolé) enjouées et toujours avec un brin d'humour. Trois ans d'enseignement, d'apprentissage à des élèves parfois inintéressés, mais toujours intéressants. Trois ans de doutes aussi... Trois ans ponctués de changements de vie, de réflexions, de gamberge (n'est-ce-pas Thibaud et Jérémy?), de « est-ce qu'elle m'aime? », de « est-ce que je l'aime? » (oui, je suis un passionné...), de « qu'est-ce que je fais? ». Mais trois ans qui m'ont permis d'aller là où je veux aller... Alors certes, ces quelques 200 pages sont un bien humble présent pour la culture scientifique, mais elles m'ont permis de me diriger vers moi-même, et de me rendre compte de la vérité de ma vie.

Dans un premier temps, je souhaite remercier très cordialement mon encadrant de thèse, Guillaume Andrieux, pour m'avoir offert cette expérience à la fois exigeante, mais aussi fabuleuse et riche en enseignement qu'ont été ces trois ans de doctorat. Je le remercie pour les efforts qu'il a fournis pour trouver les moyens à la fois humains et financiers pour m'accueillir dans les meilleures conditions au sein de l'IUT de la Roche-sur-Yon. Je remercie par la même occasion mon directeur de thèse, Jean-François Diouris, pour m'avoir aiguillé et soutenu durant ces trois dernières années.

Je remercie aussi les membres de mon jury de thèse, Olivier Berder, Jean-Pierre Cances, Marco Di Renzo ainsi que Ali Khalighi, d'avoir pris le temps de lire attentivement l'ensemble de mes travaux, et de m'avoir apporté des conseils avisés sur ceux-ci. Je les remercie aussi d'avoir fait le déplacement jusqu'à cette belle cité Napoléonienne qu'est la Roche-sur-Yon pour la soutenance de ma thèse.

Je tiens ensuite à remercier chaleureusement toute l'équipe éducative et de recherche du département Réseaux et Telecoms de l'Institut Universitaire Techno-

logique de la Roche-sur-Yon, et plus particulièrement Bruno Froppier pour son professionnalisme et ses conseils avisés, Christophe Varin pour son gout pour le sport et ses tableaux excel de planning, Sébastien Maudet pour sa bonne humeur et son sens de la formule, surtout en soirées Rochelaises, Laurent Duval pour son amour de la pédale, Stephen Maufay pour son abnégation informatique, Stéphane Cabrera pour les feuilles d'émargement sur le coin de mon bureau tous les lundis matins, Serge Hadjedj pour ses blagues d'un gout certes douteux, mais toujours à propos, ainsi que Audrey Valtot pour ses réflexions psychologiques de qualité et Géraldine Lamant pour sa bonne humeur et sa passion pour la musique, les bulldogs français et les grèves SNCF. Je remercie par la même occasion l'équipe de la Chaire Télécom et Réseaux de la Roche-sur-Yon, son directeur Eduardo Motta-Cruz, pour ses conseils stratégiques toujours avisés, et ses financeurs, RFS et SPIE. Je remercie aussi Sandrine Charlier, secrétaire du pôle Nantais du laboratoire IETR pour avoir assumé, auprès des organes financiers de l'Université, mes demandes de remboursements de frais pour mes multiples gouters (car oui, à 16H, c'est gouter...) lors de mes déplacements.

Un merci particulier aux élèves qui ont assisté, non sans maux de tête (surtout le vendredi matin...), à mes cours de Telecoms 3, Telecoms 4 et Telecoms 5 durant ces trois années scolaires. Ils ont su, avec bonne humeur et frénésie, me conforter dans l'idée qu'un cours, c'est comme la vie : c'est avant tout un spectacle !

Un grand merci (et bravo !) à mes collègues de bureau qui ont dû supporter durant trois ans pour certains, à un niveau sonore parfois à la limite du raisonnable, des œuvres musicales variées, allant de John Cage à Slayer, en passant par Laura Pausini et autres Dalida. Vous n'entendrez plus, tous les matins, résonner dans les couloirs ce « tout est KO, à côté... » de notre chère Mylène. Deux mercis plus particuliers à Romain Négrier qui m'a aiguillé sur mes recherches de deuxième année (au prix de longues soirées de travail, et pas uniquement de travail...) et à Mohammad Reza Dehghani Kodnoeih qui a débuté ses trois années de doctorat en même temps que moi, partageant les mêmes doutes, les mêmes retards à l'aéroport, et le même gout pour les pâtes à la Bolognaise. Je remercie également Hussein Mroue d'avoir remis au gout du jour l'usage excessif des post-its, détenant aujourd'hui le record de France d'accrochage de post-its sur un écran 15 pouces (avec une performance de 85 feuillets accrochés, série en cours... à moins que le ventilateur, seul remède à nos étés transpirant, n'ait raison de son abnégation). Enfin, un grand merci à Guang Liu qui, malgré sa méconnaissance totale de la langue de Molière (et de celle de Shakespeare aussi en partie), a su apporter au sein du bureau D012 une once de fantaisie asiatique, ponctuée de pandas magnétiques, de découvertes toujours émerveillées du monde occidental, et, soulignons-le, de moults gadgets tant technologiques qu'artisansaux dont seuls les autochtones de l'Empire du Milieu ont le secret.

Je remercie tous mes amis, de longue ou de courte date, pour leur présence auprès de moi lors de ces années de dur labeur. Ce manuscrit est la preuve concrète que vos « t'es qu'un branleur » et « t'en fous vraiment pas une » n'étaient pas très fondés !

Evidemment, je me dois aussi, comme il est d'usage soit-disant, de remercier ma famille pour son soutien. Je remercie notamment ma mère qui durant trois ans n'a eu de cesse de me demander « mais que fais-tu vraiment de tes journées, assis devant un ordinateur ? ». Malgré ses doutes sur le travail que je fournissais « vraiment », et l'utilité précise de mes voyages de travail à Montréal, Bologne, ou encore Ljubljana, je pense, au fond de moi, que cette place de doctorant a rassuré son anxiété sur mon avenir professionnel. Tout du moins jusqu'à maintenant...

Je remercie aussi mes amis artistes, musiciens, que sont Thibaud Le Roux, Jérémy Bonneau et Jeff Ferrand, qui, durant de nombreuses soirées ont dû entendre sans cesse « ce soir, je ne rentre pas tard car j'ai ma thèse à écrire ». La légende dit que cet engagement n'a été que très rarement respecté...

Une pensée sportive à mes coéquipiers du Roche Vendée Basket Club. Ces trois ans de « On a l'impression que ça fait 10 ans que tu es sur ta thèse ! » sont maintenant du passé. A moins que je renquille pour trois nouvelles années, qui sait ?

Je me dois aussi de remercier certaines personnes qui ont compté dans ma vie durant ces trois dernières années. Je ne les nommerai pas, elles se reconnaîtront. Je les remercie de m'avoir inconsciemment insufflé l'idée de faire cette thèse, de m'avoir inspiré de belles chansons (de bonnes déprimés aussi, mais c'est du passé à présent), de m'avoir fait prendre conscience que je ne suis pas le seul hypersensible-hyperactif dans ce bas monde, de m'avoir apporté aussi beaucoup de fatigue, de m'avoir ouvert des choses qui étaient enfouies en moi (moment émotion... sortez les mouchoirs...). En bref, je vous remercie d'avoir été là. J'espère sincèrement que je vous ai apporté autant, voire plus, que vous m'avez apporté, et que vous m'apportez encore aujourd'hui.

Je n'oublie pas de remercier Bernard Lecoq, mon psychanalyste, qui depuis de nombreuses années écoute et entend alternativement « je ne vais pas bien, elle ne veut pas de moi. Qu'en dit Freud ? » puis « j'ai l'impression d'être amoureux depuis deux jours, ça cache quelque chose ? Ne serais-je pas en train de refouler mon syndrome d'Oedipe ? ». Même si l'utilité scientifique de mes séances est parfois à revoir, je vous remercie de votre présence.

Enfin, je tiens à remercier avec une énorme gratitude Maud sans qui je n'en serais pas là où je suis aujourd'hui. Tu as su me guider dans ces derniers mois vers qui je suis, vers ce qui est bon pour moi. « Il n'y a pas de hasard, il n'y a que des rencontres », dis-tu. Mes rencontres m'ont dirigées vers toi, ou plutôt, devrais-je dire, vers moi.

Faisons à présent fis des émotions et revenons à des choses bien plus terre-à-terre, qui font partie des obligations qu'un doctorant doit mettre dans ses remerciements. Donc, je remercie La Roche-sur-Yon Agglomération, le Département de la Vendée, la Région Pays-de-la-Loire et l'entreprise Radio Frequency Systems (RFS) pour le financement de ma bourse de thèse.

Voilà, je pense avoir fait le tour... certains (et Dieu sait s'ils sont nombreux) n'auront ni la force, ni l'envie, d'aller plus loin dans la lecture de mon manuscrit. Je leur dis « Merci, ça fait plaisir... mais vous avez au moins lu la partie la plus marrante ». Pour les autres, je vous souhaite une bonne lecture qui, je l'espère, éclairera votre lanterne (notamment lors de la douzième heure de lecture, soit au chapitre 3, lorsque la nuit tombera).

Buon viaggio! Silenzio!

PS : Pour apprécier à sa juste valeur ce manuscrit, je ne saurais vous conseiller de mettre en fond musical les œuvres qui m'ont inspiré. Une playlist a été créée à cet effet sur Spotify. Elle est présente sur ce lien :

<https://open.spotify.com/playlist/5xt9oorq9sth2HbvkDnhVJ>

Table des matières

Remerciements	i
Table des matières	v
Table des figures	xi
Liste des tableaux	xv
Glossaire	xvii
Introduction générale	1
Nomenclature	1
1 Réseaux Hétérogènes et Communications Device-to-Device	5
1.1 Généralités sur le D2D	6
1.2 Les Réseaux Hétérogènes	7
1.2.1 Architectures des réseaux mobiles 4G	8
1.2.2 Types de cellules dans les réseaux hétérogènes	8
1.2.2.1 Macrocellules	8
1.2.2.2 Petites cellules	9
1.2.2.3 Nœuds relais	10
1.2.3 Réseau homogène - réseau hétérogène	10
1.2.4 Sélection de la cellule	12
1.2.5 Gestion des interférences	12
1.2.6 Handover	14
1.3 Les différentes topologies de communications D2D	15
1.3.1 DR-OC	16
1.3.2 DC-OC	16
1.3.3 DR-DC	16

1.3.4	DC-DC	16
1.4	Création des liens entre les UE en D2D	17
1.5	Utilisation des ressources radio en D2D	17
1.5.1	Inband D2D	18
1.5.1.1	Underlay Inband D2D	19
1.5.1.2	Overlay Inband D2D	20
1.5.2	Outband D2D	21
1.5.2.1	Outband D2D contrôlé par le réseau	22
1.5.2.2	Outband D2D autonome	23
1.6	Conclusion	26
2	Efficacité Énergétique de Liens D2D avec relais	27
2.1	Modèle basique des communications D2D	29
2.2	Modélisation des distances entre appareils et symboles utilisés	32
2.3	Modèles de calcul d'énergies consommées	33
2.3.1	Puissances d'émission	33
2.3.2	Topologie DC-DC	34
2.3.3	Topologie DR-DC	35
2.3.4	Topologie EB-DR-DC	35
2.3.5	Processus temporels	36
2.3.6	Énergie totale pour toutes les topologies	39
2.3.7	Énergie globale	39
2.4	Identification de la « Zone Optimale de Relais »	41
2.5	Analyse numérique avec un beacon de longueur identique à la longueur du message	45
2.5.1	Consommation totale d'énergie avec une variation de x_r	45
2.5.2	Consommation totale d'énergie en faisant varier d_{AB}	46
2.5.3	Différences de consommation d'énergie pour toutes les topologies	47
2.6	Analyse numérique avec variation de la longueur du beacon	48
2.6.1	Consommation énergétique totale avec variation de x_r	48
2.6.2	Différences de consommations énergétiques pour toutes les topologies	49
2.6.3	Choix de topologie en fonction de x_r	51
2.7	Utilisation de relais dans un réseau dégradé avec création de clusters à l'aide d'un algorithme Fuzzy C-Means	52
2.7.1	Travaux antérieurs	52
2.7.2	Problématique et modèle	53
2.7.2.1	Problématique	53
2.7.2.2	Modèle	54
2.7.3	Métriques	54

2.7.4	Allocation cellulaire	56
2.7.5	Allocation D2D en cluster	57
2.7.5.1	Formation de clusters de relais D2D	57
2.7.5.2	Attribution du spectre et relais	58
2.7.5.3	Ratio de « trous » dus au Fuzzy C-Means	59
2.7.5.4	Énergie consommée	60
2.7.5.5	Interférences	61
2.8	Conclusions	63
3	Analyse de communications D2D au sein des réseaux cellulaires	65
3.1	Small-scale fading	67
3.1.1	Caractérisation du small-scale fading	67
3.1.2	Modèles statistiques de canaux d'évanouissement	69
3.1.2.1	Modèle de Rayleigh	69
3.1.2.2	Modèle de Nakagami-m	69
3.1.2.3	Modèle de Rice	70
3.2	Introduction à la géométrie stochastique	70
3.2.1	Définition et utilisation	70
3.2.2	Modélisation des réseaux cellulaires D2D	71
3.2.2.1	Modélisation spatiale	71
3.2.2.2	Le Processus Poisson Point marqué	73
3.2.3	Caractérisation des interférences	74
3.3	Métriques de performance en géométrie stochastique pour les télé- communications	74
3.3.1	Probabilité de couverture	75
3.3.1.1	Probabilités de couverture avec un canal de Ray- leigh	76
3.3.2	Probabilité de perte	77
3.3.3	Débit	77
3.3.4	Efficacité énergétique	77
3.3.4.1	Modèle de consommation de puissance	77
3.3.4.2	Efficacité spectrale par unité d'aire	78
3.3.4.3	Efficacité énergétique	78
3.4	Modèles et partages de spectre étudiés	78
3.4.1	Modèle de Réseau	78
3.4.1.1	Stations de Base	78
3.4.1.2	Equipements utilisateurs	79
3.4.2	Partages de spectre	80
3.4.2.1	Underlay Inband	80
3.4.2.2	Overlay Inband	80
3.4.2.3	Outband	80

3.5	Analyses spectrales des différents types de communications D2D	80
3.5.1	Méthodologie d'analyse stochastique	80
3.5.2	Underlay Inband Uplink	81
3.5.2.1	Analyse stochastique pour les BS	81
3.5.2.2	Analyse stochastique pour les DUE	86
3.5.3	Underlay Inband Downlink	88
3.5.3.1	Analyse stochastique pour les CUE	88
3.5.3.2	Analyse stochastique pour les DUE	90
3.5.4	Overlay Inband (Uplink et Downlink)	91
3.5.5	Outband (Uplink et Downlink)	92
3.5.6	Récapitulatif des analyses spectrales pour les communi- cations D2D	95
3.6	Comparaison du Overlay Inband et du Outband	96
3.6.1	Comparaison du SINR	96
3.6.2	Comparaison des débits	97
3.7	Discussion sur les distances entre émetteur et récepteur D2D . .	99
3.8	Conclusions	101
4	Ondes millimétriques et communications D2D	103
4.1	Propagation des ondes millimétriques	105
4.1.1	Introduction sur les ondes millimétriques	105
4.1.2	Modélisation du canal de propagation	105
4.1.3	Phénomène de blocage	106
4.1.3.1	Modèle d'approximation en boules D	107
4.2	Antennes directionnelles en ondes millimétriques	108
4.2.1	Réseaux d'antennes millimétriques	108
4.2.2	Beamforming à l'émetteur et au récepteur	111
4.2.3	Modèle d'antennes à motifs sectorisés	111
4.3	Analyses spectrales et énergétiques des liens D2D millimétriques	113
4.3.1	Modèle de réseau	113
4.3.2	Probabilités de couverture	114
4.3.2.1	Caractérisation des interférences	115
4.3.2.2	Caractérisation du SINR	116
4.3.2.3	Calcul de la probabilité de couverture	116
4.3.3	Simulations et discussions	119
4.3.4	Efficacité énergétique	124
4.3.4.1	Consommation de puissance	124
4.3.4.2	Efficacité énergétique	125
4.3.4.3	Simulations et discussions	125
4.3.5	Comparaison des modèles de small-scale fading de Rayleigh et de Nakagami-m	128

4.4	Comparaison de différents types d'antennes directionnelles en canal de Rayleigh	129
4.4.1	Modèle du réseau	129
4.4.2	Antennes directionnelles à ondes millimétriques	130
4.4.3	Approche théorique et probabiliste	131
4.4.4	Simulations et discussions	132
4.4.4.1	SINR dans un réseau clairsemé	133
4.4.4.2	SINR dans un réseau dense	135
4.4.4.3	Efficacité spectrale et débit moyen	136
4.5	Conclusions	138
 Conclusion et perspectives		 139
 Annexes		 145
 A Preuves du chapitre 2		 147
A.1	Calcul de la consommation totale de puissance pour la topologie DR-DC en utilisant la capacité de Shannon	147
A.2	Explication des calculs de consommation énergétique globale pour le réseau	147
A.2.1	Topologie DC-DC	148
A.2.2	Topologie DR-DC	148
A.2.3	Topologie EB-DR-DC	149
A.3	Preuve de l'équation (2.4.2)	149
A.4	Preuve de l'équation (2.5.1)	150
 B Preuves du chapitre 3		 151
B.1	Preuve de l'équation (3.5.8)	151
 C Preuves du chapitre 4		 155
C.1	Preuve du Lemme 1	155
C.2	Preuve du Lemme 2	155
C.3	Preuve de la Proposition 4	156
 Bibliographie		 159

Table des figures

1.1.1	Illustration de cas possibles d'utilisation du D2D	7
1.2.1	Topologie d'un réseau hétérogène utilisant différents types de cellules	9
1.2.2	Répartition des bandes de fréquences pour les différentes technologies de communications sans fil (source: ARCEP)	11
1.2.3	Fonctionnement du CRE (Cell Range Extension)	13
1.2.4	ICIC dans le cas de réseaux homogènes	13
1.3.1	Topologies de communications D2D	15
1.5.1	Représentation schématique des communications D2D en overlay inband, underlay inband et outband (utilisant la bande ISM)	18
1.5.2	D2D et WiFi (communication D2D Outband) [Asadi 13]	22
2.1.1	Diagrammes de Venn montrant schématiquement les entropies conditionnelles et l'information mutuelle	31
2.1.2	Modèles de communications D2D abordés	32
2.2.1	Représentation cartésienne de la position de UR par rapport aux positions de UA et UB	33
2.3.1	Processus temporels des transmissions en topologie DC-DC	37
2.3.2	Processus temporels des transmissions en topologie DR-DC	37
2.3.3	Processus temporels des transmissions en topologie EB-DR-DC	38
2.4.1	ORA pour différentes valeurs de d_{AB} et $\alpha = 2$	42
2.4.2	Influence de l'environnement sur la différence entre E_{DC-DC} et E_{DR-DC}	43
2.4.3	Influence de la corrélation ρ sur la différence entre E_{DC-DC} et $E_{EB-DR-DC}$ avec $\alpha = 2$	44
2.5.1	Consommation totale d'énergie pour les topologies DC-DC, DR-DC et EB-DR-DC avec $\rho = 0.2$ en faisant varier x_r	46
2.5.2	Consommation totale d'énergie pour les topologies DC-DC, DR-DC et EB-DR-DC en faisant varier d_{AB}	47

TABLE DES FIGURES

2.5.3	Différences des consommations totales énergétiques pour les topologies DC-DC, DR-DC et EB-DR-DC en faisant varier la valeur de x_r ($d = 5m$)	48
2.6.1	Consommation énergétique totale pour les topologies DC-DC, DR-DC et EB-DR-DC et en faisant varier x_r , avec $\rho = 0.2$, $q_b = 1$, $q_b = 0.1$ et $q_b = 0.001$	49
2.6.2	Différences de consommations totales énergétiques pour les topologies DC-DC, DR-DC et EB-DR-DC en faisant varier x_r , avec $d=5m$ et $q_b = 1$, $q_b = 0.1$ et $q_b = 0.001$	51
2.7.1	Illustration du modèle de réseau pour la configuration CoA. Les diamants bleus sont les UE et les lignes bleues représentent les liens cellulaires	56
2.7.2	Illustration du modèle de réseau pour la configuration CD2DA. Les losanges bleus, les cercles blancs, les lignes bleues, les lignes rouges et les cercles noirs représentent les dispositifs centroïdes, les dispositifs D2D, les liaisons cellulaires, les liaisons D2D et les dispositifs non connectés	58
2.7.3	Ratio de "trous" dans la configuration CD2DA par rapport à la partition de spectre η	60
2.7.4	Puissance d'émission moyenne des dispositifs dans les configurations CoA et CD2DA par rapport à la partition de spectre η	61
2.7.5	SINR moyen par rapport à la partition de spectre η pour les configurations CoA et CD2DA	62
3.1.1	Processus temporels des transmissions en topologie DC-DC	68
3.2.1	Modélisation spatiale d'un réseau avec des cellules hexagonales	72
3.2.2	Modélisation spatiale d'un réseau avec des cellules de Voronoi	73
3.5.1	Probabilité de couverture théorique pour les BS en Underlay Inband Uplink	86
3.5.2	Probabilité de couverture théorique pour les DUE en Underlay Inband Uplink	88
3.5.3	Probabilité de couverture théorique pour les CUE en Underlay Inband Downlink	89
3.5.4	Probabilité de couverture théorique pour les DUE en Overlay Inband	92
3.5.5	Probabilité de couverture théorique pour les DUE en Outband	94
3.6.1	CCDF de SINR pour les communications D2D en Inband Overlay avec SNR = 10 dB (ligne pleine) et SNR = -3 dB (ligne pointillée)	96
3.6.2	CCDF de SINR pour les communications Outband D2D avec SNR = 10 dB (ligne pleine) et SNR = -3 dB (ligne pointillée)	97

3.6.3	Débit de données ergodique moyen avec $\eta_{cl} = \eta_{dw} = \eta_{cw} = 0.5$ et $\lambda = 10/\pi 500^2$	99
3.6.4	Débit de données ergodique moyen avec $\eta_{cl} = 0.5$, $\eta_{cw} = 1$, $\eta_{dw} = 1$ et $\lambda = 10/\pi 500^2$	100
3.7.1	Comparatif du CCDF du SINR pour des distances D2D fixes (F) et distances D2D suivant une loi de Rayleigh (R)	101
4.1.1	Modèle d'approximation en boules D	107
4.2.1	ULA. Les carrés rouges et les lignes vertes désignent respectivement les antennes élémentaires et les rayons	109
4.2.2	Diagramme de rayonnement normalisé d'antenne à N_A éléments. (a) Array factor en dB pour $N_A=1, 3$ et 5 . (b) Tracé polaire de la directivité relative avec $N_A=3$. (c) Tracé polaire de la directivité relative avec $N_A=5$	110
4.2.3	Modèle d'antennes à motifs sectorisés pour des ULA à 3 éléments (a) et à 5 éléments (b)	112
4.3.1	Modèle de réseau pris en compte dans notre travail. Les triangles noirs, les carrés bleus, les points noirs et les points rouges désignent les BS, les CUE, les récepteurs DUE et les émetteurs DUE, respectivement.	114
4.3.2	Valeurs analytiques et de simulation du CCDF du SINR pour des liens D2D avec des ULA en ondes millimétriques dans un réseau clairsemé, avec $\lambda_D = 2 \times (\pi 100^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$ pour $N_A = 1$, $N_A = 3$ et $N_A = 5$	121
4.3.3	CCDF du SINR pour des liens D2D avec des ULA en ondes millimétriques dans un réseau clairsemé, avec $\lambda_D = 20 \times (\pi 100^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$, pour $N_A = 1$, $N_A = 3$ et $N_A = 5$	123
4.3.4	Efficacité énergétique pour des liens D2D avec des ULA millimétriques dans un réseau clairsemé, avec $\lambda_D = 2 \times (\pi 100^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$, pour $N_A = 1$, $N_A = 3$ et $N_A = 5$	125
4.3.5	Efficacité énergétique pour des liens D2D avec des ULA millimétriques dans un réseau dense, avec $\lambda_D = 20 \times (\pi 100^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$, pour $N_A = 1$, $N_A = 3$ et $N_A = 5$	127
4.3.6	Comparaison de la probabilité de couverture pour un canal de Rayleigh et un canal de Nakagami avec $N_L = 3$ et $N_L = 5$ (N_N fixé à 2)	129
4.4.1	Diagramme de rayonnement normalisé des antennes directionnelles (en dB)	131
4.4.2	Probabilité de couverture pour les liens D2D en ondes millimétriques dans un réseau dense, avec $\lambda_U = 2 \times (\pi 500^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$, SNR=10dB	133

TABLE DES FIGURES

4.4.3	Probabilité de couverture pour les liens D2D en ondes millimétriques dans un réseau dense, avec $\lambda_U = 20 \times (\pi 500^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$ et SNR=10dB	135
4.4.4	Débits normalisés moyens ergodiques pour $\alpha = 3.5$ (a) et $\alpha = 2.5$ (b), avec $\lambda_U = 20 \times (\pi 500^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$	137

Liste des tableaux

1.1	Puissances de transmission pour différentes cellules de réseaux hétérogènes	10
1.2	Fréquences utilisées dans les réseaux hétérogènes	12
1.3	Comparatif des différents types de handovers d'après leur contrôle	14
1.4	Comparatif des différents types de communications D2D	25
2.1	Notations utilisées	34
2.2	Paramètres de simulations	41
2.3	Paramètres de Simulations	55
3.1	Paramètres de simulations	81
3.2	Comparaison entre le seuil de sélection de mode pour LTE et WiFi	93
3.3	Comparatif des différents types de communications D2D	95
3.4	Paramètres de simulations	96
4.1	Probabilité de masse de G [Andrews 17, Bai 15]	112
4.2	Gain d'antenne effectif entre un émetteur D2D interférent et un récepteur D2D	113
4.3	Paramètres de simulation	120
4.4	Valeurs numériques de $\mathbb{E} \left[(G_p(\theta))^{\frac{2}{\alpha}} \right]$	132
4.5	Paramètres de simulation	132

Glossaire

3GPP	3rd Generation Partnership Project
5G	Fifth Generation Wireless Communications Networks
5GPPP	5G Public-Private Partnership
A-eNB	Aerial e-Node B
AF	Array Factor
ARCEP	Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BS	Base Station
CRE	Cell Range Extension
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CD2DA	Clustered D2D Allocation
CDF	Cumulative Distribution Function
CoA	Cellular Only Allocation
CPU	Central Processing Unit
CSR	Cell Specific Reference
CUE	Cellular UE
D2D	Device-to-Device
DC-DC	Direct D2D Communication with Device Controlled link establishment
DC-OC	Direct D2D Communication with Operator Controlled link establishment
DL	Downlink
DR-DC	Device Relaying with Device Controlled link establishment
DR-OC	Device Relaying with Operator Controlled link establishment
DUE	D2D UE
EB-DR-DC	Entropy-Based Device Relaying with Device Controlled link establishment

EE	Efficacité Energétique
eNB	e-Node B
EPC	Evolved Packet Core
GMLC	Gateway Mobile Location Centers
HetNets	Heterogeneous Networks
HO	Handover
ICIC	Inter-Cell Interference Coordination
ISM	Bandes Industrielles, Scientifiques et Médicales
LOS	Line Of Sight
LPN	Low Power Node
LTE	Long Term Evolution
LTE-A	Long Term Evolution Advanced
M2M	Machine-to-Machine
MAC	Media Access Control
MAHO	Mobile Assisted Handover
MC	Macrocell
MCHO	Mobile Controlled Handover
MHC	Matern Hardcore Point
MMC	Massive Machine Communications
MME	Mobility Management Entity
MMS	Multimedia Messaging Service
MNs	Moving Networks
NAHO	Network Assisted Handover
NCHO	Network Controlled Handover
NLOS	Non Line Of Sight
NLS	Non Linear System
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency-Division Multiple Access
ORA	Optimum Relaying Area
P2P	Peer-to-Peer
PDCCP	Packet Data Convergence Protocol
PDF	Probability Density Function
PDU	Packet Data Unit
PPC	Processus Poisson Contact
PPDR	Public Protection and Disaster Relief organization
PPP	Processus Poisson Point
PRB	Physical Resource Block
ProSe	Proximity-based Service
PS	Public Safety organization
QoE	Quality of Experience
QoS	Quality of Service

RB	Resource Block
RLC	Radio Link Control
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio
SNR	Signal to Noise Ratio
SMS	Short Message Service
UDNs	Ultra Dense Networks
UE	User Equipment
ULA	Uniform Linear Array
URN	Ultra Reliable Network

Nomenclature

Géométrie Stochastique	
Φ_B	PPP des stations de base, avec une densité λ_B
Φ_D	PPP des utilisateurs D2D, avec une densité λ_D
Φ_U	PPP des utilisateurs, avec une densité λ_U
Φ_C	PPP des utilisateurs cellulaires, avec une densité λ_C
Ψ	Seuil de SINR
$\mathcal{C}(\Psi)$	Probabilité de couverture pour $\text{SINR} \geq \Psi$
$\mathcal{C}_L(\Psi)$	Probabilité de couverture conditionnelle LOS
$\mathcal{C}_N(\Psi)$	Probabilité de couverture conditionnelle NLOS
$\mathcal{O}(\Psi)$	Probabilité de perte pour $\text{SINR} \leq \Psi$
\mathbb{P}_L	Probabilité qu'un lien soit en LOS
\mathbb{P}_N	Probabilité qu'un lien soit en NLOS
$\mathcal{L}_{I_{agg}}(\cdot)$	Transformée de Laplace des interférences
T_C	Débit ergodique cellulaire
T_D	Débit ergodique D2D
Δ	Ressources temps-fréquences accédées
τ	Efficacité spectrale par unité d'aire
EE	Efficacité énergétique
\mathcal{B}_d	d -ième boule

Modélisation du Canal	
h_i	Small scale fading
N_L	Paramètre Nakagami en LOS
N_N	Paramètre Nakagami en NLOS
α_L	Pathloss Exponent LOS
α_N	Pathloss Exponent NLOS
ν	Longueur d'onde
Antennes millimétriques	
N_A	Nombre d'antennes élémentaires d'un ULA
d_A	Distance séparant deux antennes élémentaires
θ_A	Angle de départ de l'onde
k_A	Vecteur d'onde
M	Gain du lobe principal
m	Gain du lobe secondaire
G	Gain de directivité
p_G	Probabilité du gain de directivité
$1/\Delta_k$	Efficacité de l'amplificateur de puissance
Mathématiques Générales	
$\mathbb{I}(\cdot)$	Fonction identité
$\Gamma(a, b)$	Distribution Gamma
ρ	Coefficient de corrélation
${}_2F_1(a, b; c; x)$	Fonction hypergéométrique de Gauss
$f_L(x)$	Fonction de probabilité (PDF)

Introduction générale

Cadre général et objectifs

L'augmentation du nombre de transferts de données entre les utilisateurs dans les réseaux cellulaires est un sujet de recherche primordial depuis le début des années 2000. En effet, en 2014, l'augmentation globale du trafic mondial était de 70% [Cisco 15]. Cette augmentation, ajoutée aux besoins des utilisateurs en termes de débit (depuis 2012, le trafic de vidéos représente plus de la moitié du trafic mobile mondial [Cisco 15]), a conduit à l'adoption de nouveaux modèles cellulaires, de la 2G, EDGE, 4G, en passant par la 3G. Les nouvelles recherches sur les réseaux cellulaires se concentrent maintenant sur les réseaux de communication sans fil de 5ème génération, aussi connu sous le terme 5G ([Ericsson 15, Tullberg 14, Usman 15, Pervaiz 15, Sofotasios 15, Chen 15]). D'ici 2020, un utilisateur téléchargera en moyenne 1 téraoctet de données par an [Agiwal 16]. Bien que la 5G ne soit pas encore définie [Pirinen 14] (que ce soit en termes pratiques, techniques ou scientifiques), il est clairement établi qu'elle devra cadrer avec les exigences suivantes [Li 14] :

- volume de données mobiles 1000 fois plus élevé par unité de surface,
- débit de données de 10 à 100 fois plus élevé par utilisateur,
- nombre d'appareils connectés de 10 à 100 fois plus élevé,
- durée de vie de la batterie pour les appareils de faible puissance multipliée par 10,
- réduction de la latence par 5 de bout en bout.

Pour définir les différents travaux qui pourraient conduire à ces fins, plusieurs programmes de recherche internationaux sont proposés pour coordonner les travaux sur la 5G [Pirinen 14], notamment Horizon 2020 et 5G Infrastructure Partenariat Public Privé (5GPPP). Ces programmes permettent de mettre en commun les nombreux projets continentaux et internationaux liés à la 5G, comme METIS [Tullberg 14].

Dans leurs travaux récents, les équipes du projet METIS ont concrètement identifié les composantes technologiques qui seront intégrées dans la 5G [Tullberg 14] :

1. Massive Machine Communications (Communications Massives entre Machines)

(MMC),

2. Moving Networks (Réseaux Mouvants) (MNs),
3. Ultra-Dense Networks (Réseaux Ultra-Denses) (UDNs),
4. Ultra-Reliable Communication (Communications Ultra Fiables) (URC),
5. Communications directes Device-to-Device (D2D).

Dans nos travaux, nous allons nous intéresser plus particulièrement aux communications D2D et aux MMC.

Présentation du manuscrit

Le premier chapitre constitue à la fois une introduction générale de nos travaux de thèse et un Etat de l'Art aussi exhaustif que faire se peut sur les communications D2D et les réseaux hétérogènes dans la nouvelle génération de communications sans fil. Nous y introduirons les différents types de topologies D2D, dont certaines seront utilisées dans les chapitres suivant, et les différentes manières possibles de partager les ressources radio pour cette application.

Dans le deuxième chapitre, nous allons nous intéresser de plus près à un lien simple D2D. Ce lien simple sera soit considéré comme direct, soit intégrant un relai. Nous identifierons des zones optimales où l'insertion d'un relai D2D est plus intéressante, et introduirons un nouveau type de relayage d'information via des communications D2D, et ce dans une optique d'amélioration de l'efficacité énergétique. Enfin, nous étendrons notre analyse sur le relayage d'information à l'échelle d'une cellule, dans le cas bien particulier de catastrophes naturelles. Nous ferons un comparatif entre une allocation cellulaire classique de ressources et une allocation novatrice basée sur un clustering en Fuzzy C-Means, afin de diminuer la consommation énergétique globale du réseau.

Le troisième chapitre traite principalement des efficacités spectrale et énergétique au sein d'un réseau « à taille réelle » intégrant des communications D2D. Ces dernières seront considérées comme utilisant les ressources radio cellulaires existantes, ou les ressources WiFi. Dans cet objectif, nous introduirons les notions mathématiques complexes issues de la géométrie stochastique, et les différentes métriques utiles à l'analyse spectrale et énergétique du réseau, puis analyserons les résultats théoriques et empiriques.

Dans le quatrième chapitre, nous nous intéresserons à l'utilisation d'ondes millimétriques dans le cas de communications D2D. A cette fin, nous étudierons la propagation des ondes millimétriques dans l'air, ainsi que l'apport d'antennes directionnelles dans les dispositifs cellulaires. Nous analyserons en détail les résultats issus de la théorie et des simulations, en termes d'efficacités spectrale et énergétique.

Enfin, nous terminerons ce manuscrit par une conclusion générale résumant l'ensemble des travaux effectués et présenterons les perspectives qui peuvent en

découler.

Contributions

Dans cette thèse, nous nous proposons d'amener quelques contributions sur les communications D2D dans les réseaux hétérogènes. Tout d'abord, un **Etat de l'Art** complet est proposé afin d'introduire une partie des concepts et architectures inhérents au sujet. Par la suite, nous introduisons un **nouveau modèle de relaying (EB-DR-DC)** dans le cadre de communications D2D. Les résultats analytiques montrent le bien fondé de ce nouveau modèle d'un point de vue énergétique. Nous exposons aussi un **modèle novateur d'allocation de ressources radio** dans une cellule en utilisant un clustering Fuzzy C-Means. Nous prouvons que ce modèle, pouvant être utilisé notamment dans des situations extrêmes de catastrophes naturelles, permet d'augmenter drastiquement l'efficacité énergétique et spectrale dans une cellule de communication. Nous nous proposons ensuite d'introduire des outils et métriques de géométrie stochastique, et ce afin d'exposer une **méthode d'analyse stochastique** dans le cas de réseaux cellulaires intégrant des communications D2D. Cette méthode sera par ailleurs utilisée tout au long des chapitres 3 et 4. Par la suite, au moyen de notre méthode d'analyse stochastique, une **analyse spectrale et énergétique** exhaustive des réseaux intégrant des communications D2D est effectuée. Cette analyse est effectuée pour différents types d'antennes (omnidirectionnelles et directionnelles). A cette fin, nous exposons de manière théorique l'**intégration d'antennes ULA directionnelles** dans les dispositifs cellulaires, en utilisant des ondes millimétriques, et introduisons enfin des **modèles sectorisés d'antennes** nécessaires aux analyses théoriques d'efficacité spectrale et énergétique.

Chapitre 1

Réseaux Hétérogènes et Communications Device-to-Device

Sommaire

1.1	Généralités sur le D2D	6
1.2	Les Réseaux Hétérogènes	7
1.2.1	Architectures des réseaux mobiles 4G	8
1.2.2	Types de cellules dans les réseaux hétérogènes	8
1.2.3	Réseau homogène - réseau hétérogène	10
1.2.4	Sélection de la cellule	12
1.2.5	Gestion des interférences	12
1.2.6	Handover	14
1.3	Les différentes topologies de communications D2D	15
1.3.1	DR-OC	16
1.3.2	DC-OC	16
1.3.3	DR-DC	16
1.3.4	DC-DC	16
1.4	Création des liens entre les UE en D2D	17
1.5	Utilisation des ressources radio en D2D	17
1.5.1	Inband D2D	18
1.5.2	Outband D2D	21
1.6	Conclusion	26

NOUS nous proposons, dans ce premier chapitre, de faire un tour d'horizon des différents concepts et des différentes technologies inhérentes aux communications Device-to-Device (D2D) dans les réseaux hétérogènes. Après avoir évoqué quelques généralités sur le D2D, nous nous intéresserons à l'architecture des réseaux hétérogènes et à la gestion des interférences et de la mobilité dans ces derniers. Nous introduirons ensuite les différentes topologies de communications D2D possibles dans les réseaux intégrant du D2D (réseaux dits D2D-e, pour D2D-enabled), puis nous expliciterons les principes de création de liens entre appareils D2D et d'utilisation des ressources radio au sein de réseaux D2D-e. Enfin, nous conclurons ce chapitre par de possibles axes de recherche pour nos travaux futurs.

1.1 Généralités sur le D2D

L'émergence de nouvelles applications incluant de la distribution de contenus de grande taille et la publicité en fonction de la position des utilisateurs a introduit, depuis quelques années, de nouveaux cas d'usages pour les communications cellulaires, mettant en exergue le besoin d'une nouvelle technologie de communication qu'est le Device-to-Device.

Au delà de l'aspect applicatif très intéressant, le D2D possède de nombreux avantages : ce type de communication peut augmenter considérablement l'efficacité spectrale des réseaux - on augmente en effet considérablement le facteur de réutilisation des fréquences [Park 15, Ma 15a] et la capacité des réseaux - , et réduire la latence des communications, dans le cas de communications proches.

Les communications D2D sont définies comme des communications directes entre deux mobiles ne transitant pas par la station de base (Base Station - BS) ou le réseau cœur. Ces communications peuvent utiliser soit le spectre cellulaire [Usman 15, Shen 15] (dans ce cas, on parle de communication Inband), ou un autre spectre, sans licence. Dans ce dernier cas, on parle de communication Outband [Al-Hourani 14, Usman 15, Shen 15]. Nous reviendrons sur le partage de spectre dans la section 1.5.

De nos jours, les utilisateurs mobiles sont en demande croissante de services avec de hauts débits de données, que ce soit pour le partage de vidéos [Shen 15], les jeux en ligne, le réseautage social, etc. Le D2D est une réponse concrète aux différentes problématiques techniques liées à cette demande croissante, notamment pour une utilisation dans un rayon d'action très faible. Dans de telles applications, le D2D peut augmenter énormément l'efficacité spectrale du réseau tout entier. De plus, l'utilisation du D2D permet d'entrevoir des résultats prometteurs en termes de débit, de latence, de qualité de service [Ma 15a], mais aussi, et surtout, en terme d'efficacité énergétique.

Les cas d'usages sont divers et variés, comme le montre la figure 1.1.1. Les

travaux de [Lin 00] utilisent le D2D afin de mettre en place un relais d'information pour les réseaux cellulaires. Certains travaux [Kaufman 08, Doppler 09a, Doppler 09b, Osseiran 09, Peng 09] se focalisent sur l'amélioration de l'efficacité spectrale des réseaux cellulaires en utilisant les communications D2D. Les auteurs de [Du 12, Zhou 13a] se servent du D2D pour mettre en place des applications de multicasting. On voit aussi dans la littérature de nombreuses applications de communications P2P (peer-to-peer) [Lei 12, Ma 15a], de disséminations de vidéos [Shen 15, Golrezaei 12b, Golrezaei 12a, Li 12, Doppler 09a], de communications M2M (Machine-to-Machine) ou encore de décharges du système cellulaire.

Nous allons dans un premier temps traiter des différentes topologies de communications D2D, sans nous intéresser à la partie radio. Nous parlerons ensuite plus en détail des différentes catégories de communications D2D, s'intégrant ou non dans le spectre du réseau actuel. Nous aborderons ensuite les protocoles liés au D2D et dresserons un panorama des différents défis et enjeux du D2D, en abordant les travaux effectués durant la thèse.

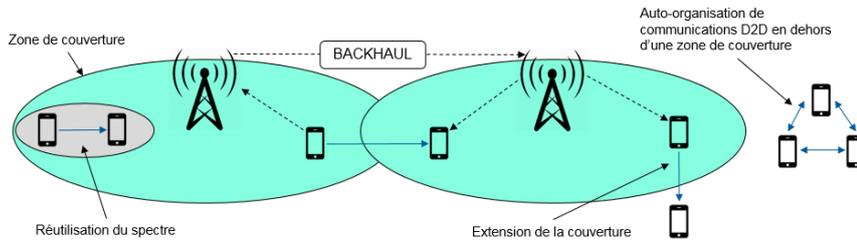


FIGURE 1.1.1 – Illustration de cas possibles d'utilisation du D2D

1.2 Les Réseaux Hétérogènes

Les réseaux hétérogènes représentent une innovation très prometteuse pour les réseaux sans fil au sein de la 5G. Le trafic de données augmentant de manière exponentielle, et l'efficacité des liens approchant leurs limites [Damjanovic 11], il devient nécessaire d'augmenter le nombre de cellules au sein des maillages territoriaux. Même si, dans les zones peu couvertes, il est assez aisé d'augmenter la couverture en y ajoutant plusieurs cellules (et ceci n'augmentant que très peu l'interférence inter-cellules), le problème est plus complexe dans les zones denses. En effet, dans ces dernières, l'ajout d'antennes à fort gain augmente inévitablement les interférences inter-cellules.

Ainsi, l'utilisation de stations de base à plus petite puissance d'émission est une solution à cette problématique, dans le but final d'augmenter la qualité de service (QoS) et d'expérience (QoE) des utilisateurs. En plus d'accroître les possibilités

de connexions, l'ajout de cellules de petite taille permet de pallier le problème de la faible capacité de pénétration des antennes conventionnelles [Soh 13].

Introduits dans la norme LTE-Advanced, les réseaux hétérogènes (ou HetNets) représentent un mélange de grandes et de petites cellules, appelées par leurs anglicismes macrocells et smallcells.

1.2.1 Architectures des réseaux mobiles 4G

Initialement, les réseaux mobiles étaient utilisés pour la transmission de données vocales simples. Cependant, les usages évoluant énormément depuis le début des années 2000 et l'utilisation accrue d'internet, le mobile est devenu un point d'accès au web à part entière. De nouveaux types d'abonnements aux opérateurs apparaissent dans le milieu des années 2000. L'évolution des usages mobiles, que ce soit en termes de téléchargement de données web, d'envois de SMS/MMS, ou de streaming sur un téléphone, et le besoin toujours plus fort en bande passante, a amené à la définition d'un nouveau standard mis en place en 2013 en France : la 4G, encore appelée LTE (pour Long-Term Evolution).

Cette norme met en place de nombreuses améliorations par rapport à la 3G, qui apportent :

- une augmentation des débits montants et descendants,
- une réduction de la latence,
- une meilleure efficacité spectrale,
- une optimisation automatique du réseau.

1.2.2 Types de cellules dans les réseaux hétérogènes

Les réseaux hétérogènes sont constitués de cellules de différentes tailles. Cette taille correspond clairement à leur zone de couverture, comme montré sur la figure 1.2.1. On distingue deux grands types de cellules :

1. Les grandes cellules (ou macrocells), correspondant aux cellules classiques des opérateurs téléphoniques
2. Les petites cellules (ou small cells)

1.2.2.1 Macrocellules

Les macrocellules permettent la fourniture de services à faible bande passante. A l'inverse des petites cellules, elles possèdent un large rayon de couverture, permis par une grande puissance d'émission (celle-ci variant de 5 à 40W [Damnjanovic 11]). De par leur rayon étendu, elles offrent à l'utilisateur une mobilité élevée au sein de la cellule. Les macrocellules représentent, dans la 4G, les cellules des stations de base, ou eNodeB.

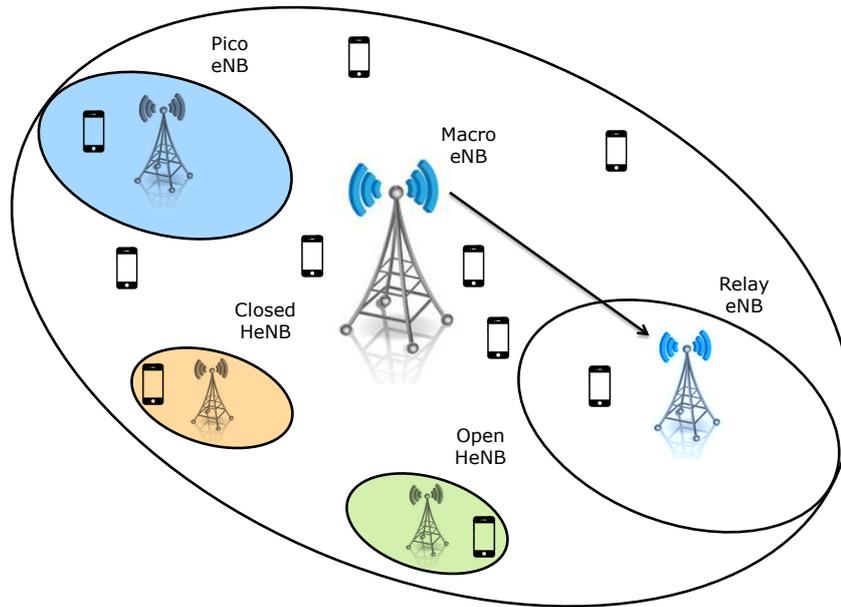


FIGURE 1.2.1 – Topologie d'un réseau hétérogène utilisant différents types de cellules

1.2.2.2 Petites cellules

Les petites cellules, encore appelées *small cells* ou LPN (pour *Low Power Nodes*), sont des stations de base à faible puissance, celle-ci s'étalant de quelques dizaines de milliwatts à 2W. Cette faible puissance n'offre évidemment qu'une zone de couverture assez restreinte, comparée à celle des macrocells. Cependant, leur utilisation est très intéressante, notamment en environnement interne : on imagine en effet très bien l'implantation de LPN au sein de bâtiments opaques, dépourvus de réseaux cellulaires classiques. Au delà de cette application « indoor », les petites cellules permettent un déchargement (ou « offload ») efficace des macrocells à l'intérieur d'une grande cellule, et, par conséquent, une diminution du coût annuel du réseau macro-cellulaire pour l'opérateur de près de 70% [Claussen 07]. Enfin, ces LPN permettent de transmettre un débit de données beaucoup plus élevé que les macrocells.

On distingue 3 types de LPN :

1. Les picocellules
2. Les femtocellules
3. Les nœuds relais

Picocellules

Les picocellules sont principalement des antennes omnidirectionnelles implantées en intérieur ou en extérieur. On les appelle plus communément des Hotspots.

Femtocellules

Les femtocellules sont principalement déployées par les utilisateurs. A l'instar des picocellules, ce sont des antennes omnidirectionnelles qui peuvent être « ouvertes » (n'importe qui peut se connecter à la cellules) ou « fermées » (accès à la station sécurisé par une clé). Ces cellules sont souvent sources d'interférences pour les terminaux.

1.2.2.3 Nœuds relais

Les nœuds relais sont des nœuds du réseaux sans backhaul câblé. Ils peuvent être « in-band » ou « out-of-band ».

Le tableau 1.1 dresse un comparatif des puissances d'émission des différents types de cellules dans les réseaux hétérogènes.

Taille de cellule	Puissance de transmission
Macro-cellule	5-20W
Picocellule (outdoor)	250mW-2W
Picocellule (indoor)	<100mW
Femto-cellule	<100mW

TABLE 1.1 – Puissances de transmission pour différentes cellules de réseaux hétérogènes

1.2.3 Réseau homogène - réseau hétérogène

Le modèle des réseaux hétérogènes est largement différent de celui des réseaux homogènes. On entend par réseau homogène un réseau « classique » n'utilisant qu'une et une seule technologie de communication sans fil (par exemple, 4G).

Dans les réseaux hétérogènes, on n'utilise bien évidemment plus un maillage uniforme hexagonal pour déterminer la position de la station de base. Ce maillage uniforme est toujours utilisé pour la détermination des BS d'une technologie donnée (dans notre cas la technologie LTE ou LTE-A), mais le fait que des petites cellules sont implantées au sein de grandes cellules amène à une complexification du maillage global.

De plus, le device, ou User Equipment (UE), ne se connecte pas nécessairement sur la station de base ayant la plus grande puissance d'émission, puisque cette station ne fournit pas toujours la meilleure performance de signal. Un UE préférera, parfois, se connecter sur une picocellule à faible puissance d'émission, offrant une meilleure QoS, que sur une macro-cellule à forte puissance de transmission mais à faible QoS.

Dans [Ghosh 12], les auteurs prouvent que la probabilité de couverture est théoriquement indépendante de ces différents paramètres :

- Nombre et densité des différents types d'antennes,
- Nombre de niveaux (tier),
- Puissance des différents niveaux,
- Fading.

Dans la pratique, cependant, l'ajout d'éléments hétérogènes complexifie amplement le milieu. En effet, l'arrivée de nouveaux types de cellules, et donc l'avènement de réseaux hétérogènes, mettent en exergue de nouvelles exigences. Il faut en effet un interfonctionnement efficace entre les opérateurs, ainsi qu'un handover efficace entre les différentes technologies d'accès. La figure 1.2.2 et le tableau 1.2 introduisent d'ailleurs l'utilisation actuelle des différentes bandes de fréquences en France. De plus, il paraît nécessaire d'augmenter les performances des UE afin d'exploiter les services des différents réseaux.

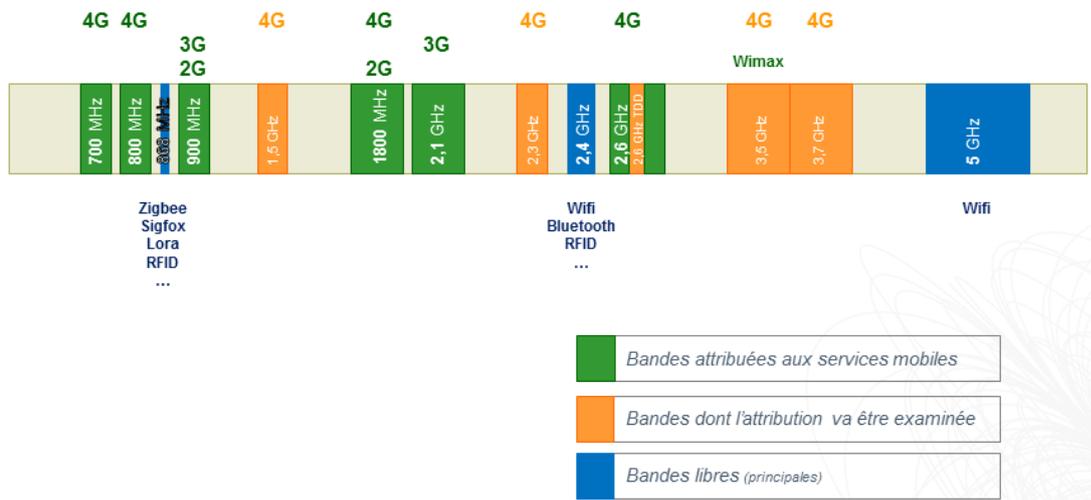


FIGURE 1.2.2 – Répartition des bandes de fréquences pour les différentes technologies de communications sans fil (source : ARCEP)

TABLE 1.2 – Fréquences utilisées dans les réseaux hétérogènes

Technologie	Bande	Fréquence UL	Fréquence DL
LTE	Bande des 800MHz	832-862MHz	791-821MHz
	Bande des 1800MHz	1710-1785MHz	1805-1880MHz
	Bande des 2600MHz	2500-2570MHz	2620-2690MHz
WiFi	Bande des 2.4GHz	2.412-2.472GHz	
	Bande des 5GHz	5.180-5.320GHz	5.50-5.70GHz
Bluetooth		2.4GHz	
Sigfox		868MHz	868MHz
LoRa			

1.2.4 Sélection de la cellule

La sélection de la cellule est effectuée par l'UE. En effet, celui-ci mesure la puissance reçue des signaux de DL (downlink - lien descendant) du CSR (Cell Specific Reference). Cependant, un problème épineux apparaît : toutes les cellules n'ont pas le même niveau de puissance de CSR. La sélection n'est donc pas optimale puisque l'UE va plutôt sélectionner la macro-cellule même si le trajet est plus court et le service meilleur en utilisant la picocellule. Afin de régler ce problème, on applique un offset au signal reçu, ce qui permet une extension (ou biasing - polarisation) de la zone de couverture de la picocellule, comme montré sur la figure 1.2.3. On appelle cette application CRE (Cell Range Extension).

1.2.5 Gestion des interférences

La gestion des interférences au sein de réseaux hétérogènes est un point crucial pour le bon fonctionnement des UEs dans l'environnement actuel. Plusieurs méthodes de gestion des interférences sont évoquées dans la littérature.

Tout d'abord, intéressons-nous à la gestion des interférences dans les réseaux homogènes. Afin de diminuer les interférences pour un UE placé proche du bord de la zone de couverture, un processus appelé ICIC (pour Inter-Cell Interference Coordination) est mis en place. Dans ce cas, les deux BS échangent des informations concernant les interférences reçues par l'UE. Cet échange est effectué via l'interface de backhaul X2, et permet de gérer la puissance de signal envoyé par l'une ou l'autre BS. Ainsi, l'UE ne reçoit effectivement qu'un seul signal (et non deux comme précédemment). Ce processus correspond à une diminution ordonnée dans le temps de la puissance d'émission pour les Blocs de Ressources Physiques (PRB). La figure 1.2.4 montre graphiquement ce processus de gestion des interférences.

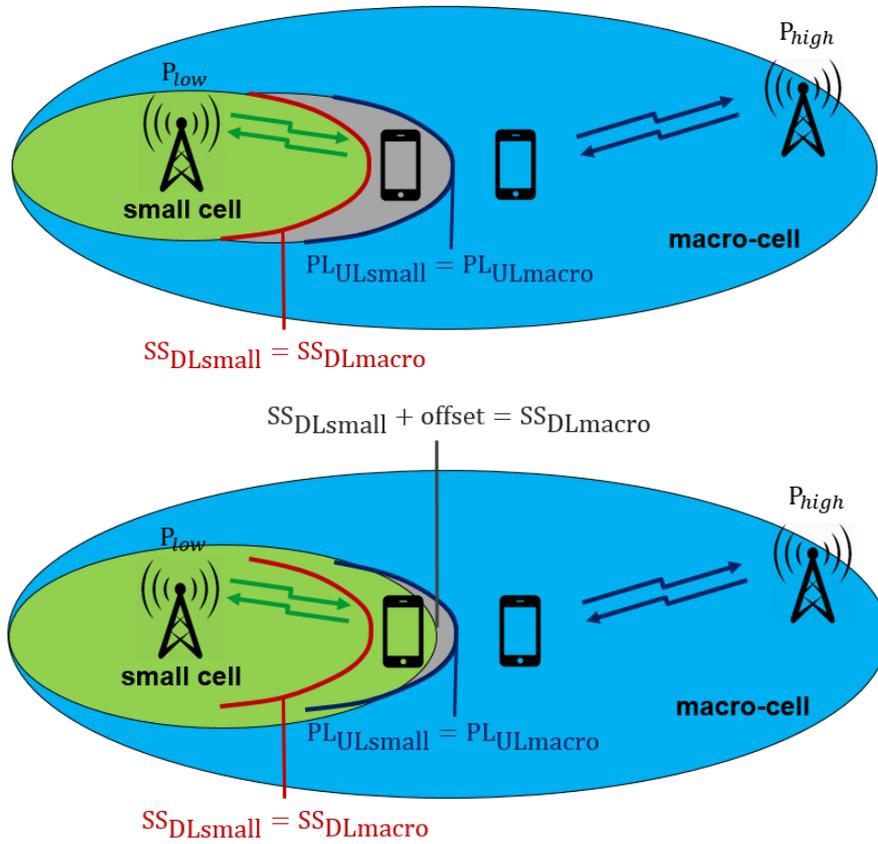


FIGURE 1.2.3 – Fonctionnement du CRE (Cell Range Extension)

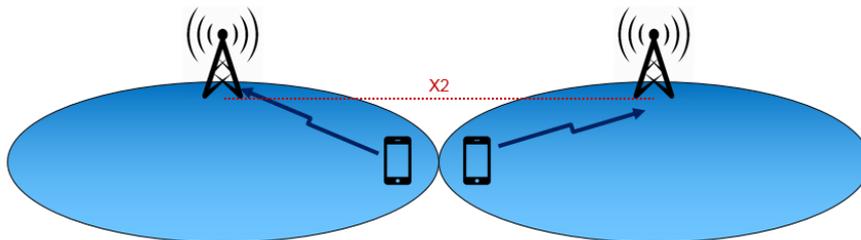


FIGURE 1.2.4 – ICIC dans le cas de réseaux homogènes

1.2.6 Handover

La sélection du réseau, notamment en vue de la mobilité des utilisateurs [Maviel 13], est effectuée par la fonctionnalité du Handover (ou HO). Le handover peut être soit horizontal, soit vertical. Le handover horizontal est effectué dans le même réseau (donc dans une configuration homogène) entre deux cellules ayant la même technologie d'accès (LTE, WiFi, etc). Le handover vertical, quant à lui, permet un transfert de la connexion entre deux technologies d'accès différentes. Cette fonctionnalité nous intéresse au plus haut point dans le cas des réseaux hétérogènes.

Le handover est effectué suivant un processus à trois étapes :

1. Collecte de l'information et initiation du HO
2. Décision de HO et sélection du réseau
3. Exécution du HO

Deux types de handovers sont possibles : le soft HO et le hard HO. Dans le cas du soft HO, on utilise un procédé de make-before-break. En d'autres termes, on recherche d'abord le nouveau point de connexion. L'UE se connecte ensuite à la nouvelle BS, puis enfin coupe la connexion avec la première BS. Dans le cas du hard HO (en break-before-make), la première connexion est d'abord rompue, puis l'UE se connecte sur la deuxième BS. Il est à noter que la stratégie de sélection est effectuée en fonction de plusieurs paramètres qui incluent

- le type d'application en cours,
- les caractéristiques des réseaux d'accès disponibles,
- les informations concernant l'UE,
- ou encore les préférences de l'utilisateur [Ahmed 14].

La décision et la réalisation du handover peuvent être effectuées soit par l'UE soit par le réseau, et effectuée là aussi par l'UE ou le réseau. On parle alors de MCHO (Mobile Controlled Handover), de NCHO (Network Controlled Handover), de MAHO (Mobile Assisted Handover) et de NAHO (Network Assisted Handover). Le tableau 1.3 dresse un comparatif des différents types de handovers.

TABLE 1.3 – Comparatif des différents types de handovers d'après leur contrôle

Type de HO	Contrôlé par	Effectué par
MCHO	UE	UE
NCHO	réseau	réseau
MAHO	UE	réseau
NAHO	réseau	UE

1.3 Les différentes topologies de communications D2D

Nous avons vu dans la partie précédente les différents types de communications D2D, en nous basant sur l'utilisation spectrale de ces communications. Dans cette partie, nous allons nous intéresser aux « topologies » pratiques de communications d'appareil à appareil.

Les auteurs de [Tehrani 14] classifient les communications D2D suivant 4 types distincts ; appelés “topologies” :

1. DR-OC (Device Relaying with Operator Controlled link establishment),
2. DC-OC (Direct D2D Communication with Operator Controlled link establishment),
3. DR-DC (Device Relaying with Device Controlled link establishment),
4. DC-DC (Direct D2D Communication with Device Controlled link establishment).

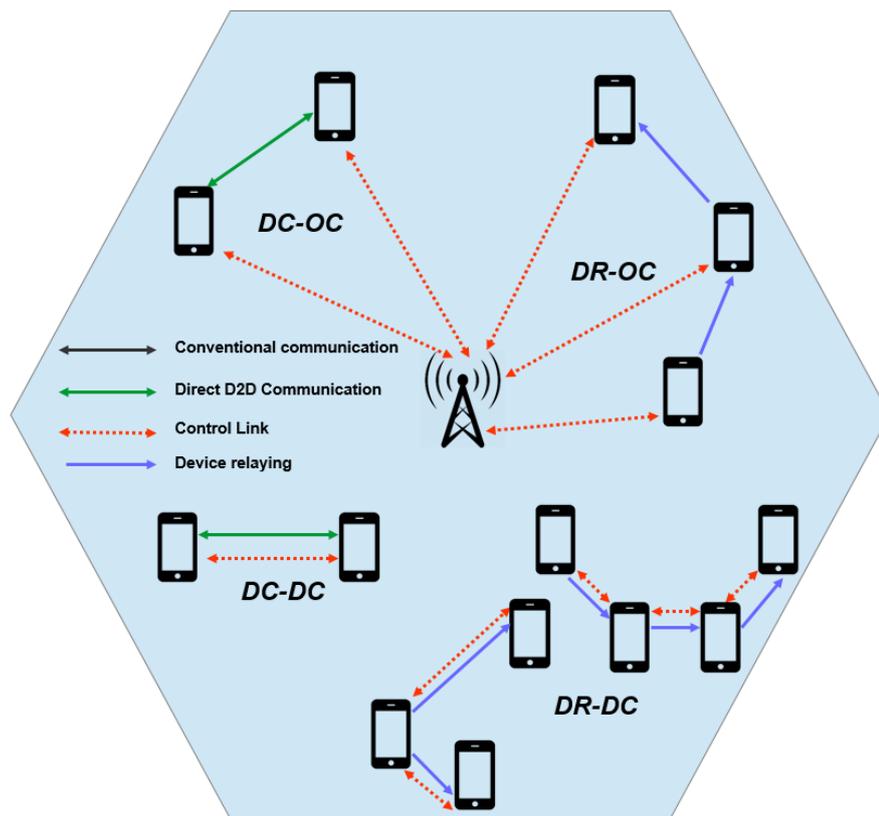


Figure 1.3.1 – Topologies de communications D2D

1.3.1 DR-OC

En topologie DR-OC, un device situé sur le bord de la cellule (qui peut être une macro-cellule ou une petite cellule), ou dans une zone avec peu de couverture, peut communiquer avec la station de base (BS) par l'intermédiaire d'un autre appareil qui relaie ses données. Cette topologie permet :

1. une meilleure qualité de service (QoS) pour le device source et
2. l'augmentation de la durée de vie de la batterie pour cet appareil.

Dans cette topologie, comme représenté sur la figure 1.3.1, la station de base envoie dans un premier temps un message de commande à la fois à la source et aux devices relais, de manière à initier la communication entre les deux dispositifs. Ensuite, la source envoie ses données à la station de base via le device relais.

1.3.2 DC-OC

En topologie DC-OC, comme on le voit sur la figure 1.3.1, la communication entre deux équipements d'utilisateur est synchronisée grâce à la station de base qui alloue les ressources. Néanmoins, les données sont envoyées directement à partir de la source au dispositif de destination, sans transiter par le réseau central.

1.3.3 DR-DC

En topologie DR-DC, comme pour la topologie DC-DC, aucune entité ne supervise l'allocation des ressources. Bien sûr, cela peut conduire à des problèmes d'interférences graves. Le lien de contrôle est créé par le récepteur et les devices relais (avec une balise, appelée « beacon »). Les données sont ensuite transmises en cascade du device source au device de destination, en passant par les devices relais.

1.3.4 DC-DC

Comme nous pouvons le voir sur la figure 1.3.1, la topologie DC-DC n'a pas de lien, ni de communication avec le réseau de base. En effet, la liaison de commande (par exemple un beacon) est envoyé par le device de destination à la source, qui transmet ensuite ses données directement au premier. Pour éviter les interférences, plusieurs approches sont étudiées, telles que la mise en commun des ressources, l'utilisation de théories des jeux, le contrôle d'admission et de la répartition de puissance, le partitionnement et la sélection de relais [Tehrani 14].

1.4 Création des liens entre les UE en D2D

Dans les communications D2D, il est évidemment nécessaire de détecter le voisinage autour de chaque UE ([Choi 14]). Ainsi, deux types de systèmes de découverte des devices sont possibles :

- découverte directe ou
- découverte effectuée au niveau de l'EPC (Evolved Packet Core) [Lin 14a].

Dans le cas d'une découverte directe, chaque UE pourrait émettre et recevoir de manière périodique des signaux nommés « beacons » [Asadi 14]. Ces signaux de faible longueur permettent alors d'identifier les UEs situés à proximité de chaque appareil, et donc d'instancier des communications D2D de proche en proche.

Dans le cas d'une découverte via l'EPC, chaque UE donne sa géolocalisation au serveur ProSe. Ainsi, le serveur ProSe enregistre les profils ProSe et agit comme un client de service de localisation pour le GMLC (Gateway Mobile Location Centers). Le GMLC enregistre alors les données de localisation des UEs. Ainsi, un UE commence son processus de découverte des appareils après avoir reçu une alerte de proximité du serveur ProSe, basée sur les localisations des UEs [Choi 14].

1.5 Utilisation des ressources radio en D2D

On peut classifier les types de communications en deux catégories distinctes, en fonction de l'utilisation des ressources radio pour la transmission : le Inband D2D et le Outband D2D.

Le Inband, « dans la bande », se rapporte aux communications D2D effectuées dans les mêmes bandes de fréquences que les communications cellulaires. Le Outband, « en-dehors de la bande », correspond aux communications D2D effectuées dans des bandes de fréquences différentes de celles utilisées dans les communications cellulaires. Dans les sections suivantes, nous allons faire un tour d'horizon des différents travaux effectués sur ces deux grands types d'utilisations des ressources radio.

Parmi les solutions exposées dans la littérature, se démarquent deux protocoles essentiels. Le premier porte sur la mise en place de communications D2D utilisant les ressources radio du réseau cellulaire LTE ([Raghothaman 13]), qui fait office de base pour nombre de recherches (ainsi que pour un brevet déposé sur les protocoles D2D). Le second porte sur la mise en place de communications D2D de type Outband ([Asadi 13]), utilisant conjointement le LTE et le WiFi direct.

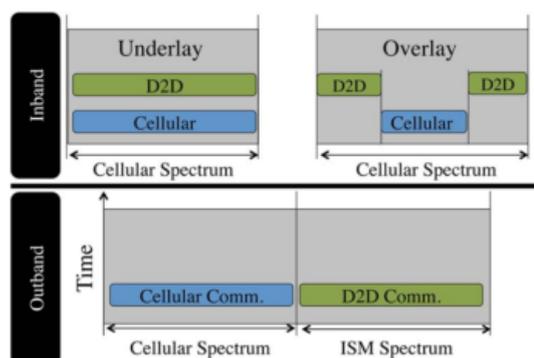


FIGURE 1.5.1 – Représentation schématique des communications D2D en overlay inband, underlay inband et outband (utilisant la bande ISM)

1.5.1 Inband D2D

Dans le cas du Inband D2D, les travaux effectués proposent d'utiliser le spectre cellulaire pour les communications cellulaires et le D2D. Ce choix est proposé afin d'avoir un contrôle aussi haut que possible sur les bandes cellulaires (gérées par les opérateurs). Certains travaux [Doppler 09b, Akkarajitsakul 12] révèlent que les interférences sur les bandes non licenciées sont peu ou pas contrôlables, ce qui amènent de fortes contraintes en termes de qualité de service pour l'utilisateur.

Les communications Inband peuvent elles-mêmes être divisées en deux sous-catégories : underlay (sous-jacente) inband et overlay (recouvrante) inband.

Ces deux types de communications D2D ont de nombreux avantages. En effet, elles permettent dans un premier temps d'augmenter l'efficacité spectrale des réseaux cellulaires ; de plus, chaque device peut utiliser ce type de communication, puisque l'on se situe dans la même gamme de fréquences que pour les communications cellulaires. La BS contrôlant totalement le spectre cellulaire, la qualité de service est assurée par celle-ci. Cependant, ces communications impliquent une perte de ressources cellulaires (notamment dans le Underlay Inband). De surcroît, la gestion des interférences entre les communications cellulaires et D2D devient plus complexe qu'avec un réseau classique. Enfin, comme on utilise les mêmes ressources radio, l'utilisation simultanée du réseau classique et du réseau D2D est pragmatiquement impossible.

L'ajout de communications D2D Inband dans un réseau cellulaire implique des changements dans ce dernier. Les auteurs de [Raghothaman 13] proposent une architecture novatrice de réseau cellulaire incluant un serveur D2D (ou ProSe) à l'intérieur, ou à l'extérieur, du réseau classique.

Dans le cas d'une insertion externe d'un serveur D2D, il est nécessaire de placer dans celui-ci une entité de gestion de la mobilité (MME), des serveurs de données

ainsi que des serveurs applicatifs. De plus, ce serveur devra être capable d'identifier les devices, d'établir les appels (ou liens), de supporter les services associés au D2D, de suivre les capacités des UEs et leur mobilité.

1.5.1.1 Underlay Inband D2D

Comme le montre la figure 1.5.1, les travaux effectués sur le Underlay Inband proposent de réutiliser le spectre cellulaire pour les communications D2D. Bien que cette approche possède un grand désavantage en terme d'interférences et de limitation du nombre total d'usagers (tous types de communications confondus), l'utilisation du Underlay Inband pour les communications D2D permet d'améliorer les performances du réseau global.

Grâce à une gestion intelligente des interférences, une sélection du mode (c'est-à-dire une sélection entre le mode cellulaire et le mode D2D), une allocation efficace des ressources radio et un codage du réseau, l'exploitation de la diversité spatiale permet, avec le D2D d'augmenter l'efficacité spectrale du réseau cellulaire. La gestion des interférences implique évidemment une réduction de celles-ci, comme dans les travaux explicités dans [Kaufman 08, Ma 15b, Zhang 15, Li 15, Luo 14, Peng 09, Xu 10, Jänis 09, Yu 12, Doppler 10, Xu 12], voire leur annihilation (comme dans les travaux de [Osseiran 09, Min 11, Chen 12]). Les propositions mathématiques de gestion des interférences sont soit du type auto-organisées, soit contrôlées au niveau du réseau. Mathématiquement parlant, de nombreux papiers ([Asadi 14]) utilisent des outils basés sur l'heuristique. Cependant, certains papiers, avec des résultats plus probants, montrent des approches plus singulières utilisant la programmation non-linéaire ou encore la théorie des jeux (comme dans [Wu 14] par exemple).

La mise en place de communications D2D au sein d'un réseau cellulaire, utilisant les mêmes ressources radio que le réseau classique (Inband), mène inévitablement à une problématique de qualité de service (QoS). Afin de gérer au mieux celle-ci, des techniques mathématiques assez complexes doivent être mises en œuvre comme l'optimisation stochastique, de la programmation non-linéaire ou encore de l'optimisation linéaire en nombres entiers. L'exploitation de ces outils mathématiques permet d'améliorer considérablement la performance du système, et donc du réseau.

Efficacité énergétique dans les communications D2D en Underlay Inband

En plus d'augmenter l'efficacité spectrale et la qualité de services du réseau cellulaire, l'utilisation de communications D2D permet d'augmenter l'efficacité énergétique au sein du réseau. La sélection du mode de communication (D2D ou cellulaire) peut être effectuée, par exemple, en allouant une certaine puissance au D2D,

et une autre puissance aux communications cellulaires, comme dans les travaux de [Xiao 11]. De tels choix dans les modes de communications peuvent mener à une diminution de la consommation énergétique globale de 20% par rapport à un réseau cellulaire traditionnel, basé sur l'OFDMA. L'utilisation d'algorithmes utilisant une technique de force brute, comme par exemple pour les travaux dans [Jung 12] et [Belleschi 11], permettent, quant à eux, de diminuer de 3dB la consommation totale du réseau. Cependant, les travaux dans [Jung 12] requièrent un calcul plus compliqué, et donc une consommation des circuits plus forte que dans le cas classique des communications cellulaires. Le calcul de cette énergie requise n'est à l'heure actuelle pas encore effectué. D'autres travaux, comme ceux de [Chen 15], [Zhang 16] ou [Wang 14] proposent d'augmenter l'efficacité énergétique d'un réseau entier au sein d'une cellule en allouant de manière intelligente les ressources radio, et donc en gérant dans le même temps les interférences intracellulaires.

1.5.1.2 Overlay Inband D2D

Une autre approche du Inband consiste à allouer des ressources cellulaires aux communications D2D. En d'autres termes, une partie du spectre initialement utilisée pour les communications cellulaires est allouée uniquement aux communications D2D. Ceci implique bien évidemment une réduction du nombre de ressources radio pour les communications cellulaires. Cependant, grâce à cette approche, on peut limiter, voire éliminer le problème des interférences, trop présentes dans le Underlay Inband. La figure 1.5.1 représente graphiquement l'utilisation spectrale des ressources dans le cas du Overlay Inband.

On peut utiliser le D2D comme relais d'information, dans le but d'améliorer l'efficacité spectrale. Par exemple, les travaux de [Li 12] proposent d'utiliser la BS comme un relais pour les transmissions D2D. Cette application permet d'améliorer de 40% le débit de la cellule par rapport au Underlay Inband. A l'inverse, les travaux de [Zhou 13a] utilisent les devices comme relais D2D pour retransmettre une information, en multi-sauts (multi-hop). Dans ce cas, on obtient un gain de 90% en termes de largeur de bande par rapport à l'utilisation d'un seul saut.

Efficacité énergétique dans les communications D2D en Overlay Inband

Les travaux de [Fodor 12] proposent une assignation des ressources spectrales par la BS, afin de réduire au maximum les interférences dues aux communications D2D, ainsi qu'un contrôle de la puissance des appareils D2D. Dans ce papier, les auteurs partent du principe que pour gagner en efficacité énergétique, il est plus intéressant de contrôler les communications D2D grâce à la BS, en envoyant eux-mêmes les beacons pour la mise en place du lien entre les devices. Avec un tel système, la consommation énergétique du réseau passe de 0.8 bps/Hz/mW à 20

bps/Hz/mW avec un rayon d'action de 10m pour les utilisateurs en D2D.

1.5.2 Outband D2D

Comme nous l'avons expliqué précédemment, et comme montré sur la figure 1.5.1, les communications D2D Outband utilisent des bandes de fréquences différentes de celles utilisées pour les communications cellulaires. Dans le cas de communications cellulaires 4G, les communications D2D ne vont donc pas utiliser le spectre du LTE, mais plutôt d'autres bandes de fréquences comme les bandes relatives au WiFi ([Mach 15, Ma 15b, Lin 14a, Asadi 13, Lei 12]) ou encore les bandes ISM. Les communications D2D Outband ont un avantage certain par rapport au Inband, de par le fait qu'elles ne génèrent pas d'interférences avec le réseau cellulaire. Afin d'instancier des communications entre les différents utilisateurs D2D, nous avons deux choix possibles :

- soit les communications sont contrôlées par le réseau cellulaire (donc par la BS),
- soit celles-ci s'opèrent d'elles-mêmes, de manière autonome.

Les communications D2D Outband ont l'avantage certain, par rapport au Inband, de ne pas générer d'interférences avec le réseau cellulaire classique. Par conséquent, aucune ressource du spectre cellulaire n'est affiliée à ce type de communications D2D, ce qui libère tout le spectre classique pour les communications « ordinaires ». Le fait d'utiliser d'autres bandes que le réseau cellulaire simplifie énormément l'instanciation des communications : à l'inverse du Inband, nous n'avons pas besoin d'allouer des ressources cellulaires en fonction de la fréquence, du temps et de la localisation de l'utilisateur [Asadi 14]. Enfin, à l'inverse du inband, il est évidemment possible de communiquer simultanément via le réseau classique et via le réseau D2D.

Néanmoins, la gestion des interférences dans le réseau D2D (uniquement) est très compliquée, de par le fait que la BS n'a aucun pouvoir sur ces communications. De plus, l'utilisation de deux spectres différents (un pour le D2D et un pour le cellulaire) implique que les devices doivent être dotées de 2 interfaces radio différentes : une pour le cellulaire et une pour le D2D. Cette multiplication par 2 du nombre d'interfaces radio augmente inévitablement la consommation énergétique des terminaux mobiles dans le cas des communications D2D Outband...

Dans [Asadi 13], les auteurs proposent de travailler conjointement sur le LTE et le WiFi, en utilisant du relayage opportuniste. Pour ce faire, le protocole introduit propose d'encapsuler les paquets du LTE au sein des paquets WiFi et de les transmettre via le WiFi au device récepteur, comme montré dans la figure 1.5.2. Dans le cas où le récepteur doit relayer le paquet à la BS, il n'a qu'à extraire les paquets du LTE à partir du WiFi afin de les traiter.

Le protocole proposé introduit des procédures de découverte, d'enregistrement,

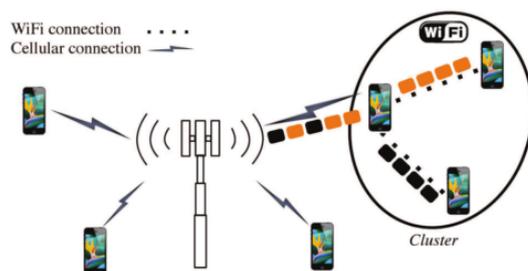


FIGURE 1.5.2 – D2D et WiFi (communication D2D Outband) [Asadi 13]

d'établissement de connexion, de gestion de la mobilité, d'ordonnement de ressources et de sécurité. L'objectif principal de ce protocole est cependant de changer le moins possible les protocoles existant dans le réseau cellulaire.

1.5.2.1 Outband D2D contrôlé par le réseau

L'utilisation du Outband D2D permet principalement d'augmenter les performances en termes de débit, de netteté (ou QoS) et d'efficacité énergétique. Dans la configuration Outband contrôlé par le réseau, plusieurs méthodes sont utilisées pour instancier les communications D2D dans les bandes autres que les bandes utilisées pour le cellulaire.

Par exemple, dans [Zhou 13b], les communications D2D sont effectuées dans la bande ISM. Afin de garder une performance globale du réseau ISM raisonnable (l'utilisation de communications D2D dans l'ISM baissant évidemment les performances de ce réseau), il est proposé de grouper les utilisateurs D2D en fonction de leur demande en termes de QoS. On utilise donc ici un système de « clustering », dans lequel chaque groupe (ou cluster) utilise un canal qui lui est propre. Dans cette approche, le débit D2D est augmenté de 25% par rapport à l'utilisation d'un canal pour chaque utilisateur.

Dans [Golrezaei 12b, Golrezaei 12a], les auteurs proposent d'utiliser le D2D pour disséminer des contenus vidéos au sein d'un réseau. En effet, dans un premier temps, les devices sont rassemblées en clusters afin de former des petites cellules. Les vidéos « populaires » sont alors mises en cache dans les smartphones relais. Si un appareil souhaite accéder à un contenu vidéo particulier, deux options sont possibles. Si le contenu est disponible dans le cache du cluster (cette disponibilité étant vérifiée par la BS), l'appareil reçoit celui-ci via une connexion D2D outband (en WiFi par exemple). Sinon, la BS envoie directement le contenu au device, via le réseau classique. Les travaux de [Ji 16] s'appuient eux aussi sur la mise en cache de contenus vidéos pour maximiser le débit par utilisateur, en prenant en considération la probabilité que la demande d'un utilisateur ne soit pas accordée

(outage probability), et sans contrôle de la puissance. Les analyses numériques de ce papier sont très encourageantes, puisqu'elles montrent une augmentation de 10000% en termes de débit par rapport au modèle cellulaire conventionnel (avec une probabilité de perte de 0.1).

Afin d'augmenter le débit global d'un réseau, les auteurs de [Cai 13] proposent un algorithme d'ordonnancement utilisant les canaux variant dans le temps, ainsi que la mobilité aléatoire des utilisateurs au sein d'un réseau. Pour ce faire, la BS transmet du contenu à tous les groupes pendant un temps prédéfini. Au-delà de ce temps, la BS n'émet plus ces données. Les devices sont quant à eux regroupés en clusters, au sein desquels elles sont capables de communiquer à un haut débit. Par conséquent, les utilisateurs peuvent se partager des données directement lorsqu'elles sont assez proches les unes des autres. L'objectif de ces travaux est de maximiser la fonction d'utilité du groupe, en utilisant une modélisation des mouvements des devices au cours du temps via un Processus Poisson Contact (PPC). Grâce à cet algorithme, on obtient une augmentation de 50 à 150% du débit total du réseau par rapport à celui d'un réseau cellulaire classique. Ces travaux sont la base des travaux de [Cheng 15] qui proposent, eux aussi, d'utiliser un contenu qui se propage de point à point, basé sur la proximité des usagers, et dans un temps minime, utilisant ici aussi une fonction d'utilité.

Efficacité énergétique dans les communications Outband D2D contrôlées par le réseau

Dans [Vitale 15], les auteurs proposent d'utiliser l'outband afin de décharger le trafic cellulaire. A cette fin, ils coordonnent l'activité des BS au moyen d'un outil de gestion des interférences intercellulaires. Là encore, on met en place dans un premier temps des clusters de devices qui communiquent entre eux en D2D. A chaque cluster est dédié une « tête », étant le seul membre du cluster pouvant interagir avec la BS. En terme d'allocation de ressources radio, le D2D utilise les canaux WiFi (3 canaux dans la bande des 2.4GHz et un peu plus dans la bande des 5GHz). Ainsi, en intégrant de changements mineurs dans le réseau cœur, et donc en ne complexifiant pas plus le réseau cellulaire, il est possible d'augmenter l'efficacité énergétique de tout un réseau (dans l'optique de réseau 5G « green »), par rapport au réseau cellulaire classique (de 37,5 à 120% d'augmentation en efficacité énergétique).

1.5.2.2 Outband D2D autonome

Assez peu de travaux traitent de ce type de communications D2D. Dans leurs travaux, les auteurs de [Wang 14] et [Rengarajan 13] proposent d'utiliser un système de dispatch où les utilisateurs envoient des requêtes de trafic entre eux afin

d'instancier les communications. Dans cette application, les devices sont liés inévitablement à une BS, mais celle-ci ne gère absolument pas la mise en place des liens entre les devices. En utilisant un système de queues de données dans la BS, les devices, ayant reçu l'information relative à la quantité de données à transmettre, choisissent, ou non, d'instancier une relation D2D entre eux. Cette modélisation de la mise en place de liens D2D autonomes implique de trouver un juste milieu entre le temps de mise en place (donc la performance temporelle), et la consommation énergétique liée à l'envoi et à la réception des données (pour ce faire, l'utilisation de l'outil mathématique de résolution de problèmes décisionnels Markoviens intervient).

TABLE 1.4 – Comparatif des différents types de communications D2D

	Inband		Outband	
	Underlay	Overlay	Contrôlé	Autonome
Interférences entre D2D et utilisateurs cellulaires	O	N	N	N
Requiert des ressources dédiées pour les utilisateurs D2D	N	O	N	N
Environnement d'interférences contrôlées	O	O	N	N
D2D et transmissions cellulaires simultanées	N	N	O	O
Requiert une coordination inter-plateformes	N	N	O	O
Requiert des devices avec plus d'une interface radio	N	N	O	O
Introduit une complexité en plus pour le scheduler	O	O	O	N

1.6 Conclusion

L'émergence de travaux sur le D2D amène inévitablement à de nombreuses problématiques. Évidemment, la première de ces problématiques concerne la gestion des interférences. L'utilisation du D2D Outband permet de diminuer les interférences inter-bandes, mais ne résout pas la problématique des interférences intra-bande, dans les bandes non licenciées (par exemple en WiFi Direct).

De plus, on voit très peu de travaux prenant en compte la mobilité des UE à l'intérieur d'un réseau cellulaire D2D-e. La complexité de modélisation des mouvements des devices est un des challenges de cette problématique : la mise en application de Processus Poisson Point est déjà relativement complexe, en terme mathématique et en termes de calcul. L'agrégation de nouveaux processus comme les Processus Poisson Ligne ou les Processus Poisson Contact permettrait des modélisations plus proches de la réalité, et donc des simulations plus adéquates.

Comme exposé dans [Asadi 14], à ce jour, aucun protocole n'est à même de décider du passage du mode cellulaire au mode D2D. Nous sommes cependant assez confiants sur la mise en place effective d'un protocole de ce type dans les années, voire les mois à venir.

De surcroît, en France, d'après la loi, « tout opérateur de services de télécommunications est tenu de mettre en place les moyens nécessaires pour intercepter les communications échangées sur un réseau publique ». Le D2D Outband passe ainsi au-dessus de la loi sur ce point précis. Nous pouvons donc nous poser la question du choix de technologie qui sera mis en place lors de l'avènement de la 5G. Sera-ce un choix basé sur la technologie, et les effets bénéfiques de tel ou tel type de communications D2D, ou sur des assertions légales et administratives ?

Enfin, grâce aux données récoltées sur les utilisateurs (données de localisation, données « personnelles », etc), donc sur les UE, ne serait-il pas possible d'« adapter » le réseau cellulaire D2D-e en utilisant des algorithmes de « recommandation intelligente », intégrant par exemple des Modèles Relationnels Probabilistes ?

Chapitre 2

Efficacité Énergétique de Liens D2D avec relais

Sommaire

2.1	Modèle basique des communications D2D	29
2.2	Modélisation des distances entre appareils et symboles utilisés	32
2.3	Modèles de calcul d'énergies consommées	33
2.3.1	Puissances d'émission.	33
2.3.2	Topologie DC-DC	34
2.3.3	Topologie DR-DC	35
2.3.4	Topologie EB-DR-DC	35
2.3.5	Processus temporels	36
2.3.6	Énergie totale pour toutes les topologies.	39
2.3.7	Énergie globale	39
2.4	Identification de la « Zone Optimale de Relais »	41
2.5	Analyse numérique avec un beacon de longueur identique à la longueur du message	45
2.5.1	Consommation totale d'énergie avec une variation de x_r .	45
2.5.2	Consommation totale d'énergie en faisant varier d_{AB} . .	46
2.5.3	Différences de consommation d'énergie pour toutes les to- pologies	47
2.6	Analyse numérique avec variation de la longueur du beacon .	48
2.6.1	Consommation énergétique totale avec variation de x_r . .	48
2.6.2	Différences de consommations énergétiques pour toutes les topologies.	49
2.6.3	Choix de topologie en fonction de x_r	51

2.7	Utilisation de relais dans un réseau dégradé avec création de clusters à l'aide d'un algorithme Fuzzy C-Means	52
2.7.1	Travaux antérieurs	52
2.7.2	Problématique et modèle	53
2.7.3	Métriques.	54
2.7.4	Allocation cellulaire	56
2.7.5	Allocation D2D en cluster.	57
2.8	Conclusions	63

DANS la première partie de ce chapitre, nous allons nous intéresser au modèle basique des communications directes D2D, puis aux communications D2D impliquant des relais. Nous expliquerons ensuite notre démarche en termes de calcul des distances dans le cas d'une communication. Par la suite, nous déterminerons les différents modèles de calcul de l'énergie consommée, tout d'abord en termes de puissance, puis en termes d'énergie. Enfin, nous expliciterons le modèle adopté pour l'analyse de communications D2D au sein d'un réseau cellulaire. Cette partie de chapitre a fait l'objet de publications nationales et internationales, notamment lors de la conférence PIMRC 2017 à Montréal : [Chevillon 16, Chevillon 17a].

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous optimiserons un réseau cellulaire d'une cellule (dans un cas d'usage lié aux catastrophes naturelles) en intégrant des relais D2D. Le choix des relais sera effectué à l'aide d'un algorithme de Fuzzy C-Means et permettra de diminuer drastiquement la consommation énergétique globale du réseau, et d'augmenter l'efficacité spectrale de celui-ci. Cette partie de chapitre a fait l'objet d'une publication internationale lors de la conférence EuCNC à Ljubljana : [Chevillon 18].

2.1 Modèle basique des communications D2D

Dans notre étude, nous prenons en compte deux topologies décrites précédemment dans la section 1.3 : DC-DC et DR-DC. Notre objectif principal est de déterminer s'il pourrait y avoir un gain de puissance globale pour un réseau comprenant trois appareils. Ces trois appareils sont appelés UA, UB et UR. UA est le device source transmettant ses propres données. UB est le périphérique de destination, recevant les données de UA. UR est le device relais, relayant les données d'UA vers UB.

En topologie DC-DC, UA transmet ses données X_A directement à UB. Cette topologie implique deux transmissions :

1. UB envoie un signal de découverte ("beacon") à UA puis
2. UA envoie ses propres données X_A à UB.

En topologie DR-DC, UA transmet ses données X_A à UB via le nœud relais UR. Ainsi, nous pouvons compter quatre transmissions à l'intérieur du réseau, qui sont :

1. UB envoie un beacon à UR
2. UR envoie un beacon à UA
3. UA envoie ses données X_A à UR et
4. UR envoie les données de UA (X_A) à UB.

Entropie de données

Dans notre travail, les données transmises par UA sont notées X_A . D'un point de vue pragmatique, ces données correspondent à une séquence de bits, transmise par UA via une modulation numérique. D'un point de vue théorique, nous considérons X_A comme une source de données sans mémoire sélectionnant de manière aléatoire un symbole à partir d'un ensemble de n éléments $x_{A_1}, x_{A_2}, \dots, x_{A_n}$. La quantité moyenne d'informations associées à l'apparition de chaque symbole possible est donnée par :

$$H(X_A) = - \sum_{i=1}^n p_i \log p_i, \quad (2.1.1)$$

où $H(X_A)$ est l'entropie de données de X_A et p_i est la probabilité d'apparition de x_{A_i} . Nous définissons de la même manière la valeur $H(X_R)$ comme l'entropie de X_R , qui correspond aux données envoyées par UR à UB. Nous introduisons les définitions de l'entropie conjointe, l'entropie conditionnelle et l'information mutuelle (la figure 2.1.1 montre graphiquement les relations entre toutes les entropies).

L'entropie conjointe $H(X_A, X_R)$ mesure la quantité d'informations contenue dans le système comprenant X_A et X_R .

L'entropie conditionnelle $H(X_A|X_R)$ mesure l'entropie restante de la variable aléatoire X_A si nous connaissons la deuxième variable aléatoire X_R [Fabre 00].

L'information mutuelle $I(X_A, X_R)$ des variables X_A et X_R est une grandeur mesurant la dépendance statistique de ces variables (ou l'information commune entre les deux variables).

En supposant que X_A et X_R suivent une distribution normale, il existe une relation directe entre l'information mutuelle $I(X_A, X_R)$ et le coefficient de corrélation entre X_A et X_R indiqué par ρ :

$$I(X_A, X_R) = -\frac{1}{2} \log(1 - \rho^2). \quad (2.1.2)$$

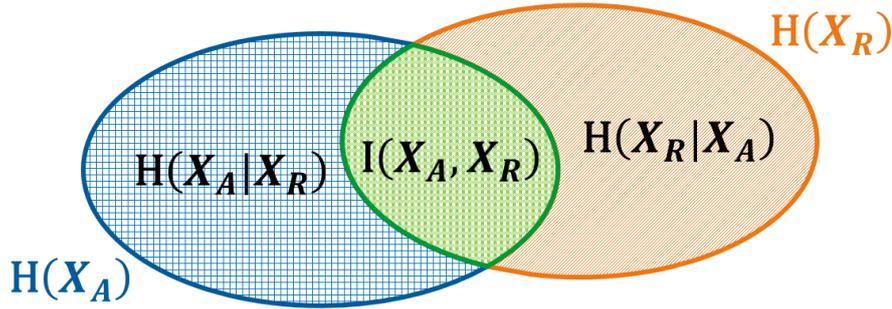


Figure 2.1.1 – Diagrammes de Venn montrant schématiquement les entropies conditionnelles et l’information mutuelle

Topologie EB-DR-DC

Nous présentons, dans nos travaux, une nouvelle topologie que nous appellerons **EB-DR-DC** (pour Entropy-Based DR-DC), introduisant un calcul de l’entropie de données comme expliqué dans le paragraphe précédent. D’une certaine manière, le relai de données utilisant ce calcul d’entropie peut être considéré comme une technique de compression de données unique, semblable à celles utilisées pour les réseaux de capteurs sans fil ([Wang 12]). Nous pouvons faire une analogie entre nos travaux basés sur le calcul d’entropie et les travaux utilisant des principes de « compress-and-forward » ([Agiwal 16], [Zhou 14]), « decode-and-forward » ([Lee 12a], [Waqas 15]), « storage-and-forward » ([Chidean 13], [Li 16]) ou encore « amplify-and-forward » ([Lee 12b], [Shen 15]).

Dans la topologie EB-DR-DC, nous supposons que le réseau est similaire à celui du DR-DC. Néanmoins, nous prenons en compte le fait que la communication en D2D est effectuée sur une zone locale restreinte. Cela implique donc que les données émises par différents utilisateurs au sein d’une zone donnée sont relativement proches les unes des autres. Par suite, les données envoyées par UR à UB (X_R) et les données envoyées par UA à UB, via UR, peuvent avoir une certaine corrélation, de valeur ρ . Ainsi, nous supposons que UR n’enverra pas les données X_A (ayant pour entropie $H(X_A)$) à UB, mais les données X_A^* , ayant pour entropie $H(X_A|X_R) = H(X_R) - I(X_A, X_R)$.

La figure 2.1.2 représente les différentes topologies étudiées dans la suite de nos travaux.

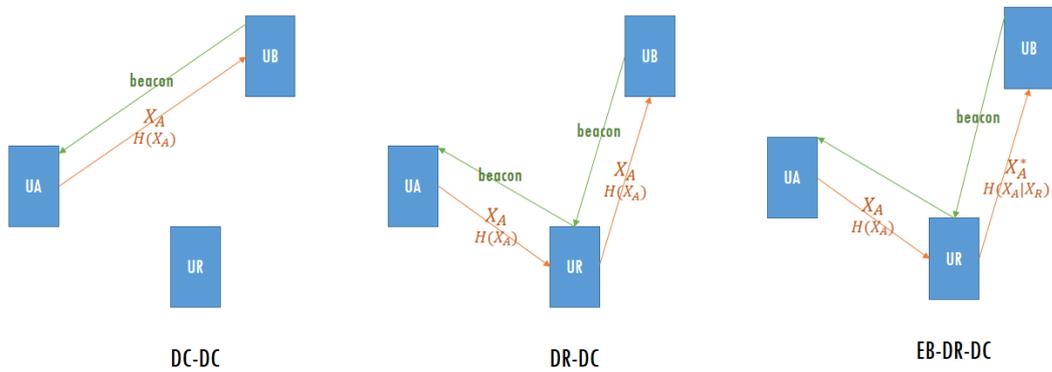


FIGURE 2.1.2 – Modèles de communications D2D abordés

2.2 Modélisation des distances entre appareils et symboles utilisés

Afin d'évaluer l'impact de toutes les topologies sur l'efficacité énergétique, nous utiliserons dans cette section les coordonnées cartésiennes pour les appareils UA, UB et UR. Nous déplaçons UR le long d'une ligne parallèle à la ligne (UA UB). Le mouvement de UR est représenté sur la figure 2.2.1. Les coordonnées de UA, UB et UR sont, respectivement, $(0,0)$, $(d_{AB}, 0)$ et (x_r, d) .

Ainsi, nous avons les distances suivantes :

$$\begin{cases} d_{AR} = \sqrt{x_R^2 + d^2} \\ d_{BR} = \sqrt{(d_{AB} - x_R)^2 + d^2}. \end{cases} \quad (2.2.1)$$

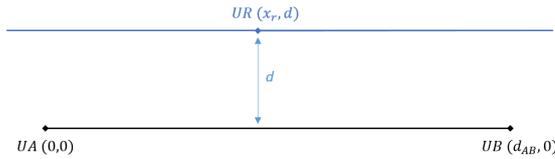


Figure 2.2.1 – Représentation cartésienne de la position de UR par rapport aux positions de UA et UB

2.3 Modèles de calcul d'énergies consommées

2.3.1 Puissances d'émission

Tout d'abord, nous supposons que pour toutes les données transmises, la bande passante utilisée pour la transmission est constante dans le temps.

Afin de vérifier le gain possible en termes d'efficacité énergétique à l'intérieur d'un réseau de D2D 2-tier, nous allons analyser la consommation d'énergie globale de l'ensemble du réseau. Tout d'abord, nous utilisons la formule de la capacité de Shannon, telle qu'elle est utilisée par les auteurs de [Choi 14]. Cette formule nous donne la relation entre le débit de données transmises par l'équipement utilisateur i (D_i) et la puissance émise par l'équipement utilisateur i pour la transmission du débit de données D_i (P_i) comme suit :

$$\frac{D_i}{W} = \log_2\left(1 + \frac{P_i |h|^2 k r^{-\alpha}}{N_0}\right), \quad (2.3.1)$$

où k est une constante en rapport avec le gain d'antenne, h représente l'évanouissement de canal à l'émetteur et au récepteur (on suppose que l'évanouissement suit la même loi à l'émetteur et au récepteur), r est la distance entre l'émetteur et le récepteur, N_0 est la densité spectrale de puissance du bruit additif blanc Gaussien (Additive White Gaussian Noise - AWGN), W est la bande passante du canal et α est l'exposant de perte de trajet.

Ainsi, nous pouvons tirer de l'équation 2.3.1 la puissance consommée par l'équipement d'émission :

$$P_i = \frac{N_0}{|h|^2 k \cdot r^{-\alpha}} [\exp(\ln 2 \cdot C_i) - 1] = \frac{N_0}{|h|^2 k \cdot r^{-\alpha}} \Phi(C_i), \quad (2.3.2)$$

où $C_i = \frac{D_i}{W}$ (en bit/s/Hz) et $\Phi(x) = \exp(\ln 2 \cdot x) - 1$.

Notre but est de déterminer le gain global en efficacité énergétique pour le réseau entier. Nous introduisons donc la consommation totale de puissance de l'ensemble du réseau comme suit :

$$P_T = P_{UA} + P_{UB} + P_{UR}, \quad (2.3.3)$$

où P_{UA} est la puissance totale consommée par UA, P_{UB} est la puissance totale consommée par UB et P_{UR} est la puissance totale consommée par UR. Pour les topologies DC-DC, DR-DC et EB-DR-DC, nous avons les puissances totales, respectivement, P_T^D , P_T^R et P_T^{EB} .

Les différentes notations utilisées dans la suite de ces travaux sont données dans le tableau 2.1.

Table 2.1 – Notations utilisées

Symboles	Descriptions
d_{AR}	Distance entre UA et UR
UA	Device A
UB	Device B
UR	Device R (device relais)
d_{BR}	Distance entre UB et UR
d_{AB}	Distance entre UA et UB
x_r	Abscisse de UR
X_A	Données transmises par UA
X_R	Données transmises par UR
P_i	Puissance consommée par le device i
k	Constante relative au gain de l'antenne
N_0	Densité spectrale de puissance du bruit
α	Exposant de perte de trajet
P_T	Puissance totale consommée par le réseau entier
b_A	Nombre de bits des données X_A
b_b	Nombre de bits d'un beacon
d	Ordonnée de UR
D_i	Débit transmis par le device i
h	Evanouissement de canal à l'émetteur (et au récepteur)

2.3.2 Topologie DC-DC

Comme nous l'avons vu dans la section 1.3.4, en topologie DC-DC, les données transmises par UA ne sont pas relayées par UR. Ainsi, nous pouvons calculer la consommation totale d'énergie à partir de l'équation 2.3.3 comme suit :

$$P_T^D = P_{UA} + P_{UB}. \quad (2.3.4)$$

Grâce aux équations 2.3.2 et 2.3.3, nous pouvons alors déterminer la puissance totale consommée par le réseau :

$$P_T^D = \frac{N_0}{|h|^2 k} \cdot (d_{AB})^\alpha \cdot (\Phi(C_A) + \Phi(C_{beacon})), \quad (2.3.5)$$

où $C_A = \frac{D_A}{W}$, $C_{beacon} = \frac{D_{beacon}}{W}$ et d_{AB} représente la distance entre UA et UB .

2.3.3 Topologie DR-DC

Dans cette topologie, nous initions des liens de communications entre UA , UB et UR . Comme nous l'avons vu auparavant dans la section 1.3.3, UB et UR doivent transmettre un signal de découverte (balise ou beacon) pour qu'ensuite les données envoyées par UA soient relayées par UR pour être envoyées à UB . Par suite, nous pouvons tirer des équations 2.3.2 et 2.3.3 la valeur P_T^R comme suit :

$$P_T^R = \frac{N_0}{|h|^2 k} \cdot \Upsilon(d_{AR}, d_{BR}) \cdot (\Phi(C_A) + \Phi(C_{beacon})), \quad (2.3.6)$$

où $\Upsilon(x, y) = x^\alpha + y^\alpha$, d_{AR} et d_{BR} sont, respectivement, les distances entre UA et UR , et UB et UR . Cette expression est démontrée dans l'Annexe A.1.

2.3.4 Topologie EB-DR-DC

Nous supposons que l'appareil UR envoie ses propres données dans un intervalle de temps proche des plages temporelles de nos études. En termes pragmatiques, comme expliqué dans la section 2.1, on peut supposer que les données envoyées par UR présentent une certaine corrélation avec celles envoyées par UA .

Nous introduisons la valeur D_A^* comme suit :

$$H(X_A|X_R) = D_A^*,$$

où $H(X_A|X_R)$ est l'entropie conditionnelle de signaux X_A et X_R . Dans cette topologie, la puissance totale consommée par l'ensemble du réseau comprend :

1. la puissance nécessaire à UA pour transmettre ses données X_A de UA à UR ($P_{A \rightarrow R}^{X_A}$),
2. la puissance nécessaire à UR pour transmettre la balise de UR à UA ($P_{R \rightarrow A}^{beacon}$),
3. la puissance requise à UB pour transmettre la balise de UB à UR ($P_{B \rightarrow R}^{beacon}$),
4. la puissance nécessaire à UR pour calculer l'entropie conditionnelle entre les données reçues de UA et les données envoyées précédemment par UR (P_{ent}) et
5. la puissance nécessaire à UR pour envoyer les données D_A^* à UB ($P_{R \rightarrow B}^{D_A^*}$).

Par suite, la puissance totale nécessaire peut être exprimée comme suit :

$$P_T^{EB} = P_{A \rightarrow R}^{X_A} + P_{B \rightarrow R}^{beacon} + P_{R \rightarrow A}^{beacon} + P_{R \rightarrow B}^{D_A^*} + P_{ent}. \quad (2.3.7)$$

Nous supposons que la puissance nécessaire à UR pour calculer l'entropie conjointe entre les données provenant d'UA et ses propres données est proportionnelle à la puissance nécessaire pour envoyer les données à base d'entropie (nous supposons que le modèle est similaire à celui expliqué dans [Choi 14] pour la compression des données). On a alors $P_{ent} = \xi(D_A^*) \cdot P_{R \rightarrow B}^{D_A^*}$. Nous supposons

$$\xi(D_A^*) = K \cdot |D_A^*|. \quad (2.3.8)$$

Nous notons la valeur de la corrélation entre les données X_A et X_R ρ . Nous supposons que $\rho \in]0, 0.2]$, 0 signifiant qu'il n'y a pas de corrélation entre les deux données.

Ainsi, la puissance totale nécessaire pour la topologie EB-DR-DC est donnée par la formule suivante :

$$P_T^{EB} = \frac{N_0}{|h|^2 k} [\Phi(C_{beacon}) \cdot \Upsilon(d_{AR}, d_{BR}) + (d_{AR})^\alpha \cdot \Phi(C_A) + (1 + \xi(D_A^*)) \cdot (d_{BR})^\alpha \cdot \Phi((1 - \rho)C_A)]. \quad (2.3.9)$$

2.3.5 Processus temporels

Penchons-nous à présent sur les processus temporels qui sont pris en compte pour toutes les topologies. Les processus suivants sont inspirés des travaux de [Tang 07].

Les figures 2.3.1, 2.3.2 et 2.3.3 montrent graphiquement les processus temporels pour les topologies DC-DC, DR-DC et EB-DR-DC.

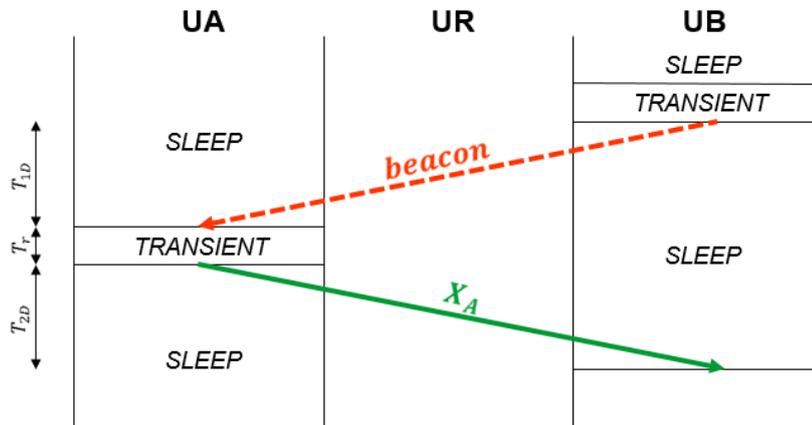


Figure 2.3.1 – Processus temporels des transmissions en topologie DC-DC

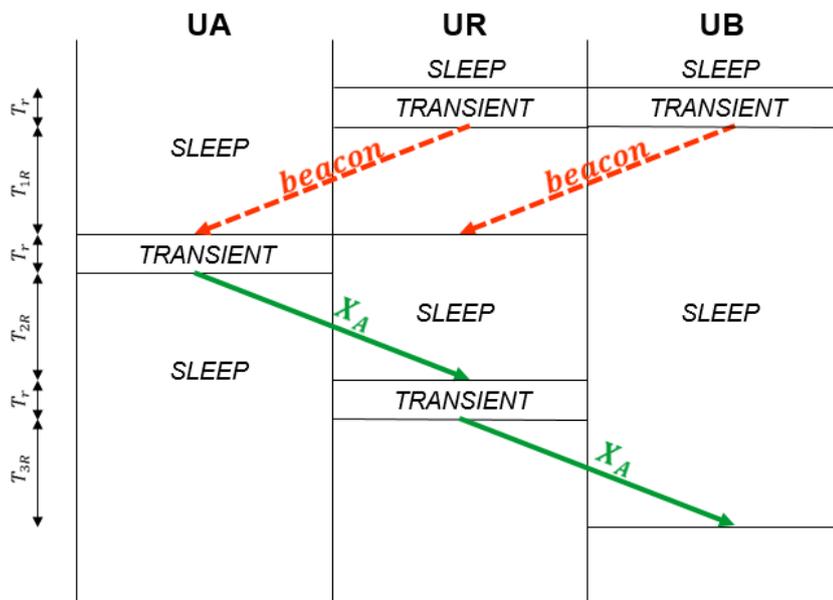


Figure 2.3.2 – Processus temporels des transmissions en topologie DR-DC

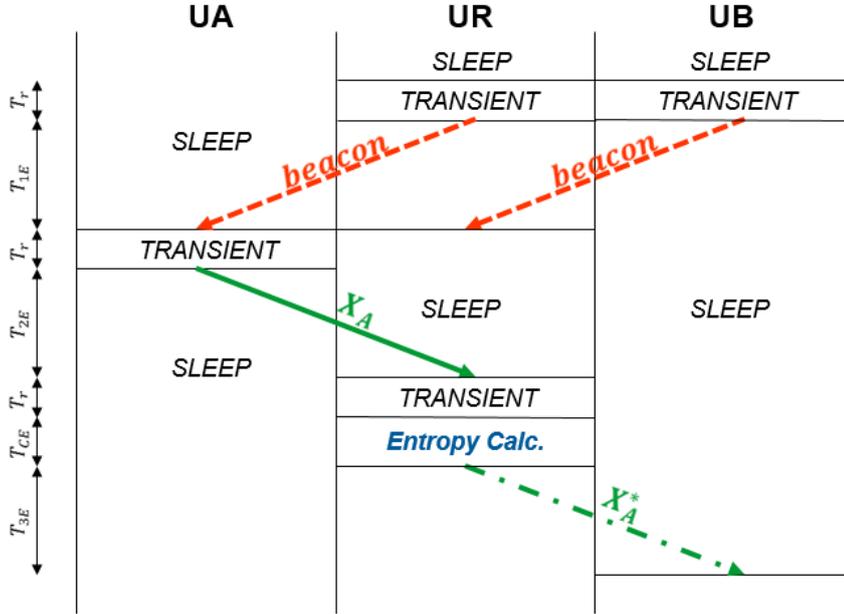


Figure 2.3.3 – Processus temporels des transmissions en topologie EB-DR-DC

A partir de ces processus, nous pouvons déduire l'énergie totale consommée pour toutes les topologies.

Ainsi, pour la topologie DC-DC, l'énergie totale consommée par le réseau est exprimée de la manière suivante :

$$E_T^D = P_A \cdot T_{1D} + P_B \cdot T_{2D}. \quad (2.3.10)$$

Pour la topologie DR-DC, l'énergie totale consommée par le réseau est :

$$E_T^R = P_{A \rightarrow R}^x \cdot T_{2R} + P_{B \rightarrow R}^b \cdot T_{1R} + P_{R \rightarrow A}^b \cdot T_{1R} + P_{R \rightarrow B}^x \cdot T_{3R}. \quad (2.3.11)$$

Enfin, pour la topologie EB-DR-DC, l'énergie globale consommée par le réseau est :

$$E_T^{EB} = P_{A \rightarrow R}^x \cdot T_{2E} + P_{B \rightarrow R}^{beacon} \cdot T_{1E} + P_{R \rightarrow A}^{beacon} \cdot T_{1E} + P_{R \rightarrow B}^{x*} \cdot T_{3E} + P_{ent} \cdot T_{CE}. \quad (2.3.12)$$

2.3.6 Énergie totale pour toutes les topologies

Comme nous l'avons dit précédemment, dans notre analyse, nous supposons que les temps de transmission sont sensiblement les mêmes, quelles que soient les données. Les processus de transmission sont inspirés par les travaux dans [Tang 07].

A partir de ces processus temporels, nous pouvons en déduire l'énergie totale consommée pour toutes les topologies, avec T_T et T_{CE} correspondant, respectivement, au temps de transmission des données, et au temps nécessaire pour le calcul de l'entropie conditionnelle, comme expliqué précédemment.

Par suite, pour la topologie DC-DC, l'énergie totale consommée par le réseau est la suivante :

$$E_T^D = T_T \cdot (P_A + P_B). \quad (2.3.13)$$

Pour la topologie DR-DC, l'énergie totale consommée par le réseau est :

$$E_T^R = T_T \cdot (P_{A \rightarrow R}^{X_A} + P_{B \rightarrow R}^b + P_{R \rightarrow A}^b + P_{R \rightarrow B}^{X_A}). \quad (2.3.14)$$

Enfin, pour la topologie EB-DR-DC, l'énergie totale consommée par le réseau correspond à :

$$E_T^{EB} = T_T \cdot (P_{A \rightarrow R}^{X_A} + P_{B \rightarrow R}^{beacon} + P_{R \rightarrow A}^{beacon} + P_{R \rightarrow B}^{X_A^*}) + P_{ent} \cdot T_{CE}. \quad (2.3.15)$$

2.3.7 Énergie globale

Dans les sections précédentes, nous avons calculé l'énergie totale pour les différentes topologies D2D étudiées. Cependant, ces calculs prennent uniquement en compte la consommation due à la transmission des données.

Afin de calculer le gain en efficacité énergétique, que ce soit pour la transmission et la réception, nous utilisons à présent le modèle de consommation d'énergie expliqué par les auteurs de [Li 15], prenant en considération à la fois la consommation liée à la transmission des données, et à la consommation des circuits (pour l'émission et pour la réception). Nous avons alors :

$$\begin{cases} E_T(b, d) = b(\delta + \beta d^\alpha) \\ E_R(b) = b\delta, \end{cases} \quad (2.3.16)$$

où $E_T(b, d)$ et $E_R(b)$ représentent respectivement la consommation d'énergie pour la transmission de données et la réception de données d'un message de b bits. δ

et β sont les paramètres liés à l'environnement de communication. Les valeurs numériques de δ et β sont données dans le tableau 2.2.

Ensuite, nous pouvons introduire les valeurs de consommation d'énergie totale E_{DC-DC} , E_{DR-DC} et $E_{EB-DR-DC}$, correspondant respectivement à la consommation totale d'énergie pour la topologie DC-DC, la consommation totale d'énergie pour la topologie DR-DC, et la consommation totale d'énergie pour la topologie EB-DR-DC. Avec b_x le nombre de bits pour les données X_A , b_b le nombre de bits pour la balise (ou beacon), d_{AB} la distance entre UA et UB, d_{AR} la distance entre UA et UR, d_{BR} la distance entre UR et UB, grâce aux équations 2.3.13, 2.3.14, 2.3.16 et 2.3.15, nous avons :

$$E_{DC-DC} = 2\delta b_x + \beta b_x (d_{AB})^\alpha + 2\delta b_b + \beta b_b (d_{AB})^\alpha, \quad (2.3.17)$$

$$E_{DR-DC} = 4\delta b_x + \beta b_x \cdot ((d_{AR})^\alpha + (d_{BR})^\alpha) + 4\delta b_b + \beta b_b ((d_{AR})^\alpha + (d_{BR})^\alpha), \quad (2.3.18)$$

$$E_{EB-DR-DC} = 2\delta(b_x(2 - \rho)) + \beta(b_x(d_{AR})^\alpha + (1 - \rho)b_x(d_{BR})^\alpha) + 4\delta b_b + \beta b_b((d_{AR})^\alpha + (d_{BR})^\alpha). \quad (2.3.19)$$

Si nous utilisons les valeurs de d_{AR} et d_{BR} comme expliqué dans l'équation 2.2.1, nous trouvons :

$$E_{DC-DC} = (b_x + b_b) (2\delta + \beta d_{AB}^\alpha), \quad (2.3.20)$$

$$E_{DR-DC} = (b_x + b_b) \cdot \left[4\delta + \beta \left((x_r^2 + d^2)^{\frac{\alpha}{2}} + ((d_{AB} - x_r)^2 + d^2)^{\frac{\alpha}{2}} \right) \right], \quad (2.3.21)$$

$$E_{EB-DR-DC} = \left((d_{AB} - x_r)^2 + d^2 \right)^{\frac{\alpha}{2}} \beta ((1 - \rho) b_x + b_b) + \left(x_r^2 + d^2 \right)^{\frac{\alpha}{2}} \beta (b_x + b_b) + 2\delta ((2 - \rho) b_x + 2b_b). \quad (2.3.22)$$

Les preuves des équations (2.3.20), (2.3.21) et (2.3.22) sont données dans l'Annexe A.2.

Table 2.2 – Paramètres de simulations

Constantes	Valeurs
α	2 ; 2.5 ; 3 ; 3.5 ; 4
β	$4 \times 10^{-10} \text{ Jm}^{-2} / \text{bit}$
δ	$0.6 \times 10^{-7} \text{ J/bit}$
C_A	15 bits/s/Hz
C_{beacon}	15 bits/s/Hz
N_0	-174 dBm/Hz
d_{AB}	200 m

Pour analyser l'énergie globale consommée pour toutes les topologies, nous proposons de calculer l'énergie consommée pour la transmission d'un bit.

En prenant $q_b = \frac{b_b}{b_x}$ et $J_\nu = \frac{E_\nu}{b_x}$ avec $\nu \in \{DC - DC, DR - DC, EB - DR - DC\}$, nous avons :

$$J_{DC-DC}(q_b, d_{AB}) = (1 + q_b) (2\delta + \beta d_{AB}^2), \quad (2.3.23)$$

$$J_{DR-DC}(q_b, d_{AB}, x_r, d) = (1 + q_b) \left[4\delta + \beta \left((x_r^2 + d^2)^{\frac{\alpha}{2}} + ((d_{AB} - x_r)^2 + d^2)^{\frac{\alpha}{2}} \right) \right], \quad (2.3.24)$$

$$J_{EB-DR-DC}(q_b, d_{AB}, x_r, d, \rho) = \left((d_{AB} - x_r)^2 + d^2 \right)^{\frac{\alpha}{2}} \beta (1 - \rho + q_b) + \left(x_r^2 + d^2 \right)^{\frac{\alpha}{2}} \beta (1 + q_b) + 2\delta (2 - \rho + 2q_b). \quad (2.3.25)$$

2.4 Identification de la « Zone Optimale de Relais »

Notre première analyse se concentre sur les zones «géographiques» où l'utilisation d'un dispositif de relai est approprié (c'est-à-dire les zones où une commutation du mode DC-DC au mode DR-DC est appropriée). Nous appelons ces zones ORA (pour « Optimum Relaying Areas »).

Afin de trouver les ORA, nous devons trouver les zones où $J_{DC-DC} > J_{DR-DC}$. Pour $\alpha = 2$, soit dans une hypothèse de champ libre, les limites correspondent à un cercle de rayon $\frac{d_{AB}}{2}$ et de centre positionné en $\left(\frac{d_{AB}}{2}, 0\right)$. Ceci peut être facilement prouvé mathématiquement en calculant $J_{CC-CC} - J_{DR-CC} = 0$, ce qui conduit à cette équation cartésienne :

$$x^2 + y^2 - d_{AB}x + \frac{\delta}{\beta} = 0. \quad (2.4.1)$$

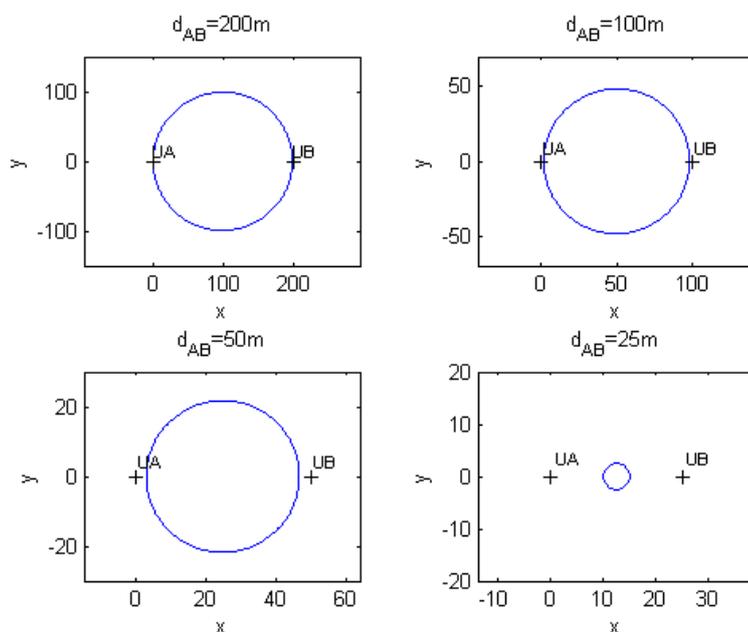


FIGURE 2.4.1 – ORA pour différentes valeurs de d_{AB} et $\alpha = 2$

Sur la figure 2.4.1, on voit clairement que si nous diminuons la valeur de d_{AB} , l'ORA devient plus petite. Nous pouvons trouver la valeur minimale de d_{AB} pour lesquels l'ORA existe. Cette valeur correspond mathématiquement à :

$$d_{AB_{min}} = 2\sqrt{\frac{\delta}{\beta}} \approx 24.49 \text{ m}. \quad (2.4.2)$$

Ainsi, dans ces conditions, pour une valeur de d_{AB} inférieure à 25 mètres, il n'est pas intéressant, d'un point de vue énergétique, d'ajouter un relais entre le device source et le device destination.

La preuve de cette solution est explicitée dans l'Annexe A.3.

Si $\alpha \neq 2$, c'est-à-dire dans le cas différent d'un champ libre, nous obtenons l'équation cartésienne d'une ellipse :

$$\left(x^2 + y^2\right)^{\frac{\alpha}{2}} + \left(y^2 + (d_{AB} - x)^2\right)^{\frac{\alpha}{2}} - d_{AB}^{\alpha} + 2\frac{\delta}{\beta} = 0. \quad (2.4.3)$$

Sur la figure 2.4.2, nous pouvons voir clairement les ellipses correspondant aux

différentes valeurs de $\alpha \neq 2$.

Les ORAs correspondent à la partie intérieure des ellipses. Ainsi, nous pouvons conclure que plus α est grand (donc moins le champ est libre), plus le ORA est vaste.

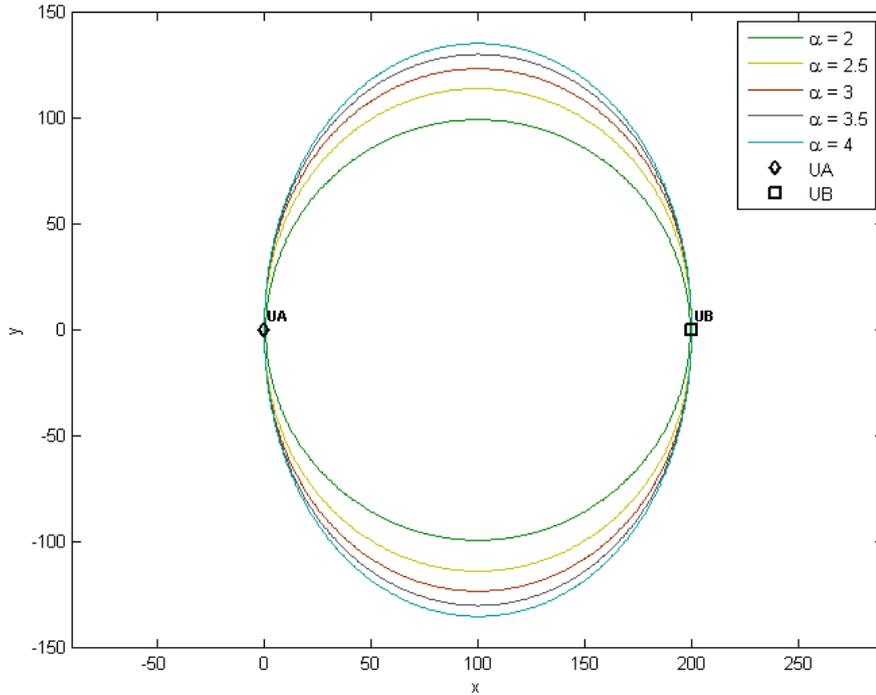


FIGURE 2.4.2 – Influence de l'environnement sur la différence entre E_{DC-DC} et E_{DR-DC}

A présent, concentrons-nous sur l'utilisation du calcul de l'entropie, et cherchons les zones où l'utilisation d'un mode EB-DR-DC est plus appropriée que le mode DC-DC.

La recherche de ces zones équivaut à la recherche des endroits où $J_{EB-DR-DC} < J_{DC-DC}$. Ceci correspond mathématiquement à chercher les solutions de l'inéquation

$$2\delta(2 - \rho) - 2\beta d_{AB}^\alpha + 2\beta(x^2 + y^2)^{\frac{\alpha}{2}} + (2 - \rho)\beta((d_{AB} - x)^2 + y^2)^{\frac{\alpha}{2}} < 0. \quad (2.4.4)$$

Cette inéquation correspond là encore à une ellipse, dont la planéité dépend des paramètres ρ et α . La figure 2.4.3 représente les limites de l'ORA (avec une topologie EB-DR-DC). Dans cette simulation, nous prenons $\alpha = 2$. Si l'on compare

les valeurs de la figure 2.4.2 (plus précisément le cercle correspondant à $\alpha = 2$) et de la figure 2.4.3, nous pouvons voir trois aspects principaux :

1. L'ORA est plus grand dans la topologie EB-DR-DC que dans la topologie DR-DC pour $\rho \geq 0.1$.
2. Nous pouvons diminuer la consommation énergétique en utilisant EB-DR-DC, même si le device relai est plus éloigné de UB que UA.
3. Pour $\rho = 0$, nous n'avons aucun réel intérêt à utiliser la topologie EB-DR-DC si UR se trouve à proximité de UA. Ceci est dû au calcul de l'entropie effectué par UR.

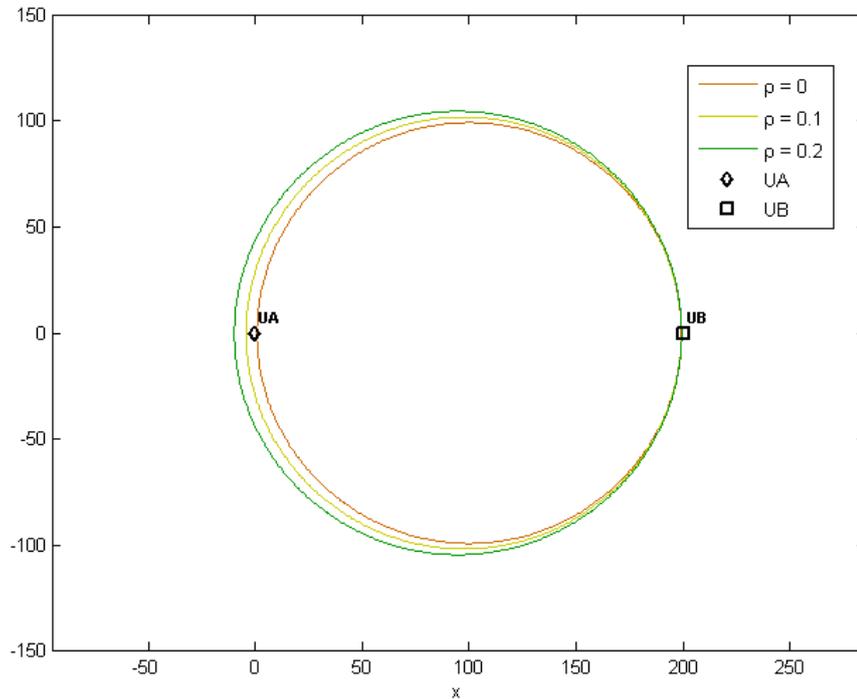


FIGURE 2.4.3 – Influence de la corrélation ρ sur la différence entre E_{DC-DC} et $E_{EB-DR-DC}$ avec $\alpha = 2$

Dans la simulation qui suit, nous allons fixer certaines valeurs en fonction des résultats de ces deux premières analyses (ces valeurs sont données dans le tableau 2.2).

Tout d'abord, nous allons fixer le rapport q_b à 1, ce qui signifie que la longueur en bits de la balise est égale à la longueur du message à envoyer. Dans un second temps, nous allons modifier ce rapport afin de voir le gain d'énergie globale dans le réseau, dans une situation plus pragmatique et pratique.

2.5 Analyse numérique avec un beacon de longueur identique à la longueur du message

2.5.1 Consommation totale d'énergie avec une variation de x_r

Afin de visualiser l'impact de l'emplacement d'UR, nous déplaçons ce dernier sur une ligne parallèle à la ligne reliant UA à UB, comme expliqué sur la figure 2.2.1.

Comme le montre la figure 2.5.1, la consommation totale d'énergie dans DC-DC est plus grande que celle dans la topologie DR-DC pour les valeurs de x_r comprise entre 3 m et 200 m. Cela peut être prouvé en calculant la différence entre J_{DC-DC} et J_{DR-DC} . De la même manière, la consommation totale d'énergie en topologie DC-DC est plus grande que celle de la topologie EB-DR-DC pour des valeurs de x_r comprise entre -4 m et 200 m. Notons qu'une valeur négative de x_r signifie que UA est plus proche de UB que UR l'est de UB. Par suite, nous pouvons conclure que si nous avons besoin d'optimiser la consommation énergétique totale de l'ensemble du réseau dans EB-DR-DC, nous pouvons placer UA plus proche de UB que ne l'est UR.

De plus, nous pouvons voir sur cette figure que la topologie EB-DR-DC est plus intéressante en termes de consommation d'énergie que DR-DC, pour toutes les valeurs de x_r . Nous pouvons le prouver mathématiquement, comme suit (la preuve de cette équation est décrite dans l'Annexe A.4) :

$$J_{DR-DC} - J_{EB-DR-DC} = \rho\beta \left((d_{AB} - x_r)^2 + d^2 \right)^{\frac{\alpha}{2}} - 2\delta (2 - \rho + 2q_b) > 0. \quad (2.5.1)$$

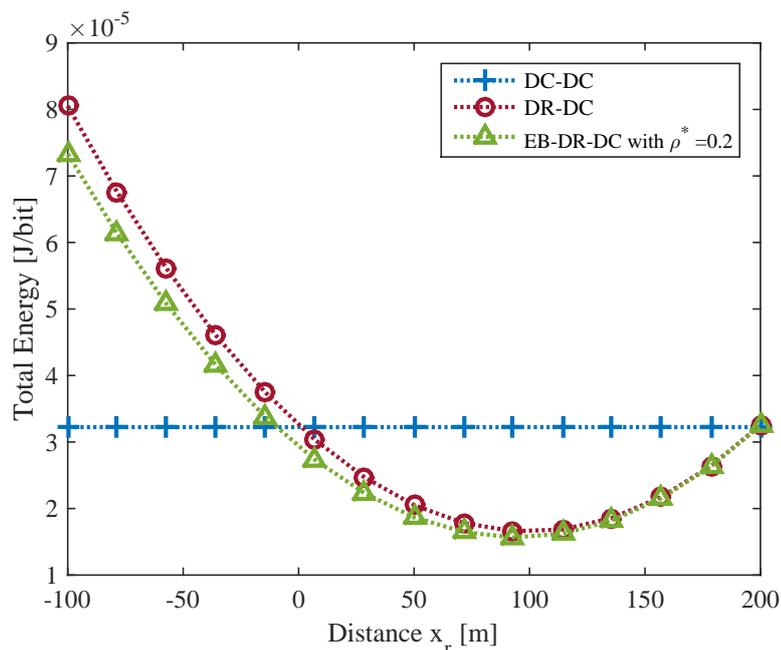


FIGURE 2.5.1 – Consommation totale d'énergie pour les topologies DC-DC, DR-DC et EB-DR-DC avec $\rho = 0.2$ en faisant varier x_r

2.5.2 Consommation totale d'énergie en faisant varier d_{AB}

Dans la figure 2.5.2, nous faisons varier la distance AB entre 0 et 200 m. En effet, nous supposons que 200 m est une distance raisonnable pour les communications D2D. Pour ce cas, nous avons pris $x_r = 40$ m et $d = 5$ m. Il apparaît que pour $d_{AB} \in [0, 84]$, la topologie DC-DC est plus intéressante que toutes les autres en terme d'efficacité énergétique. Lorsque $d_{AB} \geq 84$ m, la topologie DC-DC est plus consommatrice d'énergie que les autres topologies. Dans tous les cas, la topologies EB-DR-DC consomme moins d'énergie que la topologie DR-DC. Nous pouvons également noter que pour les deux topologies DR-DC et EB-DR-DC, la consommation globale d'énergie est d'abord décroissante, atteignant un minimum local à 84 m, puis croît jusqu'à la valeur maximale de d_{AB} .

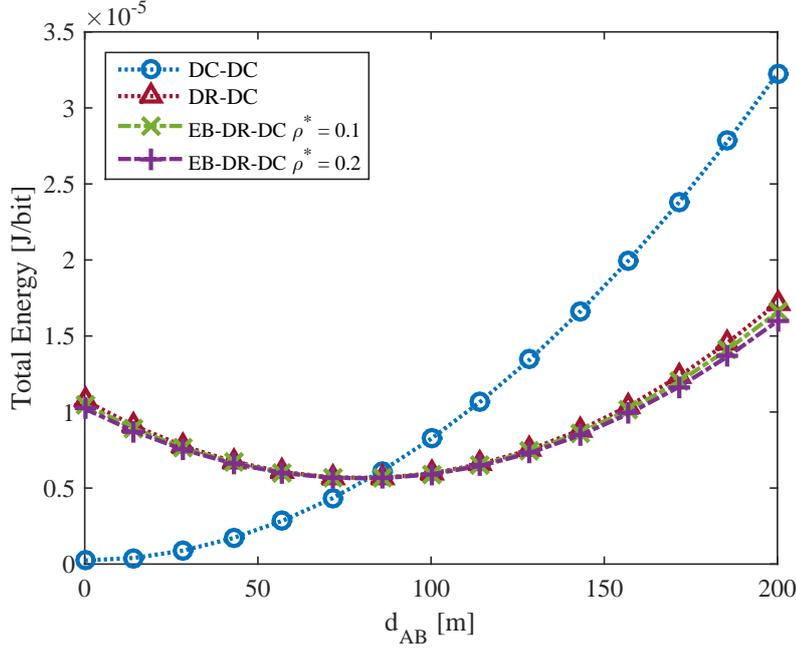


FIGURE 2.5.2 – Consommation totale d’énergie pour les topologies DC-DC, DR-DC et EB-DR-DC en faisant varier d_{AB}

2.5.3 Différences de consommation d’énergie pour toutes les topologies

Dans la figure 2.5.3, nous calculons la différence (en dB) entre toutes les topologies, telles que décrites dans la section 2.3.7. Pour cette analyse numérique, nous avons introduit les valeurs Ω_{12} , Ω_{13} et Ω_{23} comme suit :

$$\begin{cases} \Omega_{12} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{J_{DC-DC}}{J_{DR-DC}} \right) & [\text{dB}] \\ \Omega_{13} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{J_{DC-DC}}{J_{EB-DR-DC}} \right) & [\text{dB}] \\ \Omega_{23} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{J_{DR-DC}}{J_{EB-DR-DC}} \right) & [\text{dB}] \end{cases} \quad (2.5.2)$$

Nous pouvons voir que pour $x_r = 92$ m, nous avons un gain 3.1 dB en consommation d’énergie entre les topologies EB-DR-DC ($\rho = 0, 2$) et DC-DC. Comme nous l’avons vu à la figure 2.5.1, pour une grande partie de la distance entre UA et UB, il est beaucoup plus intéressant d’utiliser soit la topologie DR-DC, soit la topologie EB-DR-DC. Néanmoins, le calcul de la différence entre DR-DC et EB-DR-DC (Ω_{23}) indique que la seconde est toujours moins consommatrice d’énergie, mais plus UR est proche de UB, plus cette différence diminue. En effet, $\Omega_{23} < 0$, 1 quand $x_r > 131$ m. A partir de cette distance, nous considérons que le relai doit

être effectué avec une topologie DR-DC.

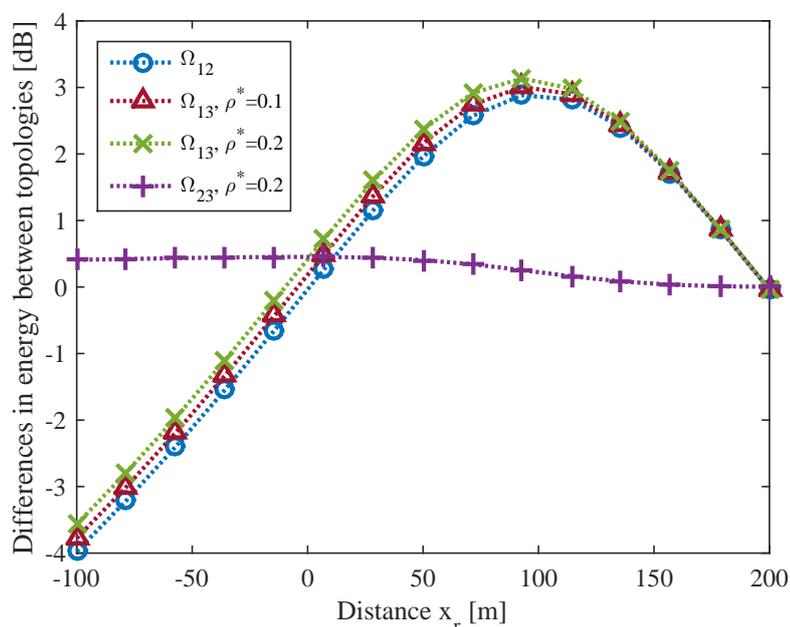


FIGURE 2.5.3 – Différences des consommations totales énergétiques pour les topologies DC-DC, DR-DC et EB-DR-DC en faisant varier la valeur de x_r ($d = 5m$)

2.6 Analyse numérique avec variation de la longueur du beacon

2.6.1 Consommation énergétique totale avec variation de x_r

La figure 2.6.1 montre la variation de la consommation d'énergie pour l'ensemble du réseau, avec les trois topologies différentes, et $q_b = 1$, $q_b = 0,1$ et $q_b = 0,001$. Rappelons que q_b correspond au rapport entre la longueur du beacon et la longueur des données envoyées par le device source ($q_b = \frac{b_b}{b_x}$).

Nous pouvons voir deux choses intéressantes grâce à cette simulation :

1. plus q_b est petit, moins nous consommons d'énergie par bit transmis dans l'ensemble du réseau, pour toutes les topologies. Avec une grande valeur de b_x , nous tendons vers la limite quand q_b tend vers zéro. Nous traiterons ce cas dans la section 2.6.2.

2. plus q_b est petit, plus UR peut être éloigné de UB dans une topologie de relai, afin d'épargner de l'énergie par rapport à la topologie directe (DC-DC). Ceci

peut être vu, par exemple, sur la figure 2.6.1, pour EB-DR-DC, avec $\rho = 0,2$ et $q_b = 0,001$. En effet, l'énergie consommée dans EB-DR-DC est inférieure à celle pour DC-DC entre la -20 et 200 m (nous avons -4m à 200m pour $q_b = 1$ - cf section 2.5.1 -).

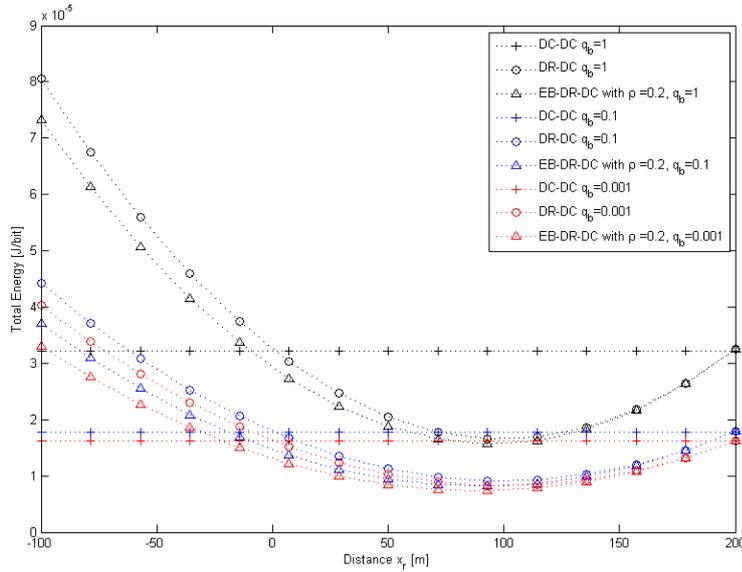


FIGURE 2.6.1 – Consommation énergétique totale pour les topologies DC-DC, DR-DC et EB-DR-DC et en faisant varier x_r , avec $\rho = 0.2$, $q_b = 1$, $q_b = 0.1$ et $q_b = 0.001$

2.6.2 Différences de consommations énergétiques pour toutes les topologies

Concentrons-nous sur la différence de consommation d'énergie entre toutes les topologies, avec des valeurs différentes de q_b .

Tout d'abord, grâce aux équations 2.3.23 et 2.3.24, on peut dire que Ω_{12} est identique quel que soit q_b , vu que le rapport $\frac{J_{DC-DC}}{J_{DR-DC}}$ ne dépend pas de la valeur de q_b .

La figure 2.6.2 montre graphiquement les différences Ω_{13} et Ω_{23} en dB, correspondant respectivement à la différence entre les topologies DC-DC et EB-DR-DC, et la différence entre les topologies DR-DC et EB-DR-DC. Nous avons décidé de montrer ces deux différences pour $q_b = 1$, $q_b = 0,1$ et $q_b = 0,001$, c'est-à-dire avec une longueur décroissante de la longueur de la balise, par rapport à la longueur des données.

Nous voyons clairement sur cette figure que plus q_b est petit, plus le gain en énergie est grand. Dans la réalité, la longueur de la balise sera beaucoup plus petite que la longueur des données. L'utilisation d'un dispositif de relai, comme nous en parlons dans ce document, va jouer un grand rôle dans la diminution de la consommation d'énergie à l'intérieur d'un réseau 1-hop (et donc, dans un réseau classique).

Néanmoins, les valeurs de Ω_{13} ont tendance à atteindre une limite qui est donnée par l'équation 2.6.1.

$$\lim_{q_b \rightarrow 0} (\Omega_{13}) = 10 \log_{10} \left(\frac{2\delta + \beta d_{AB}^2}{(1 - \rho) \left((d_{AB} - x_r)^2 + d^2 \right)^{\frac{\alpha}{2}} + \beta (x_r^2 + d^2)^{\frac{\alpha}{2}} + 2\delta (2 - \rho)} \right). \quad (2.6.1)$$

Numériquement, avec les valeurs indiquées dans le tableau 2.2, nous avons $\lim_{q_b \rightarrow 0} (\Omega_{13}) = 3.407$ pour $x_r = 92.86$ m. Dans notre simulation, pour $q_b = 0,001$, i.e. si $b_x = 1000 \cdot b_b$, nous avons $\Omega_{13} = 3.406$ pour $x_r = 92.86$ m, ce qui signifie que nous avons presque atteint la valeur limite. Les différences pour des valeurs de q_b plus petites que 0,001 seront donc très proches de celles que nous avons trouvé dans la figure 2.6.1.

Enfin, nous voyons que nous atteignons la limite de 0,1 dB pour Ω_{23} avec UR plus loin de UB que UA avec une valeur plus faible de q_b . Physiquement, cela est dû au fait que l'énergie nécessaire pour le calcul de l'entropie est corrélée à l'énergie nécessaire pour transmettre les données issues de l'entropie.

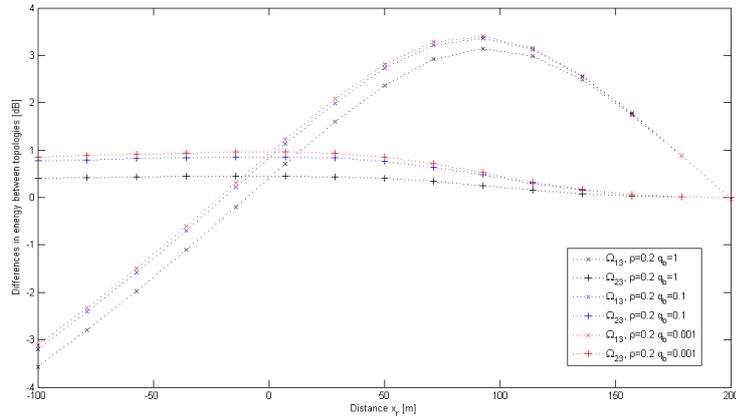


FIGURE 2.6.2 – Différences de consommations totales énergétiques pour les topologies DC-DC, DR-DC et EB-DR-DC en faisant varier x_r , avec $d=5\text{m}$ et $q_b = 1$, $q_b = 0.1$ et $q_b = 0.001$

2.6.3 Choix de topologie en fonction de x_r

D'après les résultats que nous avons dans les paragraphes précédents, nous proposons un algorithme de choix qui peut réduire considérablement la consommation d'énergie pour un réseau de D2D 1-hop. L'algorithme peut être exprimé comme suit :

Etape1 Si $\Omega_{12} > 0$ dB et $\Omega_{13} > 0$ dB , aller à l'étape 2. Sinon, utiliser la topologie DC-DC.

Etape2 Si $\Omega_{23} > 0.1$ dB, utiliser la topologie EB-DR-DC. Sinon, utiliser la topologie DR-DC.

Cet algorithme permet de :

1. réduire la consommation globale d'énergie
2. réduire la consommation des appareils (vu que le relai ne devra pas toujours calculer l'entropie, et donc ne consommera pas toujours l'énergie pour ce processus).

2.7 Utilisation de relais dans un réseau dégradé avec création de clusters à l'aide d'un algorithme Fuzzy C-Means

Avant propos

Dans les section précédentes de ce chapitre, nous avons étudié l'impact de l'ajout d'un device relais au sein d'un réseau simple de deux devices. Les résultats de nos travaux nous mènent à la conclusion que cet ajout est d'un intérêt certain en terme d'efficacité énergétique. Nous nous proposons à présent de nous intéresser à un réseau D2D dans une cellule, avec un nombre beaucoup plus important de devices, et ce dans un cas d'étude particulier.

Dans de nombreuses situations de catastrophe, les victimes et les organisations de protection publique et de secours aux sinistrés sont incapables d'utiliser leurs dispositifs de communication [Nishiyama 14], car les infrastructures du réseau sont détruites ou sévèrement dégradées. Certaines recherches proposent de déployer une infrastructure d'urgence, fournissant un réseau cellulaire typique [Munir 16, Ali 16, Babun 15, Hunukumbure 13, Goratti 13]. Les communications Device-to-Device (D2D) sont considérées comme une nouvelle technologie prometteuse pour contrebalancer le manque de réseau dans ce cas particulier. Ces communications sont basées sur la proximité entre les utilisateurs, ce qui permet de réduire l'utilisation de la batterie pour les communications directes à courte distance [Agiwal 16] (direct D2D). Le relais d'informations peut également être utilisé dans le D2D. Un dispositif de relai peut être utilisé pour les communications D2D d'un périphérique vers un autre périphérique, ou d'un périphérique vers une station de base (BS) [Gupta 15].

2.7.1 Travaux antérieurs

De nombreux cas d'utilisations et d'éventuelles innovations sont proposés pour les communications D2D, notamment l'utilisation des communications D2D en cas d'urgence et l'amélioration de l'efficacité énergétique des liaisons D2D à l'aide de relais ou de clustering.

Dans [Goratti 13], [Ali 16] et [Hunukumbure 13], les auteurs proposent des protocoles D2D pour les applications de sécurité publique, basés sur des communications directes D2D. Les schémas de relais dans les communications D2D sont étudiés dans de nombreux articles, comme dans [Munir 16] (relayer les processus avec récupération d'énergie), [Nishiyama 14] (systèmes de réseaux de communication D2D multi-hop dans les situations de catastrophe), [Babun 15] (communications multi-hop D2D permettant d'étendre virtuellement la couverture d'une BS)

et [Lu 14] (extension des communications D2D de sous-couche aux situations de sécurité publique). Dans [Lu 14], les auteurs proposent et comparent des schémas de regroupement pour les communications D2D dans les réseaux cellulaires en cas de catastrophe.

De nouveaux schémas de clustering sont exposés dans la littérature, en tenant compte des stratégies de coopération des utilisateurs pour minimiser la consommation électrique moyenne et garantir un débit de données élevé [Choi 14], des approches de sélection en tête de cluster [Cao 14] ou des Fuzzy C-Means avec un alignement des interférences (IA) [Elkotby 12]. Dans notre travail, nous proposons d'utiliser l'approche ultérieure, basée sur les Fuzzy C-Means.

Les modèles de regroupements (ou clustering) sont des outils très efficaces pour approcher les systèmes non linéaires (NLS) [Hellendoorn 97]. Les techniques de clustering Fuzzy [Gustafson 78] sont basées sur l'approximation d'un NLS par les modèles linéaires locaux de Takagi-Sugeno, où chaque modèle est représenté par un "cluster" [Abonyi 02]. Le nombre de clusters dépend des applications et des performances requises. Plusieurs méthodes de regroupement sont proposées dans la littérature, comme le modèle Takagi-Sugeno, le modèle Gustafson-Kessel [Gustafson 78], le modèle Gath-Geva [Gath 89] ou encore le Fuzzy-C-Means [Bezdek 81].

2.7.2 Problématique et modèle

2.7.2.1 Problématique

Nous nous concentrons sur l'analyse énergétique et spectrale d'un réseau compatible D2D (D2D-e) en cas de manque de ressources radio. Ce manque de ressources radio est dû à des pics d'activité soudains ou à la destruction des infrastructures du réseau (en cas d'évènement majeur tel qu'un séisme par exemple).

Dans ce cas, il est essentiel de redéployer un réseau pour

1. permettre aux organisations de sécurité publique ou de protection publique et de secours [Goratti 13] de communiquer dans la zone sinistrée et
2. permettre aux utilisateurs de zone à communiquer. Pour atténuer la perte des infrastructures de réseau, un ballon (montgolfière par exemple) portant une BS (appelé Aerial-eNode B ou A-eNB) est soulevé à la situation géographique de l'ancienne BS détruite. Ce ballon est connecté au réseau central via une liaison back-haul sans fil vers une station de base terrestre typique ou vers un satellite.

L'A-eNB est autonome en termes d'allocation de ressources radio au sein de sa cellule. Nous verrons dans les sections suivantes deux types de schémas d'allocation de ressources radio : le système d'allocation cellulaire uniquement (CoA) (section 2.7.4) et le système d'allocation D2D en clusters (CD2DA) (Section 2.7.5). En

CoA, toutes les communications se font en mode cellulaire, sans relais. Dans cette configuration, tous les appareils communiquent directement avec la BS, ce qui peut impliquer une grande quantité d'interférences. En CD2DA, le spectre est divisé en deux parties : une partie est allouée aux liaisons cellulaires typiques, et l'autre partie est dédiée aux communications D2D. Les dispositifs cellulaires sont choisis selon un algorithme Fuzzy C-Means et agissent comme des nœuds relais : les équipements restants (dispositifs D2D) communiquent directement avec les dispositifs cellulaires et leurs données sont transférées instantanément vers la BS par les dispositifs cellulaires.

2.7.2.2 Modèle

Déploiement des UEs

Dans notre travail, nous considérons une macrocellule (MC), avec un rayon r correspondant à la couverture de la BS qui est située au centre de la MC. Nous considérons que la BS émet uniformément et l'exposant de perte de trajet α est similaire pour chaque direction, ce qui conduit à une zone de couverture circulaire. Nous modélisons les équipements utilisateurs (UE) dans le réseau cellulaire sous la forme d'un Processus Poisson Point (PPP) homogène Φ_D avec une densité λ_D .

Partage du spectre et sélection du mode

Nous considérons que les communications cellulaires et D2D utilisent le spectre cellulaire de la liaison montante. Les ressources du spectre LTE sont allouées à une granularité de blocs de ressources (RB) [Ma 15b]. Le nombre de RB est noté N_{RB} . Chaque RB a une bande passante de W_{RB} (en kHz). On attribue à chaque UE un RB (considérant que les données transmises sont très petites).

2.7.3 Métriques

Les paramètres de simulation sont décrits dans le tableau 2.3.

Efficacité énergétique

Nous proposons de mettre l'accent sur l'efficacité énergétique. En effet en cas d'évènement majeur tel qu'un tremblement de terre, la fourniture d'énergie électrique peut être fortement diminuée voire interrompue. Ainsi, nous cherchons à voir si notre solution pourrait augmenter l'efficacité énergétique de l'ensemble du réseau (et ensuite diminuer la consommation d'énergie moyenne des appareils).¹

1. Notons que dans cette partie nous considérons que l'énergie liée à la consommation du circuit est négligeable par rapport aux énergies de transmission.

Nous supposons que l'amplitude du signal transmis s'atténue avec la distance d selon la loi de puissance $d^{-\alpha}$. Nous considérons l'inversion de canal dans notre travail. Par suite, si la puissance reçue P_r au niveau du dispositif récepteur i est égale à 1, la puissance requise P_t pour l'émetteur situé à une distance l de l'appareil récepteur est $P_t = l^\alpha$. Notons que dans toute cette étude, nous supposons que la sensibilité des appareils est fixée à -90 dBm.

La première mesure de performance est la puissance d'émission moyenne \bar{P}_t définie comme suit :

$$\bar{P}_t = \mathbb{E}(P_t). \quad (2.7.1)$$

Interférences

Deuxièmement, nous proposons d'analyser l'impact des interférences dans les deux configurations. Cet impact est montré par le rapport signal-à-interférence-plus-bruit (SINR). Le SINR du i -ème appareil peut être écrit comme suit

$$\text{SINR}_i = \frac{P_{u,i}}{I_i + P_{N,i}}, \quad (2.7.2)$$

où $P_{u,i}$, I_i et $P_{N,i} = N_0 W_{RB}$ (avec $N_0 = -174$ dBm/Hz - densité spectrale du bruit -) désignent la puissance du signal de la liaison typique reçue par l'UE i , la puissance totale des interférences provenant de tous les autres émetteurs et la puissance du bruit sur le i -ème dispositif, respectivement. Notons que la puissance du bruit peut être considérée comme très négligeable par rapport à la puissance des interférences.

La deuxième mesure de performance est le SINR moyen noté $\overline{\text{SINR}}$ et défini comme suit :

$$\overline{\text{SINR}} = \mathbb{E}(\text{SINR}_i). \quad (2.7.3)$$

Table 2.3 – Paramètres de Simulations

Densité des UEs λ_D	$500 \times (\pi 500^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$
Rayon de la macrocellule r	500 m
Exposant de perte de trajet α	3
Sensibilité des UEs ζ_{UE}	-90 dBm
Itérations Fuzzy C-Means	10 et 100
Largeur de bande d'un RB W_{RB}	180 KHz

2.7.4 Allocation cellulaire

Dans la configuration CoA (Cellular-only Allocation) montrée sur la figure 2.7.1, toutes les communications se produisent dans le spectre de liaison montante cellulaire. Nous considérons que tous les appareils sont connectés à la BS. Par suite, plusieurs UE peuvent utiliser le même RB (si le nombre de RB est plus petit que le nombre de dispositifs), ce qui implique l'apparition inévitable d'interférences intra-bande. Notons que la quantité d'interférences est fonction de la densité des périphériques λ_D à l'intérieur de la MC.

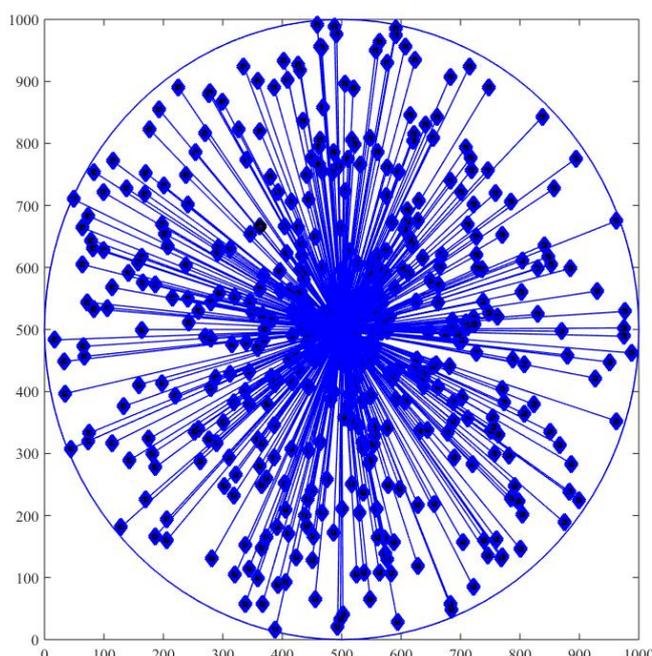


Figure 2.7.1 – Illustration du modèle de réseau pour la configuration CoA. Les diamants bleus sont les UE et les lignes bleues représentent les liens cellulaires

En CoA, il est possible de trouver mathématiquement les valeurs moyennes de la puissance d'émission \overline{P}_t et $\overline{\text{SINR}}$.

Dans la configuration CoA, la valeur moyenne de la puissance d'émission peut être exprimée comme suit (avec $\alpha \in \mathbb{N}$) :

$$\overline{P}_t = \frac{1}{\alpha + 1} r^\alpha. \quad (2.7.4)$$

D'après (2.7.1), nous avons

$$\bar{P}_t = \mathbb{E}(P_t) = \mathbb{E}(d^\alpha) = m_\alpha = \frac{1}{\alpha + 1} \sum_{i=0}^{\alpha} r^i,$$

où m_α dénote le α -ième moment de la distribution uniforme de d , avec $d \in [0; r]$.

Dans la configuration CoA, la valeur moyenne du SINR peut être exprimée comme suit (avec $\alpha \in \mathbb{N}$) :

$$\overline{\text{SINR}} = \frac{N_{RB}}{\lambda \pi r^2}. \quad (2.7.5)$$

D'après (2.7.2), nous avons

$$\overline{\text{SINR}} = \frac{P_{u,i}}{I_i + P_{N,i}} = \frac{1}{I_i} = \frac{N_{RB}}{N_D},$$

où $N_D = \lambda_D \pi r^2$ indique le nombre total d'appareils.

Numériquement, pour $\alpha = 3$, $\bar{P}_t = 14.9$ dBm et $\overline{\text{SINR}} = -10$ dB.

2.7.5 Allocation D2D en cluster

Dans la suite de l'étude, cette configuration est notée CD2DA (pour la configuration de l'allocation D2D en cluster).

2.7.5.1 Formation de clusters de relais D2D

Dans cette configuration, les appareils sont placés selon un PPP Φ_D , comme dans la configuration CoA. Les appareils sont géographiquement divisés en groupes de périphériques appelés clusters, grâce à un algorithme de clustering Fuzzy C-Means. Cet algorithme est intéressant dans notre cas car c'est une méthode robuste et flexible pour gérer des positions naturelles vagues et incertaines [Elkotby 12]. Le Fuzzy C-Means consiste en l'association de chaque point de données à un cluster, en fonction des degrés d'appartenance pour chaque cluster. Le Fuzzy C-Means est en fait basé sur la minimisation de la fonction objectif suivante [Bezdek 81] :

$$J_m = \sum_{i=1}^D \sum_{j=1}^{N_C} \mu_{ij}^m \|x_i - c_j\|^2, \quad (2.7.6)$$

où D , N_C , m , x_i , c_j et μ_{ij} représentent le nombre de points de données, le nombre de clusters, l'exposant de la matrice de partition, la position du i -ème point de données, le centre du j -ème cluster (noté centroïde) et le degré d'appartenance de x_i dans le j -ème cluster, respectivement. Ainsi, l'algorithme Fuzzy C-Means implique

le calcul des centroïdes des clusters et l'allocation des points aux centroïdes, grâce à la distance euclidienne. En conséquence, les clusters sont des formes sphériques et approximativement de la même taille.

Après avoir trouvé les centroïdes des clusters, nous trouvons le dispositif le plus proche de chaque centroïde. Ces dispositifs sont appelés "dispositifs centroïdes" dans la suite et sont directement connectés à la BS via une liaison cellulaire. Les autres appareils sont connectés à leur dispositif centroïde relatif via une liaison D2D. La partition de spectre et le schéma de relais sont décrits dans la Section 2.7.5.2. Le réseau D2D-e en cluster est représenté sur la figure 2.7.2.

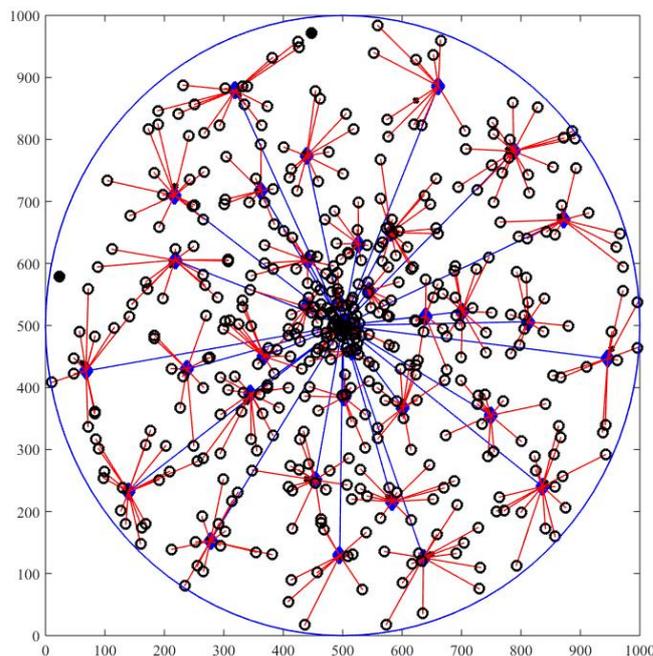


Figure 2.7.2 – Illustration du modèle de réseau pour la configuration CD2DA. Les losanges bleus, les cercles blancs, les lignes bleues, les lignes rouges et les cercles noirs représentent les dispositifs centroïdes, les dispositifs D2D, les liaisons cellulaires, les liaisons D2D et les dispositifs non connectés

2.7.5.2 Attribution du spectre et relais

Le spectre cellulaire est divisé en deux parties distinctes : une partition η est alloué aux connexions cellulaires (les périphériques centroïdes communiquent avec la BS), et la partition $1 - \eta$ est dédié aux liens D2D (les périphériques D2D sont uniquement liés à leur centroïde D2D relatif). Notons que dans tous les clusters,

chaque RB ne peut être utilisé qu'une seule fois (ce qui conduit à un nombre maximum de périphériques dans un cluster). Par conséquent, nous avons

$$\begin{cases} N_{RB}^{(c)} &= \eta \cdot N_{RB} = N_C, \\ N_{RB}^{(d)} &= (1 - \eta) \cdot N_{RB}, \end{cases}$$

où $N_{RB}^{(c)}$, $N_{RB}^{(d)}$ et N_C indiquent le nombre de RB alloués aux communications cellulaires, le nombre de RB alloués aux communications D2D et le nombre total de clusters, respectivement.

2.7.5.3 Ratio de « trous » dus au Fuzzy C-Means

Le regroupement en Fuzzy C-Means conduit à des "trous" dans le réseau, comme le montre la figure 2.7.3. Les "trous" correspondent à des dispositifs qui ne peuvent être liés à aucun dispositif centroïde et ne font donc partie d'aucun groupe. La raison principale de ce nombre relativement important de "trous" (plus de 36% du nombre total d'appareils dans la zone pour $\eta = 0.1$) est liée au nombre maximum d'itérations utilisées dans l'algorithme Fuzzy C-Means. Nous avons fixé cette valeur à 10 et à 100 itérations, afin de ne pas avoir un système trop complexe : cette valeur est, selon nous, tout à fait raisonnable en termes de complexité de calcul. Bien sûr, ajouter deux ou trois fois plus d'itérations conduirait à un meilleur résultat en termes de "trous" (c'est-à-dire moins de trous, et une plus grande quantité de dispositifs liés aux dispositifs cellulaires centroïdes), mais la complexité du système serait augmentée. Pratiquement, nous pensons qu'il serait plus intéressant de faire un compromis entre la quantité de "trous" et la partition du spectre pour un nombre donné d'itérations de Fuzzy C-Means que de faire un ajustement sur le nombre d'itérations. De plus, nous pensons que le ratio de "trous" est acceptable à partir de 0,05. En termes d'efficacité énergétique (et d'apparition de "trous"), on peut conclure que la partition spectrale optimale η est située entre 0,3 et 0,9 pour 100 itérations.

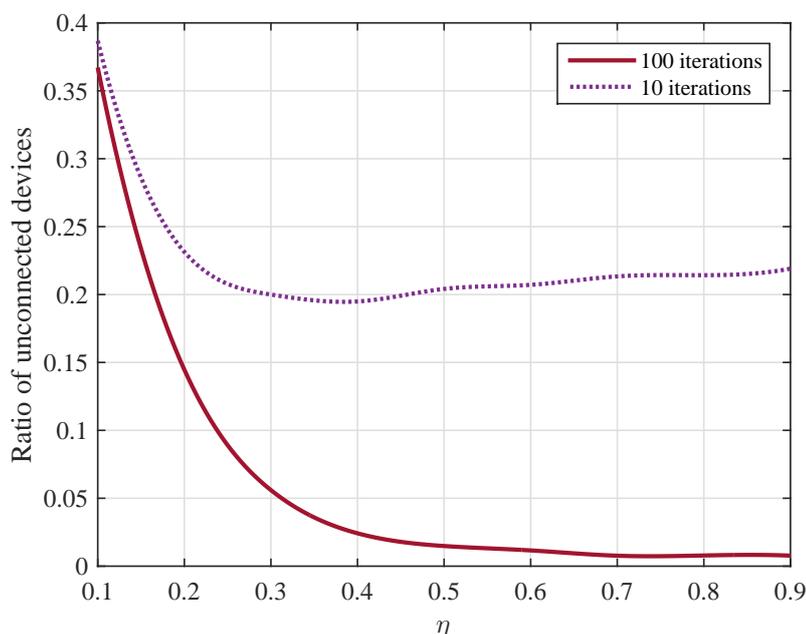


Figure 2.7.3 – Ratio de "trous" dans la configuration CD2DA par rapport à la partition de spectre η

Dans la suite de nos travaux, nous prendrons la valeur du nombre d'itérations fixée à 100.

2.7.5.4 Énergie consommée

La puissance de transmission moyenne des dispositifs dans les deux configurations CoA et CD2DA par rapport à la partition de spectre est représentée sur la figure 2.7.4. Comme prévu, la puissance d'émission moyenne dans CoA est toujours de 14,9 dBm. Nous pouvons voir que l'utilisation de la configuration CD2DA augmente fortement l'efficacité énergétique, quelle que soit la partition du spectre. En effet, pour $\eta = 0.1$ (c'est-à-dire que 10% du spectre typique est utilisé pour la mise en cluster cellulaire), la puissance d'émission moyenne est de -0,54 dBm, et pour $\eta = 0.9$, la puissance d'émission moyenne est de 4,44 dBm, c'est-à-dire plus de 10 dBm de moins qu'en CoA. Nous pouvons également voir que la puissance d'émission moyenne augmente avec η . Cette augmentation est due au fait que le nombre de dispositifs cellulaires (c'est-à-dire les dispositifs centroïdes) augmente. Cependant, la taille des clusters diminue et la puissance moyenne des périphériques D2D dans les clusters diminue. Mais l'impact de la transmission cellulaire sur la consommation globale d'énergie est plus prépondérante, comparée aux économies d'énergie des liaisons D2D. A partir de ces résultats, nous pouvons dire que le

clustering présente un grand intérêt en termes d'économie d'énergie, en particulier dans le cas d'utilisation en situations de catastrophe.

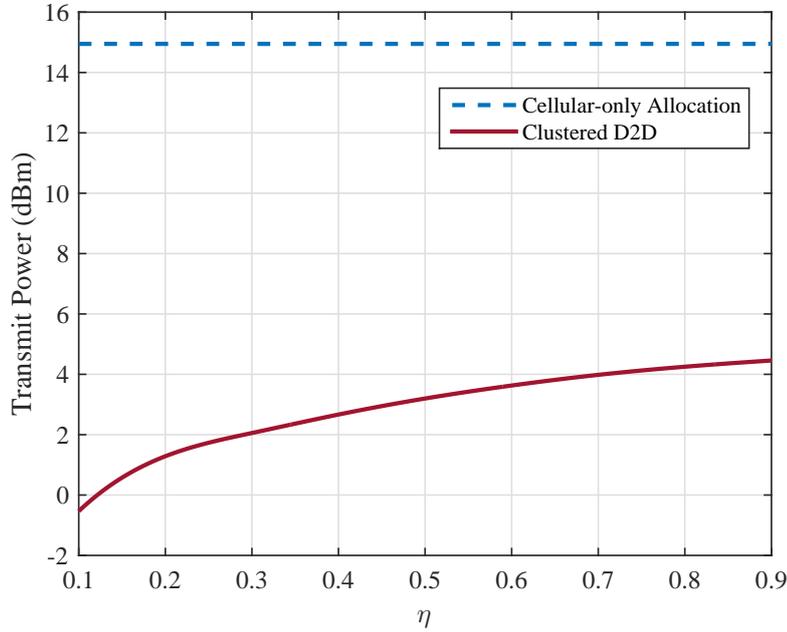


Figure 2.7.4 – Puissance d'émission moyenne des dispositifs dans les configurations CoA et CD2DA par rapport à la partition de spectre η

2.7.5.5 Interférences

La figure 2.7.5 montre l'évolution du SINR moyen par rapport à la partition de spectre η . A première vue, on peut facilement dire que l'utilisation de CD2DA est plus intéressante que le CoA en termes d'efficacité spectrale, pour toutes les valeurs de η . En effet, le gain minimum en SINR moyen entre CoA et CD2DA est de 3.8 dB pour $\eta = 0.9$, et le gain maximum est de 7.2 dB pour $\eta \approx 0.5$ (cette différence est également claire en termes de capacité de canal).

La figure 2.7.5 montre la présence d'une valeur optimale de η pour lequel le SINR et la capacité atteignent une valeur maximale. Il est assez évident de voir que si η augmente, le SINR diminue. En effet, si η augmente, le nombre de RB alloués aux communications cellulaires augmente, puis le nombre de clusters augmente également. Ainsi, selon la définition de l'algorithme Fuzzy C-Means, la taille des clusters est décroissante. Malgré le fait que les clusters sont plus petits (et donc les puissances moyennes de transmission sont plus faibles, comme expliqué dans la Section 2.7.5.4), les centroïdes des clusters sont plus proches les uns des autres.

Ainsi, l'impact des signaux interférents provenant d'autres clusters est plus important qu'avec un plus petit η (c'est-à-dire avec des centroïdes plus éloignés), ce qui est dû, dans ce cas, à la proximité de dispositifs centroïdes.

Au contraire, si η diminue, le nombre de RB alloués aux communications cellulaires diminue, alors le nombre de clusters diminue et les clusters sont plus grands. Malgré le fait que les centroïdes des clusters sont plus éloignés, la puissance d'émission moyenne des dispositifs D2D augmente. Par suite, l'impact des signaux interférents d'autres clusters est plus tangible qu'avec un plus grand η (c'est-à-dire avec des clusters plus petits), qui dans ce cas est dû à la puissance d'émission moyenne des dispositifs D2D.

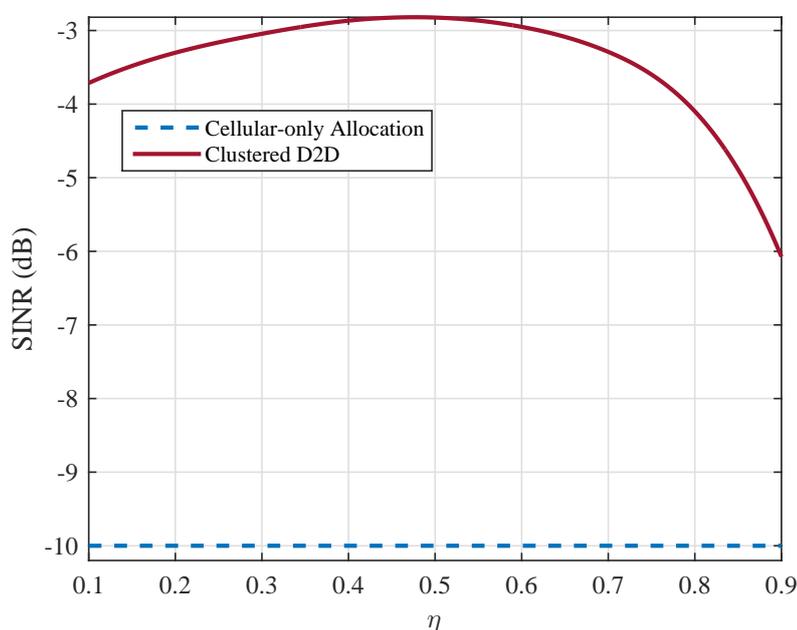


Figure 2.7.5 – SINR moyen par rapport à la partition de spectre η pour les configurations CoA et CD2DA

Par suite, un compromis est évidemment nécessaire entre

1. la taille des clusters et
2. la puissance d'émission moyenne des dispositifs D2D.

La figure 2.7.5 permet de conclure que la valeur optimale de η en termes d'efficacité spectrale est atteinte pour $\eta_{opt} = 0.48$. Pour cette valeur, le rapport SINR est de -2,9 dB et la capacité du canal est d'environ 105 kbits/s.

2.8 Conclusions

Ce chapitre, axé sur l'optimisation de la consommation d'énergie de liens D2D avec relais et l'optimisation énergétique d'un réseau dans le cas de catastrophes naturelles, nous a permis d'appréhender les consommations énergétiques au sein de réseaux D2D et d'introduire la notion d'interférences.

Grâce à des calculs théoriques de puissance et de la consommation d'énergie, que ce soit pour l'ensemble du réseau ou pour les appareils seuls, nous avons prouvé que l'ajout d'un dispositif de relais peut être intéressant en terme d'efficacité énergétique. Sur la base de l'analyse des résultats de la simulation, nous avons montré que l'utilisation de relais basé sur l'entropie peut, de manière encore plus efficace, réduire la consommation d'énergie de l'ensemble du réseau (et du dispositif d'émission). Cet ajout de calcul d'entropie dans la transmission des données est basée sur le fait que les communications D2D sont vouées à être utilisées dans des zones géographiques restreintes. Ainsi, nous pouvons supposer que les données envoyées par chaque périphérique situé dans une zone donnée sont proches les unes des autres. De plus, nous avons montré que le choix de chaque topologie est en rapport à la fois avec le dispositif de relais, et les données à transmettre. Même si la topologie EB-DR-DC est toujours inférieure à DR-DC en terme d'énergie consommée, il pourrait être, dans certains endroits, plus intéressant d'utiliser la topologie DR-DC, afin de ne pas consommer de l'énergie pour le calcul de l'entropie.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons présenté deux schémas de communication sans fil qui pourraient être implémentés dans des situations de catastrophe : l'allocation cellulaire conventionnelle (CoA) et l'allocation D2D en cluster (CD2DA). Nous avons prouvé que l'utilisation de D2D en cluster présente un grand intérêt dans le cas de situations de catastrophes naturelles. En effet, l'efficacité énergétique et l'efficacité spectrale sont toutes deux très largement améliorées par rapport au CoA. Le CD2DA permet d'atténuer d'au moins 10 dB la puissance d'émission moyenne. Néanmoins, nous préférons optimiser la partition de spectre dans CD2DA par rapport au SINR. Par suite, la partition de spectre cellulaire optimale correspond à une valeur de $\eta = 0.48$ pour lequel le SINR est de -2,9 dB, la capacité du canal est de 105 kbits/s et la puissance d'émission moyenne est de 2,6 dBm. Comparée aux communications cellulaires typiques, cette configuration permet à de nombreux périphériques de communiquer simultanément.

Il nous paraît donc à présent primordial d'étendre nos travaux à un réseau cellulaire complet, intégrant des communications D2D. Nous nous proposons, dans le chapitre suivant, de simuler et d'analyser le comportement spectral et énergétique d'un réseau D2D-e, à l'aide d'outils mathématiques puissants et de métriques particulières que nous prendrons le soin d'introduire.

Chapitre 3

Analyse de communications D2D au sein des réseaux cellulaires

Sommaire

3.1	Small-scale fading	67
3.1.1	Caractérisation du small-scale fading	67
3.1.2	Modèles statistiques de canaux d'évanouissement	69
3.2	Introduction à la géométrie stochastique	70
3.2.1	Définition et utilisation	70
3.2.2	Modélisation des réseaux cellulaires D2D	71
3.2.3	Caractérisation des interférences	74
3.3	Métriques de performance en géométrie stochastique pour les télécommunications	74
3.3.1	Probabilité de couverture	75
3.3.2	Probabilité de perte	77
3.3.3	Débit.	77
3.3.4	Efficacité énergétique	77
3.4	Modèles et partages de spectre étudiés	78
3.4.1	Modèle de Réseau	78
3.4.2	Partages de spectre.	80
3.5	Analyses spectrales des différents types de communications D2D	80
3.5.1	Méthodologie d'analyse stochastique	80
3.5.2	Underlay Inband Uplink	81
3.5.3	Underlay Inband Downlink	88
3.5.4	Overlay Inband (Uplink et Downlink)	91
3.5.5	Outband (Uplink et Downlink).	92

3.5.6	Récapitulatif des analyses spectrales pour les communications D2D.	95
3.6	Comparaison du Overlay Inband et du Outband	96
3.6.1	Comparaison du SINR	96
3.6.2	Comparaison des débits.	97
3.7	Discussion sur les distances entre émetteur et récepteur D2D .	99
3.8	Conclusions	101

EN termes de partage de spectre, les communications D2D sont principalement proposées pour utiliser tout le spectre cellulaire (c'est-à-dire l'Underlay Inband D2D) [Asadi 14]. Néanmoins, afin d'éviter les interférences entre les communications typiques et D2D, certains travaux proposent de dédier une partie du spectre cellulaire pour la communication D2D (Overlay Inband D2D) [Afzal 16, Liu 15a]. Une autre approche basée sur des bandes non licenciées pour le D2D (c'est-à-dire Outband D2D) est également considérée [Al-Hourani 14]. La contribution principale de ce chapitre est de comparer les communications Overlay Inband et Outband D2D en termes de rapport signal sur interférences plus bruit (SINR) et de débits de données.

La complexité des réseaux cellulaires 5G, impliquant une hétérogénéité à la fois dans les grandeurs de cellules et dans les types de communications, requiert des outils de modélisation mathématique à la fois puissants et appropriés. Pour ce faire, une discipline relativement jeune des mathématiques a été introduite récemment dans les réseaux cellulaires : la géométrie stochastique. La plupart des travaux sur les réseaux D2D (D2D-e) utilisent la géométrie stochastique pour analyser les interférences, le partage du spectre et d'autres caractéristiques [Haenggi 09]. En particulier, l'utilisation de processus ponctuels tels que les Processus Poisson Point (PPP) est substantielle. Dans [Lin 14b], les auteurs introduisent un modèle empirique et analytique d'un réseau D2D-e, et démontrent les calculs de SINR liés à leur modèle de PPP marqué. Les auteurs de [Afzal 16] adaptent les résultats de [Lin 14b] au modèle de propagation 3GPP. Dans [Sakr 15], les auteurs utilisent la géométrie stochastique pour valider les nouvelles politiques d'accès au spectre qui sont destinées à réduire les interférences.

Nous nous proposons dans ce chapitre d'introduire les outils mathématiques liés à la géométrie stochastique. Ces outils nous seront utiles dans les chapitres suivants pour les calculs théoriques des métriques qui nous intéressent. Ce chapitre a fait l'objet d'une présentation lors du GdR ISIS du CNRS en Novembre 2017 : [Chevillon 17b].

3.1 Small-scale fading

3.1.1 Caractérisation du small-scale fading

Si l'on transmet une impulsion extrêmement courte, sur un canal multiple variable dans le temps, le signal reçu peut apparaître comme un train d'impulsions, comme le montre la figure 3.1.1. Par conséquent, une caractéristique d'un milieu à trajets multiples est l'étalement du temps introduit dans le signal qui est transmis à travers le canal.

Une deuxième caractéristique est liée aux variations temporelles dans la struc-

ture du milieu. En raison de ces variations temporelles, la nature du trajet multiple varie avec le temps. Autrement dit, si nous répétons encore et encore l'expérience de sondage par impulsions, nous observerons des changements dans le train d'impulsions reçu, qui comprendront des changements dans les amplitudes des impulsions individuelles, des changements dans les délais relatifs entre les impulsions, et, souvent, les changements dans le nombre d'impulsions observées dans le train d'impulsions reçu, comme indiqué à la figure 3.1.1. De plus, les variations de temps semblent imprévisibles pour l'utilisateur de la chaîne. Par conséquent, il est raisonnable de caractériser statistiquement le canal à trajets multiples variant dans le temps.

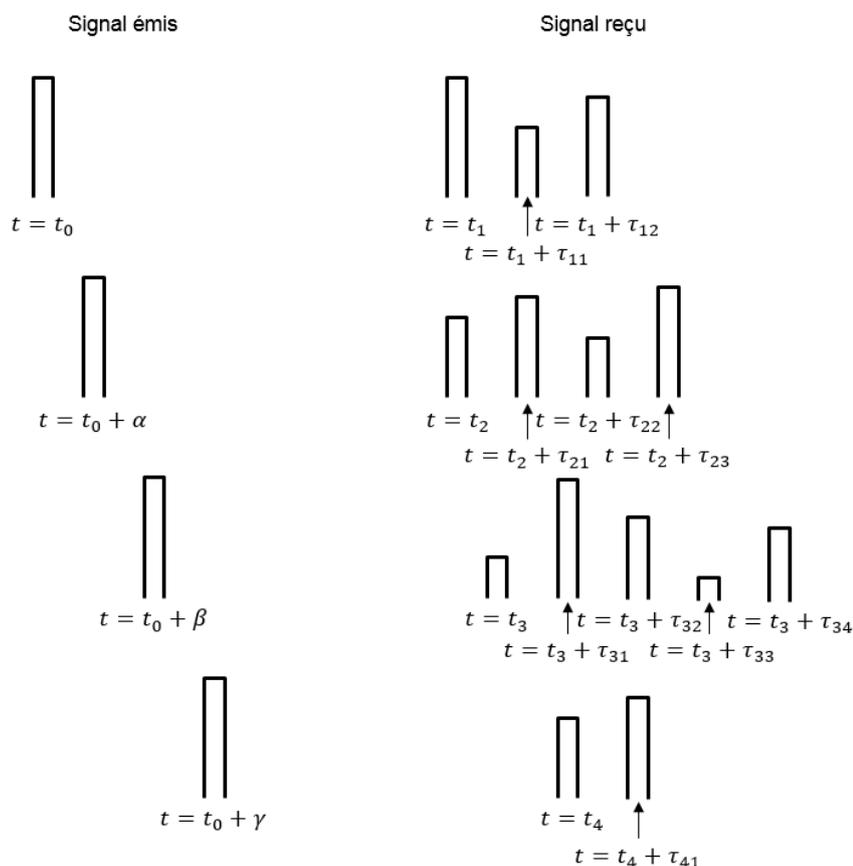


Figure 3.1.1 – Processus temporels des transmissions en topologie DC-DC

3.1.2 Modèles statistiques de canaux d'évanouissement

3.1.2.1 Modèle de Rayleigh

Plusieurs distributions de probabilités peuvent être envisagées pour modéliser les caractéristiques statistiques du canal à évanouissements. Quand il y a un grand nombre de diffuseurs dans le canal qui contribuent au signal reçu, l'application du théorème limite central conduit à un modèle de processus Gaussien pour la réponse impulsionnelle du canal. Si le processus a une moyenne nulle, alors l'enveloppe de la réponse du canal à tout instant a une distribution de probabilité de Rayleigh et la phase est uniformément distribuée dans l'intervalle $(0, 2\pi)$, avec une densité de probabilité

$$p(r) = \frac{2r}{\Omega} e^{-\frac{r^2}{\Omega}}, \quad r \geq 0 \quad (3.1.1)$$

où $\Omega = \mathbb{E}(R^2)$.

C'est là que l'on observe que la distribution de Rayleigh est caractérisée par le seul paramètre $\mathbb{E}(R^2)$.

Le modèle de Rayleigh est utilisé pour modéliser le canal dans le cas de communications standards LTE [Goratti 13, Andrews 16]. Nous utiliserons ce modèle dans les Chapitres 3 et 4.

3.1.2.2 Modèle de Nakagami-m

Un autre modèle statistique pour l'enveloppe de la réponse de canal est la distribution de Nakagami- m donnée par la densité de probabilité suivante [Proakis 14] :

$$p(x) = \begin{cases} \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m x^{2m-1} e^{-mx^2/\Omega} & x > 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (3.1.2)$$

Contrairement à la distribution de Rayleigh qui a un seul paramètre, la distribution Nakagami- m est caractérisée par deux paramètres, impliquant le paramètre m et le second moment $\Omega = \mathbb{E}(R^2)$. En conséquence, cette distribution fournit plus de flexibilité et de précision pour faire correspondre les statistiques de signal observées. La distribution de Nakagami- m peut être utilisée pour modéliser des conditions de canal à évanouissements plus ou moins sévères que la distribution de Rayleigh, et elle inclut la distribution de Rayleigh comme cas spécial (pour $m = 1$).

Le modèle de Rayleigh ne correspondant pas à la modélisation du canal pour des bandes de fréquences au-dessus de 6 GHz [Andrews 17, Turgut 17], le modèle de Nakagami sera utilisé dans la suite de nos travaux pour l'utilisation d'ondes millimétriques dans le Chapitre 4 (notamment parce que la liaison implique le plus

souvent un trajet direct).

3.1.2.3 Modèle de Rice

La distribution de Rice est également une distribution à deux paramètres. Elle peut être exprimée comme suit [Proakis 14] :

$$p(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} I_0 \left(\frac{sx}{\sigma^2} \right)^m e^{-\frac{x^2+s^2}{2\sigma^2}} & x > 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (3.1.3)$$

où les paramètres sont $s = \sqrt{m_1^2 + m_2^2}$, $I_0(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \left(\frac{x^k}{2^k k!} \right)$, et σ^2 , où s^2 est appelé le paramètre de non-centralité dans la distribution de khi-deux équivalente. Il représente la puissance dans les composantes du signal non-évanoui, parfois appelées composantes spéculaires, du signal reçu.

3.2 Introduction à la géométrie stochastique

3.2.1 Définition et utilisation

Dans l'étude de réseaux cellulaires, et plus particulièrement de réseaux 5G intégrant des connections D2D, les phénomènes aléatoires étudiés sont :

- les positions des utilisateurs,
- les connections entre appareils (types de connections, puissances de transmission,...),
- les interférences entre les différents utilisateurs et stations de base.

Nous allons voir que la principale métrique étudiée dans nos travaux correspond aux interférences entre utilisateurs et stations de base [Stoyan 95].

La géométrie stochastique est utilisée dans de nombreux autres domaines que les télécommunications tels que la musique [Xenakis 93] ou encore la finance [Borovkova 06, Prigent 03]. Dans les années 1950, Iannis Xenakis se base sur la théorie des probabilités pour composer de nombreuses œuvres reconnues dans le milieu de la musique contemporaine, sous le nom de « musique stochastique » [Xenakis 93]. En finance, le phénomène aléatoire correspond à la fluctuation d'un cours boursier, qui lui même dépend de conditions extérieures (évolution du marché, cours de matières premières,...), comme explicité dans les travaux de Helyette Geman [Borovkova 06] ou Jean-Luc Prigent [Prigent 03].

Les ouvrages fondateurs de la géométrie stochastique pour les télécommunications sont [Baccelli 09a] et [Haenggi 08]. Cette nouvelle science n'est à notre connaissance pas encore très répandue dans les recherches actuelles sur le territoire

français, mais tend à devenir une base nécessaire à la modélisation de réseaux cellulaires, notamment avec l'intégration de nouveaux types de communications comme le D2D.

3.2.2 Modélisation des réseaux cellulaires D2D

3.2.2.1 Modélisation spatiale

Comme son nom l'indique, la géométrie stochastique se base sur l'étude de modèles spatiaux aléatoires. Ces modèles spatiaux peuvent être mis en place sur des espaces à N dimensions (i.e. \mathbb{R}^N). Cependant, dans nos travaux, nous nous focaliserons sur un espace à 2 dimensions x et y (i.e. \mathbb{R}^2).

L'aspect aléatoire du modèle réside dans la répartition spatiale des utilisateurs et des stations de base.

La modélisation des réseaux cellulaires, et des réseaux D2D, représente un point important des travaux actuels de recherche. Comme expliqué dans [Morlot 14], les réseaux cellulaires et D2D peuvent être modélisés de manière proche de la réalité à l'aide de modèles géométriques stochastiques. Dans la littérature, nombreux sont les papiers utilisant ces méthodes afin de visualiser, et d'appliquer numériquement les résultats théoriques de leurs recherches. On peut, entre autres, voir cette modélisation dans les papiers [Sakr 15, Ganti 12, Ma 15a, Al-Shalash 13, Liu 13, Wang 15].

Modélisation spatiale des UE

De plus, les positions statiques des utilisateurs des réseaux cellulaires et D2D peuvent être représentées à l'aide de processus ponctuels tels que les Processus Poisson-Point (PPP), comme, entre autres, dans les papiers [Ding 14, Sakr 15, Ma 15a, Li 15, Sheng 15, Ulukus 15]. On affine une valeur λ au processus, correspondant à la valeur moyenne, relative à la densité moyenne de population au sein d'un espace fermé. A noter que la distribution des SINR au sein d'un espace est dérivée de ces processus. Les figures 3.2.1 et 3.2.2 montrent graphiquement une modélisation d'un réseau cellulaire et d'un réseau D2D utilisant un PPP. Dans ce cas précis, deux processus ont été initiés : un processus, avec une densité λ_C , pour les utilisateurs du réseau cellulaire, et un autre processus, avec une densité λ_D , pour les utilisateurs du réseau D2D.

D'autres processus sont parfois utilisés, comme le MHC (Matern Hardcore Point), utilisé dans [Al-Shalash 13]. Cependant, dans un souci de concision, nous ne proposerons que le modèle PPP dans ce manuscrit.

Modélisation spatiale des BS

Dans la littérature, la position des BS suit deux modèles différents.

Dans un premier temps, les BS sont placées suivant un modèle hexagonal, comme montré dans la figure 3.2.1, et utilisé notamment dans [Lin 14b]. Dans ce modèle, tout l'espace \mathbb{R}^2 est maillé suivant un plan hexagonal, où la couverture de chaque BS forme un hexagone. L'avantage de ce modèle est la relative simplicité pour pouvoir créer le réseau. Cependant, ce maillage n'est pas représentatif de la réalité, notamment dans le cas de réseaux hétérogènes, et amène donc des erreurs en termes de couverture de cellules, et de surcroît, de calcul de SINR.

D'autres travaux comme [ElSawy 16] préfèrent utiliser un PPP afin de modéliser la position des BS. A partir de la position des BS, les zones de couvertures de chaque BS est identifiée en utilisant des cellules de Voronoi, comme le montre la figure 3.2.2. Ce modèle, beaucoup plus réaliste que le modèle hexagonal, permet de surcroît de faciliter les calculs des métriques stochastiques associées aux communications D2D.

Nous nous proposons, dans la suite de notre étude, de nous focaliser uniquement sur un modèle de Voronoi pour la position des BS.

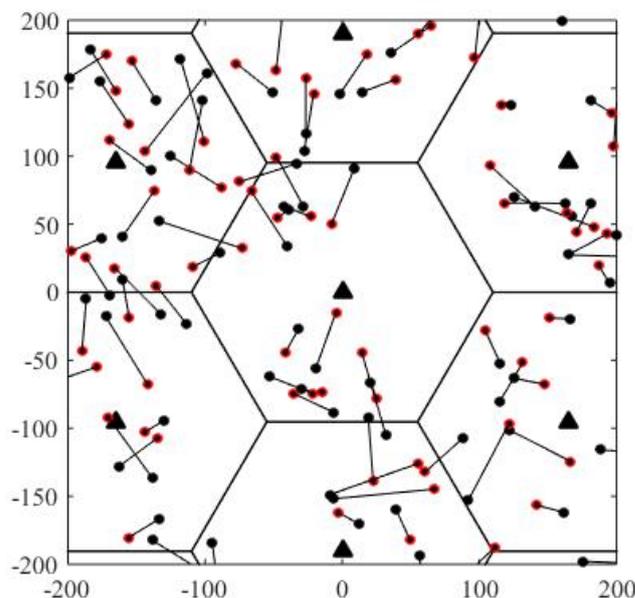


FIGURE 3.2.1 – Modélisation spatiale d'un réseau avec des cellules hexagonales

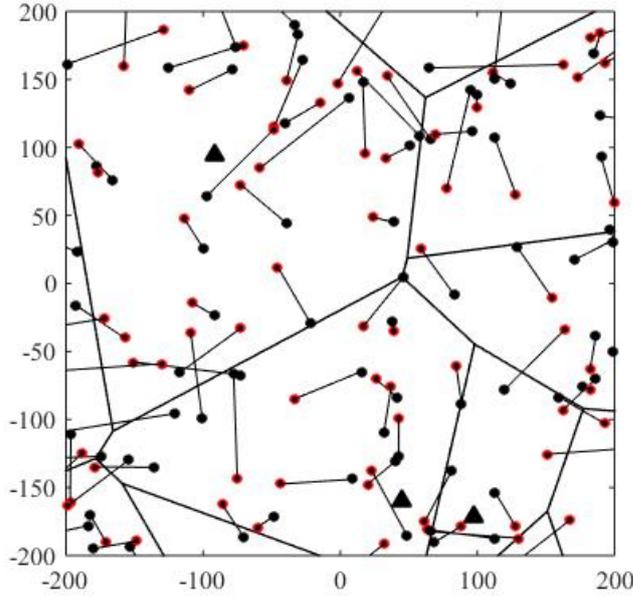


FIGURE 3.2.2 – Modélisation spatiale d'un réseau avec des cellules de Voronoi

3.2.2.2 Le Processus Poisson Point marqué

Un PPP est un processus spatial aléatoire et fini de points dans \mathbb{R}^2 . Chaque élément du PPP représente la localisation de cet élément (ou point), à l'intérieur de l'espace considéré (dans notre cas \mathbb{R}^2). Les PPP peuvent être marqués ou non-marqués. On parle de PPP marqués lorsque chaque élément du PPP contient des informations autres que la position des points. Nous utiliserons tout au long de nos travaux différents PPP marqués :

- un PPP pour les utilisateurs nommé Φ_U ,
- un PPP pour les stations de base nommé Φ_B .

Nous pouvons ainsi modéliser les utilisateurs par le PPP suivant :

$$\Phi_U = \{(X_i, \delta_i, L_i, P_i)\}, \quad (3.2.1)$$

où $\{X_i\}$, $\{\delta_i\}$, $\{L_i\}$ et $\{P_i\}$ représentent respectivement les positions des utilisateurs, le type de communications des UEs, la longueur du lien D2D de chaque UE, et la puissance de transmission de chaque UE. Nous reviendrons plus tard sur les calculs associés à la longueur des liens D2D et à la puissance d'envoi.

3.2.3 Caractérisation des interférences

Nous nous intéresserons principalement dans la plupart de nos travaux à la quantité cumulée d'interférences. A un point o donné, cette quantité est donnée par [Haenggi 08] :

$$I_{agg}(o) = \sum_{x \in \mathcal{T}} P_x h_x l(\|o - x\|), \quad (3.2.2)$$

où $\mathcal{T} \subset \mathbb{R}^2$ représente l'ensemble des nœuds interférants en émission, P_x la puissance d'émission du nœud x , h_x le coefficient d'évanouissement (fading) et l la fonction de path loss, supposée dépendre uniquement de la distance $\|o - x\|$ du nœud x au point o . Notons que dans la suite de nos travaux, nous admettrons que la perte due au trajet est fonction de la longueur du chemin, d'une constante A et de l'exposant de perte de trajet α (α pouvant avoir plusieurs valeur en fonction du chemin - cf Chapitre 4) :

$$l(\|y - x\|) = A(\|y - x\|)^{-\alpha}. \quad (3.2.3)$$

Dans la suite de ce chapitre, nous noterons $\Phi_{I_{agg}}$ l'ensemble des appareils créant des interférences sur le dispositif étudié. L'une de nos premières étapes d'analyse consistera à caractériser de manière exacte l'ensemble $\Phi_{I_{agg}}$ en fonction des différentes configurations du réseau.

3.3 Métriques de performance en géométrie stochastique pour les télécommunications

Par définition, le rapport signal sur interférences plus bruit (SINR) est défini comme le rapport entre la puissance utile d'un lien P_u et la somme de la puissance reçue des interférences $P_{I_{agg}}$ et du bruit σ^2 :

$$\text{SINR} = \frac{P_u}{P_{I_{agg}} + \sigma^2}. \quad (3.3.1)$$

Le SINR sur le i -ème dispositif peut s'écrire

$$\text{SINR}_i = \frac{P_{u,i}}{P_{I_{agg},i} + P_{N,i}}, \quad (3.3.2)$$

où

$$\begin{cases} P_{u,i} = P_i L_i^{-\alpha} h_i^2, \\ P_{I_{agg,i}} = \sum_{k=1}^K \sum_{j \in \mathcal{M}_k} P_j |L_{ij}|^{-\alpha} h_{i \leftarrow j}^2, \\ P_{N,i} = N_o B_w \end{cases} \quad (3.3.3)$$

où $P_{u,i}$ désigne la puissance du signal de liaison reçu par l'UE i ou la BS i , avec P_i , L_i et h_i représentant respectivement la puissance du i -ème émetteur, la distance entre le i -ème émetteur et le i -ème récepteur et l'évanouissement de canal. $P_{agg,i}$ désigne la puissance totale des interférences provenant de tous les autres émetteurs. K indique le nombre de types d'interférents hétérogènes (c'est-à-dire, les unités CUE dans le cas de l'overlay D2D en bande, et les unités DUE dans le cas de D2D Outband). \mathcal{M}_k désigne l'ensemble du k -ième type d'interférents. Par ailleurs, P_j et $h_{i \leftarrow j}$ désignent la puissance et l'évanouissement du canal de l'émetteur j vers le récepteur i . De plus, $|L_{i,j}|$ indique la distance entre le j -ème émetteur et le i -ème récepteur. $P_{N,i}$ désigne la puissance du bruit sur le i -ème dispositif, avec $N_0 = -174$ dBm/Hz la densité spectrale de puissance de bruit et $B_w = 1$ MHz la bande passante du signal. Nous supposons que les évanouissements sont indépendants de l'espace.

Subséquentement, le SINR pour le i -ème récepteur peut être exprimé comme suit :

$$\text{SINR}_i = \frac{P_i L_i^{-\alpha} h_i^2}{\sum_{k=1}^K \sum_{j \in \mathcal{M}_k} P_j |L_{ij}|^{-\alpha} h_{i \leftarrow j}^2 + N_o B_w}. \quad (3.3.4)$$

Nous considérons une **inversion du canal**. Dans cette configuration, la puissance émise compense l'atténuation du canal. En d'autres termes, $P_i = L_i^\alpha$, d'où $P_{u,i} = h_i^2$. Le rapport signal sur bruit (SNR - Signal to Noise Ratio) défini comme la puissance moyenne du signal reçu normalisée par la puissance de bruit [Lin 14b] est exprimé comme suit (pour le i -ème UE ou BS) :

$$\text{SNR}_i = \frac{P_i L_i^{-\alpha}}{N_o B_w}, \quad (3.3.5)$$

et donc $P_{N,i} = \frac{1}{\text{SNR}_i}$. Notons que nous considérons que la puissance du bruit est similaire pour chaque périphérique (c'est-à-dire $P_{N,i} = P_N, \forall i$).

3.3.1 Probabilité de couverture

Il est impossible de calculer le SINR de manière statistique en géométrie stochastique [Baccelli 09b]. Afin de le caractériser, nous utilisons donc la probabilité de couverture.

La probabilité de couverture $\mathcal{C}(\Psi)$ est définie comme la probabilité que le SINR

soit supérieur à un seuil Ψ :

$$\mathcal{C}(\Psi) = \mathbb{P}(\text{SINR} > \Psi). \quad (3.3.6)$$

La probabilité de couverture correspond donc précisément au CCDF du SINR, et donc décrit la fraction d'utilisateurs qui vont atteindre un SINR supérieur à Ψ dans le réseau. A noter que cette fraction est une moyenne sur le temps, et sur l'espace.

Par suite,

$$\begin{aligned} \mathcal{C}(\Psi) &= \mathbb{P}(\text{SINR} > \Psi) \\ &= \mathbb{P}\left(\frac{P_u}{P_{I_{agg}} + \sigma^2} > \Psi\right) \\ &= \mathbb{P}\left(P_u > \Psi(P_{I_{agg}} + \sigma^2)\right) \end{aligned} \quad (3.3.7)$$

3.3.1.1 Probabilités de couverture avec un canal de Rayleigh

Dans le cas d'un canal de Rayleigh, le small scale fading h_i est modélisé comme une variable suivant une loi de Rayleigh. Ainsi, le small scale fading au carré (correspondant au produit du small scale fading en émission et en réception) suit une loi exponentielle :

$$h_i^2 \sim \text{Exp}(1) \quad (3.3.8)$$

Par suite, la probabilité de couverture peut être obtenue relativement simplement en calculant la fonction génératrice du moment.

De plus, dans le cas d'une inversion de canal, on sait que $P_u = h_i^2$.

Par conséquent,

$$\begin{aligned} \mathcal{C}(\Psi) &= \mathbb{P}\left(h_i^2 > \Psi(P_{I_{agg}} + \sigma^2)\right) \\ &= \mathbb{E}\left(\exp\left(-\Psi(P_{I_{agg}} + \sigma^2)\right)\right) \\ &= e^{-\Psi\sigma^2} \mathbb{E}\left(\exp\left(-\Psi P_{I_{agg}}\right)\right) \\ &= e^{-\Psi\sigma^2} \mathcal{L}_{I_{agg}}(\Psi). \end{aligned} \quad (3.3.9)$$

Il nous est donc nécessaire de calculer la transformée de Laplace des interférences agrégées.

3.3.2 Probabilité de perte

La probabilité de perte $\mathcal{O}(\Psi)$ est définie comme la probabilité que le SINR soit inférieur à un seuil Ψ :

$$\mathcal{O}(\Psi) = \mathbb{P}(\text{SINR} < \Psi) = 1 - \mathcal{C}(\Psi). \quad (3.3.10)$$

La probabilité de perte correspond donc précisément au CDF du SINR, et donc décrit la fraction d'utilisateurs qui auront un SINR inférieur à Ψ dans le réseau.

3.3.3 Débit

Nous définissons l'efficacité spectrale R d'un lien comme suit [ElSawy 17]:

$$R = \mathbb{E}[\Delta \log(1 + \text{SINR})] \quad (3.3.11)$$

où Δ indique les ressources de temps et de fréquence auxquelles accède le lien étudié. Nous pouvons donc définir l'efficacité spectrale de cette manière :

$$R = \Delta \int_0^\infty \frac{\mathbb{P}(\text{SINR} \geq \Psi)}{1 + \Psi} d\Psi \quad (3.3.12)$$

Par suite, pour une partition de spectre η , le débit normalisé T est égal à R multiplié par la ressource spectrale disponible η . Ainsi, le débit normalisé peut être défini comme suit :

$$T = \eta R = \eta \Delta \int_0^\infty \frac{\mathbb{P}(\text{SINR} \geq \Psi)}{1 + \Psi} d\Psi \quad (3.3.13)$$

3.3.4 Efficacité énergétique

3.3.4.1 Modèle de consommation de puissance

On peut modéliser la consommation totale de puissance d'un élément de type $k \in \{B, D, U, C\}$ (BS, CUE ou DUE) $P_{tot,k}$ en utilisant une approximation linéaire comme suit :

$$P_{tot,k} = P_{0,k} + \Delta_k P_k, \quad (3.3.14)$$

où $P_{0,k}$ représente la consommation de puissance statique due au traitement du signal notamment, $\frac{1}{\Delta_k}$ représente l'efficacité de l'amplificateur de puissance, et P_k correspond à la puissance de transmission. On peut alors définir la consommation moyenne de puissance par unité d'aire pour les éléments de type k comme suit :

$$P_{avg,k} = \lambda_k (P_{0,k} + \Delta_k P_k). \quad (3.3.15)$$

3.3.4.2 Efficacité spectrale par unité d'aire

L'efficacité spectrale par unité d'aire pour des éléments de type k τ_k peut être définie comme le produit du débit et de la densité d'éléments de même type. Ainsi,

$$\tau_k = \lambda_k \mathcal{C}_k(\Psi_k) \log_2(1 + \Psi_k). \quad (3.3.16)$$

3.3.4.3 Efficacité énergétique

Par suite, on peut définir l'efficacité énergétique comme le quotient entre l'efficacité spectrale totale par unité d'aire et la consommation moyenne de puissance du réseau :

$$EE = \frac{\sum_{k=1}^K \tau_k}{\sum_{k=1}^K P_{avg,k}} = \frac{\sum_{k=1}^K \lambda_k \mathcal{C}_k(\Psi_k) \log_2(1 + \Psi_k)}{\sum_{k=1}^K \lambda_k (P_{0,k} + \Delta_k P_k)}. \quad (3.3.17)$$

Cette métrique s'exprime en bps/Hz/W.

3.4 Modèles et partages de spectre étudiés

3.4.1 Modèle de Réseau

3.4.1.1 Stations de Base

Nous considérons un système hybride comprenant à la fois des communications cellulaires et D2D. Comme évoqué dans la Section 3.2.2.1, toutes les BS sont placées selon un Processus Poisson-Point (PPP) avec une densité λ_B . L'ensemble de BS forme une mosaïque de Voronoi, où les cellules de Voronoï construites à partir du PPP correspondent aux régions de couverture des BS. Chaque BS cartographie ses données utilisateur à l'aide d'une constellation de puissance unitaire bidimensionnelle générale S avec M symboles, désignés par s_m , où $m = 1, 2, 3, \dots, M$, tel que $\mathbb{E}\{|s_m|^2\} = 1$. Tous les symboles qui sont envoyés aux BS sont modulés sur la même fréquence porteuse. Notons que pour une station de base, un seul périphérique communique avec la station de base. Ceci implique que toutes les interférences envoyées par une BS proviennent des dispositifs communiquant avec d'autres BS.

3.4.1.2 Equipements utilisateurs

Les équipements utilisateurs (UE) sont modélisés par un PPP marqué de manière indépendante

$$\Phi_U = \{(X_i, \delta_i, L_i, P_i)\}, \quad (3.4.1)$$

où $\{X_i\}$, $\{\delta_i\}$, $\{L_i\}$ et $\{P_i\}$ désignent les ensembles des emplacements des UE, le type de communications pour les UE, la longueur des liaisons radio D2D (c'est-à-dire la distance entre l'émetteur et le récepteur) et la puissance d'émission des UE, respectivement.

Positions

Les éléments de $\{X_i\}$ sont placés selon un PPP non marqué dans $\Phi \in \mathbb{R}^2$ avec une densité λ_U .

Communication D2D potentielle

Les éléments de $\{\delta_i\}$ sont supposés être des variables aléatoires de Bernoulli avec $\mathbb{P}(\delta_i = 1) = q$. Si $\delta_i = 1$, l'UE i est considéré comme un UE communiquant potentiellement en D2D (appelé DUE), sinon, c'est un UE cellulaire (appelé CUE).

Longueur du lien D2D

Les éléments de $\{L_i\}$ sont supposés être distribués avec une distribution de Rayleigh avec une fonction de distribution (PDF) donnée par

$$f_L(x) = 2\pi\xi x e^{-\xi\pi x^2}, \quad (3.4.2)$$

où ξ indique le paramètre de distance D2D.¹

Sélection du mode

La sélection du mode (D2D ou cellulaire) pour UE i prend en compte δ_i et L_i . En effet, si l'UE i est un DUE potentiel (c'est-à-dire $\delta_i = 1$), il est considéré comme un DUE uniquement si $L_i \leq \mu$, avec μ correspondant au seuil de sélection du mode D2D (fonction de la longueur d'onde, de l'atténuation du signal et de la sensibilité des appareils). Par suite, les DUE potentiels communiquant en mode D2D forment un PPP Φ_D avec une densité $\lambda_D = q\lambda_U \mathbb{P}(D < \mu) = q\lambda_U (1 - e^{-\xi\pi\mu^2})$.

1. Notons que la distance de liaison dans les communications D2D est un problème de recherche indépendant. De plus amples discussions sur ce sujet peuvent être trouvées dans [Liu 15b].

3.4.2 Partages de spectre

3.4.2.1 Underlay Inband

Dans ce type de communications D2D, toutes les transmissions sont réalisées dans le spectre LTE, sans partition entre les communications classiques et D2D, comme montré dans la figure 1.5.1. Ainsi, ce partage de spectre implique un nombre accru d'interférences entre communications cellulaires et D2D.

3.4.2.2 Overlay Inband

Dans ce type de communications D2D, toutes les transmissions (c'est-à-dire cellulaires et D2D) sont réalisées dans le spectre LTE. Nous considérons que le spectre LTE Uplink est divisé en deux parties orthogonales. Une fraction η_{dl} est affectée aux communications D2D, tandis que la partie $\eta_{cl} = 1 - \eta_{dl}$ est affectée aux communications cellulaires [Lin 14b]. Cette orthogonalité permet d'éviter toutes les interférences entre communications cellulaires et D2D.

3.4.2.3 Outband

En Outband D2D, les communications D2D se produisent dans une bande sans licence, par exemple dans la bande WiFi. Nous supposons que le spectre WiFi est divisé en deux parties orthogonales. La fraction η_{dw} est attribuée pour les communications D2D, tandis que la partie $\eta_{ww} = 1 - \eta_{dw}$ est affectée à d'autres utilisations dans la bande WiFi. Les communications cellulaires sont faites dans la bande LTE, comme d'habitude. Néanmoins, la fraction η_{cw} est affectée pour les communications typiques, et une fraction $1 - \eta_{cw}$ est attribué pour d'autres utilisations dans la bande LTE.

3.5 Analyses spectrales des différents types de communications D2D

3.5.1 Méthodologie d'analyse stochastique

Afin d'effectuer l'analyse spectrale des différents types de réseaux cellulaires intégrant des communications D2D, nous proposons une méthodologie globale de calcul des métriques stochastiques.

Ainsi, afin de calculer la probabilité de couverture et le débit ergodique, il est nécessaire de suivre les étapes suivantes :

1. Modéliser le réseau (Inband, Outband, Underlay, Overlay, etc),

2. Identifier les éléments interférant sur l'appareil étudié,
3. Caractériser le SINR à l'aune des éléments interférents,
4. Connaitre le type de small-scale fading, et enfin
5. Calculer les métriques appropriées.

Nous nous proposons, dans la suite de nos travaux, de nous référer à cette méthodologie dans tous les types de réseaux. Dans cette section, nous nous concentrerons sur le calcul de la probabilité de couverture (puisque de cette métrique découle toutes les autres). Afin de visualiser les différentes probabilités de couverture, nous nous proposons de montrer sur les figures 3.5.1, 3.5.2, 3.5.3, 3.5.4 et 3.5.5 les résultats théoriques. Cependant, l'analyse de ces courbes sera effectuée dans la section 3.6, en prenant en considération, par la même occasion, les résultats issus de nos simulations. Les paramètres utilisés dans le cadre de l'analyse théorique sont données dans le tableau 3.1.

Table 3.1 – Paramètres de simulations

Densité des macrocells λ_B	$(\pi 500^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$
Densité des UEs λ_U	$10 \times (\pi 500^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$
Paramètre des distances D2D ξ	$10 \times (\pi 500^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$
D2D UEs potentiel q	0.4
Exposant de perte de trajet α	3.5
Seuil D2D μ_{LTE}	200 m

3.5.2 Underlay Inband Uplink

Dans la configuration Underlay Inband en lien montant, les récepteurs des signaux utiles sont :

- les BS pour les communications cellulaires et
- les récepteurs D2D pour les communications D2D.

Ainsi, vu que le spectre est partagé (mais non-partitionné) entre le cellulaire et le D2D, il convient d'effectuer une analyse stochastique pour les BS, et pour les récepteurs D2D.

3.5.2.1 Analyse stochastique pour les BS

Identification des interférences sur les BS

Dans cette configuration, l'élément de référence est la BS. Ainsi, les interférences ressenties par la BS proviennent des devices cellulaires (CUE) émettant sur la

même ressource (I_C), sans prendre en considération le device relié à la BS étudiée (ayant pour localisation X_o), et des devices D2D (DUEs) (I_D). Par conséquent, la somme des interférences I_{agg} peut être écrite comme suit :

$$\begin{aligned} I_{agg} &= I_D + I_C \\ &= \sum_{X_i \in \Phi_D} G_i h_i^2 P_i \|X_i\|^{-\alpha} + \sum_{X_j \in \Phi_C \setminus \{X_0\}} G_j h_j^2 P_j \|X_j\|^{-\alpha} \end{aligned} \quad (3.5.1)$$

Caractérisation du SINR sur les BS

Nous nous proposons d'effectuer le calcul de la probabilité de couverture dans ce cas précis. Il nous paraît important de détailler les calculs de la probabilité de couverture afin de comprendre les différents ensembles pris en compte et les différents concepts. Cependant, pour tous les autres cas, nous détaillerons les calculs dans les Annexes pour plus de concision.

Formule générique du SINR

La formule générique du SINR appliquée à notre cas peut être donnée de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \mathcal{C}(\Psi) &= e^{-\Psi P_N} \mathcal{L}_{I_{agg}}(\Psi) \\ &= e^{-\Psi P_N} \mathcal{L}_{I_D}(\Psi) \mathcal{L}_{I_C}(\Psi) \end{aligned} \quad (3.5.2)$$

Calcul de la transformée de Laplace \mathcal{L}_{I_D}

Nous savons que

$$\mathcal{L}_{I_D}(\Psi) = \mathbb{E} \left[e^{-\Psi \sum_{X_i \in \Phi_D} \hat{P}_{d,i} h_i \|X_i\|^{-\alpha}} \right].$$

Grâce à la fonction génératrice des probabilités du PPP [Baccelli 09b], on a

$$\mathcal{L}_{I_D}(\Psi) = \exp \left(-2\pi\lambda_D \int_0^\infty \left(1 - \mathbb{E} \left[\exp \left(-\Psi \hat{P}_d h r^{-\alpha} \right) \right] \right) r dr \right).$$

De plus, comme $h^2 \sim \text{Exp}(1)$,

$$\mathcal{L}_{I_D}(\Psi) = \exp \left(-\frac{\pi\lambda_D}{\text{sinc}\left(\frac{2}{\alpha}\right)} \mathbb{E} \left[\hat{P}_d^{\frac{2}{\alpha}} \right] \Psi^{\frac{2}{\alpha}} \right).$$

De plus, d'après [Lin 14b],

$$E \left[\hat{P}_d^{\frac{2}{\alpha}} \right] = E [L_d^\alpha] = \frac{1}{\xi\pi} - \frac{\mu_{LTE}^2 e^{-\xi\pi\mu_{LTE}^2}}{1 - e^{-\xi\pi\mu_{LTE}^2}}.$$

Ainsi,

$$\mathcal{L}_{I_D}(\Psi) = \exp \left(-\frac{\pi\lambda_D}{\text{sinc}\left(\frac{2}{\alpha}\right)} \left(\frac{1}{\xi\pi} - \frac{\mu_{LTE}^2 e^{-\xi\pi\mu_{LTE}^2}}{1 - e^{-\xi\pi\mu_{LTE}^2}} \right) \Psi_\alpha^{\frac{2}{\alpha}} \right).$$

Vu que $\lambda_D = q\lambda_U (1 - e^{-\xi\pi\mu_{LTE}^2})$, nous avons

$$\mathcal{L}_{I_D}(\Psi) = \exp \left(-\frac{q \left(\frac{\lambda_U}{\xi} - \left(\frac{\lambda_U}{\xi} + \lambda_U\pi\mu_{LTE}^2 \right) e^{-\xi\pi\mu_{LTE}^2} \right)}{\text{sinc}\left(\frac{2}{\alpha}\right)} \Psi_\alpha^{\frac{2}{\alpha}} \right).$$

Par conséquent,

$$L_{I_D}(\Psi) = \exp \left(-c_{LTE} \Psi_\alpha^{\frac{2}{\alpha}} \right),$$

avec

$$c_{LTE} = \frac{q \left(\frac{\lambda_U}{\xi} - \left(\frac{\lambda_U}{\xi} + \lambda_U\pi\mu_{LTE}^2 \right) e^{-\xi\pi\mu_{LTE}^2} \right)}{\text{sinc}\left(\frac{2}{\alpha}\right)}.$$

Calcul de la transformée de Laplace \mathcal{L}_{I_C}

Dans un premier temps, calculons l'espérance de la puissance d'émission des devices cellulaires.

On sait que les BS sont disséminées dans l'espace suivant un PPP de densité λ_B . Ainsi, le rayon moyen d'une cellule est $R = \sqrt{\frac{1}{\pi\lambda_B}}$. On considère que les émetteurs cellulaires actifs sont uniformément distribués dans l'espace, et qu'un seul device émet dans chaque cellule. Par conséquent, en notant L_C la longueur du lien cellulaire du device à la BS, on a $P[L_C \leq x] = \frac{x^2}{\pi\lambda_B}$, $0 \leq x \leq \sqrt{\frac{1}{\pi\lambda_B}}$. Par conséquent, la fonction de distribution (PDF) de la longueur des liens cellulaires est :

$$f_{L_C}(x) = 2\pi\lambda_B x \mathbb{I}_{x \in \left[0, \sqrt{\frac{1}{\pi\lambda_B}}\right]}.$$

Par suite, la puissance moyenne d'émission d'un device cellulaire peut être écrite comme suit :

$$\begin{aligned}
 \mathbb{E}[P_C] &= \mathbb{E}[L_C^\alpha] = \int_0^\infty f_{L_C}(x) x \, dx \\
 &= \int_0^{1/\sqrt{\pi\lambda_B}} 2\pi\lambda_B x^{\alpha+1} \, dx \\
 &= \frac{1}{\left(1 + \frac{\alpha}{2}\right) \pi^{\frac{\alpha}{2}} \lambda_B^{\frac{\alpha}{2}}}.
 \end{aligned}$$

Calculons à présent la transformée de Laplace pour les interférences issues des connexions cellulaires en Uplink.

$$\begin{aligned}
 \mathcal{L}_{I_C}(\Psi) &= \mathbb{E} \left[e^{-\Psi \sum_{X_i \in \Phi_C \setminus C_0} P_{C,i} h_i^2 \|X_i\|^{-\alpha}} \right] \\
 &= \mathbb{E} \left[e^{-\Psi \sum_{X_i \in \Phi_C} P_{C,i} h_i^2 \|X_i\|^{-\alpha} \mathbb{I}_{\{\|X_i\| \geq 1/\sqrt{\pi\lambda_B}\}}} \right] \\
 &= \mathbb{E} \left[\prod_{X_i \in \Phi_C} e^{-\Psi P_{C,i} h_i^2 \|X_i\|^{-\alpha} \mathbb{I}_{\{\|X_i\| \geq 1/\sqrt{\pi\lambda_B}\}}} \right] \\
 &= \exp \left(- \int_0^{2\pi} \int_0^\infty \left(1 - \mathbb{E} \left[e^{-\Psi P_C h^2 r^{-\alpha} \mathbb{I}_{\{r \geq 1/\sqrt{\pi\lambda_B}\}}} \right] \right) \lambda_B r \, dr \, d\theta \right) \\
 &= \exp \left(-2\pi\lambda_B \int_R^\infty \left(1 - \mathbb{E} \left[e^{-\Psi P_C h^2 r^{-\alpha}} \right] \right) r \, dr \right) \\
 &= \exp \left(-2\pi\lambda_B \int_R^\infty \left(1 - \mathbb{E} \left[e^{-\Psi L_C^\alpha h^2 r^{-\alpha}} \right] \right) r \, dr \right).
 \end{aligned}$$

Dans la première égalité, nous avons utilisé la définition de la transformée de Laplace. Dans la deuxième égalité, nous avons utilisé le théorème de Slivnyak. Dans la troisième égalité, nous avons changé l'exponentielle de la somme en un produit d'exponentielles. Dans la quatrième égalité, nous avons utilisé la fonction génératrice des probabilités du PPP. Dans la cinquième égalité, nous avons intégré sur θ . Enfin, dans la sixième égalité, nous avons utilisé la définition de la puissance d'émission d'un device cellulaire en fonction de la longueur du lien cellulaire.

Nous allons à présent calculer le terme $\mathbb{E} \left[e^{-\Psi L_C^\alpha h^2 r^{-\alpha}} \right]$.

$$\begin{aligned}
 \mathbb{E}_{h^2, L_C} \left[e^{-\Psi L_C^\alpha h^2 r^{-\alpha}} \right] &= \mathbb{E}_{L_C} \left[\frac{1}{1 + \Psi L_C^\alpha r^{-\alpha}} \right] \\
 &= 2\pi\lambda_B \int_0^{\sqrt{\frac{1}{\pi\lambda_B}}} \frac{x}{1 + \Psi r^{-\alpha} x^\alpha} dx \\
 &= {}_2F_1 \left(1, \frac{2}{\alpha}; 1 + \frac{2}{\alpha}; -\frac{\Psi}{(r\sqrt{\pi\lambda_B})^{-\alpha}} \right).
 \end{aligned}$$

Dans la première égalité, nous avons utilisé la fonction génératrice des moments pour une loi exponentielle (puisque $h^2 \sim \text{Exp}(1)$). Dans la deuxième égalité, nous avons intégré sur θ et avons utilisé la définition de l'espérance. Enfin, dans la troisième égalité, nous avons utilisé les résultats de [ElSawy 16], où

$${}_2F_1(a, b; c; x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(a)_n (b)_n x^n}{(c)_n n!}$$

est la fonction hypergéométrique de Gauss, avec $(a)_n = \frac{\Gamma(a+n)}{\Gamma(a)}$ le symbole de Pochhammer.

Par conséquent,

$$\mathcal{L}_{I_C}(\Psi) = \exp \left(-2\pi\lambda_B \int_{\sqrt{\frac{1}{\pi\lambda_B}}}^{\infty} \left(1 - {}_2F_1 \left(1, \frac{2}{\alpha}; 1 + \frac{2}{\alpha}; -\frac{\Psi}{(r\sqrt{\pi\lambda_B})^{-\alpha}} \right) \right) r dr \right) \quad (3.5.3)$$

Probabilité de couverture

Nous pouvons écrire le CCDF de SINR pour une communication typique comme suit :

$$\mathcal{C}(\Psi) = \exp \left(-P_N \Psi - 2\pi\lambda_B \cdot \Xi_{\frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}}} \left(\Psi, \frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}}, \alpha \right) - c_{LTE} \Psi^{\frac{2}{\alpha}} \right), \Psi \geq 0, \quad (3.5.4)$$

où

$$\Xi_{\frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}}} \left(\Psi, \frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}}, \alpha \right) = \int_{\sqrt{\frac{1}{\pi\lambda_B}}}^{\infty} \left(1 - {}_2F_1 \left(1, \frac{2}{\alpha}; 1 + \frac{2}{\alpha}; -\frac{\Psi}{\left(\frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}} \cdot \frac{1}{r} \right)^\alpha} \right) \right) r dr, \quad (3.5.5)$$

et

$$c_{LTE} = \frac{q \left(\frac{\lambda_U}{\xi} - \left(\frac{\lambda_U}{\xi} + \lambda_U \pi \mu_{LTE}^2 \right) e^{-\xi \pi \mu_{LTE}^2} \right)}{\text{sinc} \left(\frac{2}{\alpha} \right)}. \quad (3.5.6)$$

La figure 3.5.1 montre la probabilité de couverture pour les BS dans cette configuration pour un SNR infini, un SNR de 10 dB et un SNR de -3 dB.

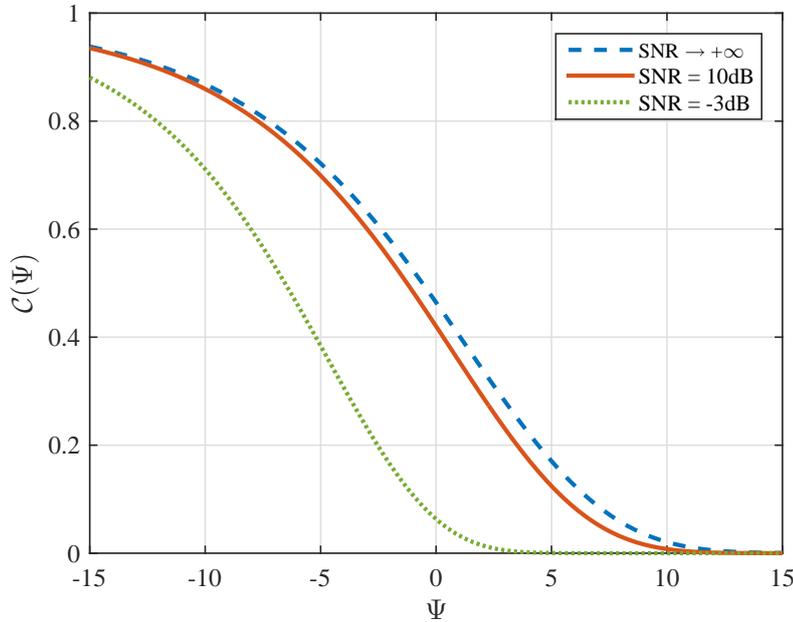


Figure 3.5.1 – Probabilité de couverture théorique pour les BS en Underlay Inband Uplink

3.5.2.2 Analyse stochastique pour les DUE

Identification des interférences sur les DUE

Dans cette configuration, l'élément de référence est le DUE. Comme pour les BS, les interférences ressenties par le DUE proviennent à la fois des devices cellulaires

(et dans ce cas, de tous les devices cellulaires, même celui présent dans la même cellule que le device considéré) et des devices D2D, excepté celui qui est étudié. Ainsi, la somme des interférences I_{agg} peut être définie comme suit :

$$\begin{aligned} I_{agg} &= I_D + I_C \\ &= \sum_{X_i \in \Phi_D \setminus \{X_0\}} G_i h_i^2 P_i \|X_i\|^{-\alpha} + \sum_{X_j \in \Phi_C} G_j h_j^2 P_j \|X_j\|^{-\alpha} \end{aligned} \quad (3.5.7)$$

Caractérisation du SINR sur les DUE

Nous pouvons écrire le CCDF de SINR pour une communication D2D comme suit :

$$\mathcal{C}(\Psi) = \exp\left(-P_N \Psi - 2\pi\lambda_B \cdot \Xi_0\left(\Psi, \frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}}, \alpha\right) - c_{LTE} \Psi^{\frac{2}{\alpha}}\right), \Psi \geq 0, \quad (3.5.8)$$

où

$$\Xi_0\left(\Psi, \frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}}, \alpha\right) = \int_0^\infty \left(1 - {}_2F_1\left(1, \frac{2}{\alpha}; 1 + \frac{2}{\alpha}; -\frac{\Psi}{\left(\frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}} \cdot \frac{1}{r}\right)^\alpha}\right)\right) r dr, \quad (3.5.9)$$

et

$$c_{LTE} = \frac{q\left(\frac{\lambda_U}{\xi} - \left(\frac{\lambda_U}{\xi} + \lambda_U \pi \mu_{LTE}^2\right) e^{-\xi \pi \mu_{LTE}^2}\right)}{\text{sinc}\left(\frac{2}{\alpha}\right)}.$$

La démonstration de cette probabilité de couverture est donnée en Annexe B.1. La figure 3.5.2 montre la probabilité de couverture pour les DUE dans cette configuration pour un SNR infini, un SNR de 10 dB et un SNR de -3 dB.

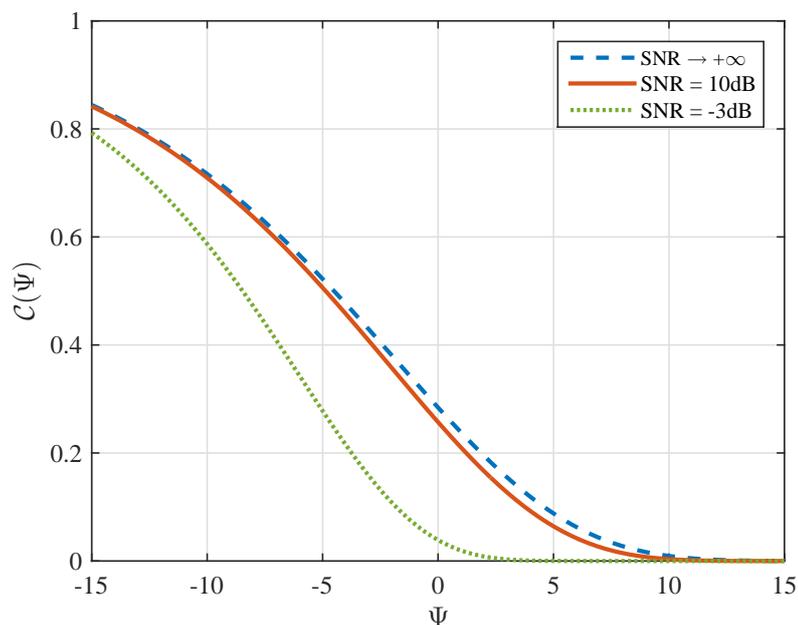


Figure 3.5.2 – Probabilité de couverture théorique pour les DUE en Underlay In-band Uplink

3.5.3 Underlay Inband Downlink

Dans la configuration Underlay Inband en lien descendant, les récepteurs des signaux utiles sont :

- les récepteurs CUE pour les communications cellulaires et
- les récepteurs D2D pour les communications D2D.

De la même manière que pour le cas montant, il convient d'effectuer une analyse stochastique pour les récepteurs cellulaires, et pour les récepteurs D2D.

3.5.3.1 Analyse stochastique pour les CUE

Identification des interférences sur les CUE

On suppose que la gestion des interférences est effectuée par le réseau coeur, et donc est mis en place par les BS. Par conséquent, il n'y a aucune interférence sur les CUE provenant des BS autres que celle à laquelle le CUE est connecté. Les interférences agrégées I_{agg} pour les CUE n'incluent donc que les interférences provenant des DUE I_D . Ainsi :

$$\begin{aligned}
 I_{agg} &= I_D \\
 &= \sum_{X_i \in \Phi_D} G_i h_i^2 P_i \|X_i\|^{-\alpha}
 \end{aligned} \tag{3.5.10}$$

Caractérisation du SINR sur les CUE

Nous pouvons écrire le CCDF de SINR pour une communication D2D comme suit :

$$\mathcal{C}(\Psi) = \exp(-P_N \Psi - c_{LTE} \Psi^{\frac{2}{\alpha}}), \Psi \geq 0, \tag{3.5.11}$$

où

$$c_{LTE} = \frac{q \left(\frac{\lambda}{\xi} - \left(\frac{\lambda}{\xi} + \lambda \pi \mu_{LTE}^2 \right) e^{-\xi \pi \mu_{LTE}^2} \right)}{\text{sinc} \left(\frac{2}{\alpha} \right)}.$$

La preuve de ce résultat est effectuée en prenant uniquement \mathcal{L}_{I_D} dans l'équation (3.5.4). La figure 3.5.3 montre la probabilité de couverture pour les CUE dans cette configuration pour un SNR infini, un SNR de 10 dB et un SNR de -3 dB.

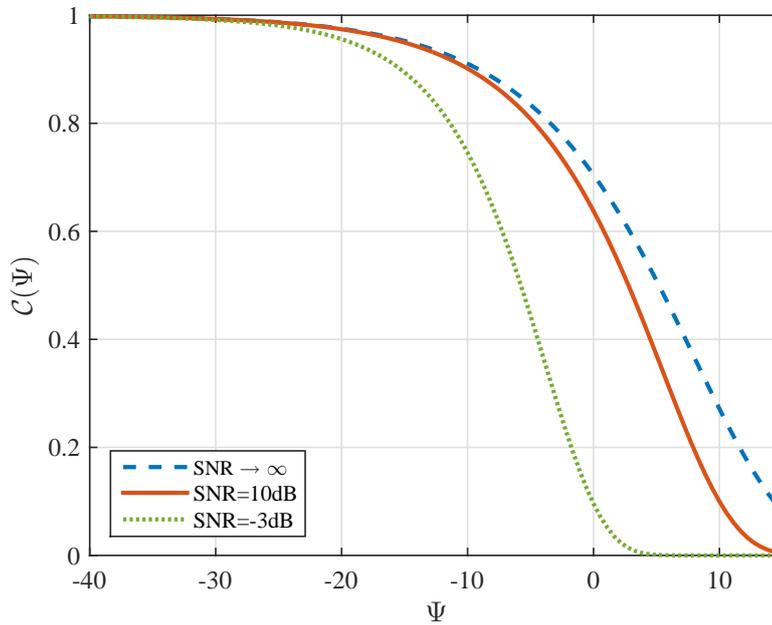


Figure 3.5.3 – Probabilité de couverture théorique pour les CUE en Underlay In-band Downlink

3.5.3.2 Analyse stochastique pour les DUE

Identification des interférences sur les DUE

Dans cette configuration, l'élément de référence est le DUE. Comme dans le cas uplink, les interférences ressenties par le DUE proviennent à la fois de toutes les BS et des devices D2D, excepté celui qui est étudié. Ainsi, la somme des interférences I_{agg} peut être définie comme suit :

$$\begin{aligned} I_{agg} &= I_D + I_B \\ &= \sum_{X_i \in \Phi_D \setminus \{X_0\}} G_i h_i^2 P_i \|X_i\|^{-\alpha} + \sum_{B_j \in \Phi_B} G_j h_j^2 P_j \|B_j\|^{-\alpha} \end{aligned} \quad (3.5.12)$$

Caractérisation du SINR sur les DUE

Nous pouvons écrire le CCDF de SINR pour une communication D2D comme suit :

$$\mathcal{C}(\Psi) = \exp\left(-P_N \Psi - 2\pi\lambda_B \cdot \Xi_0\left(\Psi, \frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}}, \alpha\right) - c_{LTE} \Psi^{\frac{2}{\alpha}}\right), \Psi \geq 0, \quad (3.5.13)$$

où

$$\Xi_0\left(\Psi, \frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}}, \alpha\right) = \int_0^\infty \left(1 - {}_2F_1\left(1, \frac{2}{\alpha}; 1 + \frac{2}{\alpha}; -\frac{\Psi}{\left(\frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}} \cdot \frac{1}{r}\right)^\alpha}\right)\right) r dr, \quad (3.5.14)$$

et

$$c_{LTE} = \frac{q\left(\frac{\lambda}{\xi} - \left(\frac{\lambda}{\xi} + \lambda\pi\mu_{LTE}^2\right) e^{-\xi\pi\mu_{LTE}^2}\right)}{\text{sinc}\left(\frac{2}{\alpha}\right)}.$$

La démonstration de ce résultat est identique à celle donnée en Annexe B.1, en effectuant une réduction de la distribution de Palm pour les BS. Comme dans le cas Uplink, la figure 3.5.2 montre la probabilité de couverture pour les DUE dans cette configuration pour un SNR infini, un SNR de 10 dB et un SNR de -3 dB.

3.5.4 Overlay Inband (Uplink et Downlink)

Identification des interférences sur les DUE

Dans le cas des communications D2D, les interférences pour chaque dispositif de réception proviennent des autres émetteurs D2D actifs.

$$\begin{aligned} I_{agg} &= I_D \\ &= \sum_{X_i \in \Phi_D \setminus \{X_0\}} G_i h_i^2 P_i \|X_i\|^{-\alpha} \end{aligned} \quad (3.5.15)$$

Caractérisation du SINR sur les DUE

Nous pouvons écrire le CCDF de SINR pour une communication D2D comme suit :

$$\mathcal{C}(\Psi) = \mathcal{L}_{P_N}(\Psi) \mathcal{L}_{I_D}(\Psi) \quad (3.5.16)$$

$$= \exp\left(-P_N \Psi - c_{LTE} \Psi^{\frac{2}{\alpha}}\right) \quad (3.5.17)$$

avec

$$c_{LTE} = \frac{q \left(\frac{\lambda}{\xi} - \left(\frac{\lambda}{\xi} + \lambda \pi \mu_{LTE}^2 \right) e^{-\xi \pi \mu_{LTE}^2} \right)}{\text{sinc}\left(\frac{2}{\alpha}\right)},$$

où μ_{LTE} indique le seuil de sélection de mode pour le cas Overlay Inband D2D. La preuve de cette équation est décrite en annexe B.1, en ne prenant que \mathcal{L}_{I_D} . La figure 3.5.4 montre la probabilité de couverture pour les DUE dans cette configuration pour un SNR infini, un SNR de 10 dB et un SNR de -3 dB.

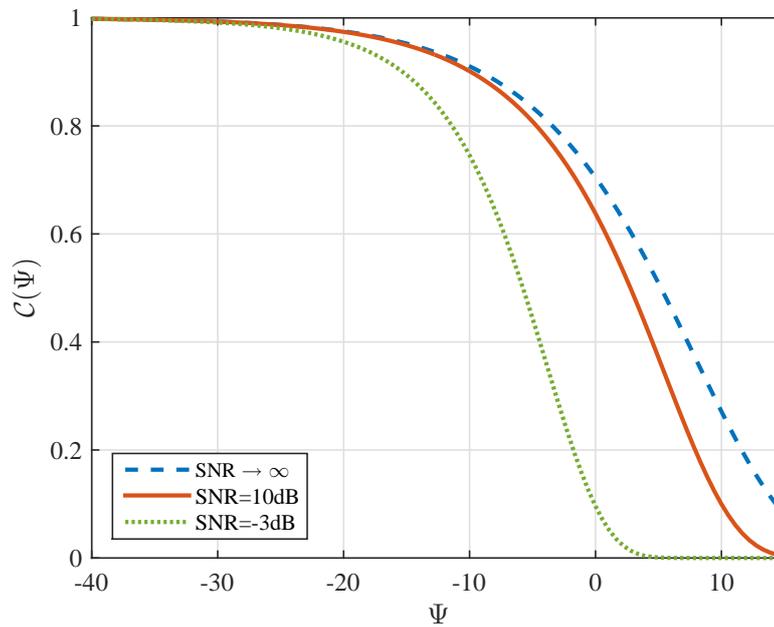


Figure 3.5.4 – Probabilité de couverture théorique pour les DUE en Overlay In-band

3.5.5 Outband (Uplink et Downlink)

Identification des interférences sur les DUE

Dans le cas des communications D2D, les interférences pour chaque dispositif de réception proviennent des autres émetteurs D2D actifs.

$$\begin{aligned}
 I_{agg} &= I_D \\
 &= \sum_{X_i \in \Phi_D \setminus \{X_0\}} G_i h_i P_i \|X_i\|^{-\alpha}
 \end{aligned} \tag{3.5.18}$$

Caractérisation du SINR sur les DUE

Nous pouvons écrire le CCDF de SINR pour une communication D2D comme suit :

$$\mathcal{C}(\Psi) = \mathcal{L}_{P_N}(\Psi)\mathcal{L}_{I_D}(\Psi) \quad (3.5.19)$$

$$= \exp\left(-P_N\Psi - c_{OB}\Psi^{\frac{2}{\alpha}}\right), \quad (3.5.20)$$

avec

$$c_{OB} = \frac{q\left(\frac{\lambda}{\xi} - \left(\frac{\lambda}{\xi} + \lambda\pi\mu_{OB}^2\right)e^{-\xi\pi\mu_{OB}^2}\right)}{\text{sinc}\left(\frac{2}{\alpha}\right)}, \quad (3.5.21)$$

où μ_{OB} indique le seuil de sélection de mode pour le cas Outband. Nous verrons par la suite que l'Outband peut correspondre, par exemple à des fréquences dites millimétriques, ou encore aux fréquences utilisées en WiFi.

Remarque sur le seuil de sélection de mode μ_{WiFi}

Nous considérons que la sensibilité et la puissance d'émission des appareils sont les mêmes pour le LTE et le WiFi. Ensuite, selon la formule de Friis (modifiée),

$$P_r = P_t + 20 \log_{10}\left(\frac{\nu}{4\pi}\right) + 10\alpha \log_{10}\left(\frac{1}{d}\right) \quad (3.5.22)$$

où P_r , P_t , ν et d désignent la puissance reçue par le dispositif récepteur, la puissance d'émission de l'émetteur, la longueur d'onde et la distance entre l'émetteur et le récepteur, respectivement. Comme $P_{t,WiFi} = P_{t,LTE}$, le rapport entre le seuil de sélection de mode en LTE et en WiFi peut être calculé comme suit :

$$\mu_{LTE} = \mu_{WiFi} \left(\frac{\nu_W}{\nu_L}\right)^{-\frac{2}{\alpha}}, \quad (3.5.23)$$

où ν_W et ν_L indiquent la longueur d'onde LTE et la longueur d'onde WiFi. Les résultats numériques pour μ_{LTE} , μ_{WiFi} , ν_L et ν_W sont donnés dans le tableau 3.2.

Table 3.2 – Comparaison entre le seuil de sélection de mode pour LTE et WiFi

	Fréquence	Longueur d'onde	Seuil de sélection de mode
LTE	1 GHz	$\nu_L = 30$ cm	$\mu_{LTE} = 200$ m
WiFi	2.4 GHz	$\nu_W = 12.5$ cm	$\mu_{WiFi} = 121$ m

La figure 3.5.5 montre la probabilité de couverture pour les DUE dans cette configuration pour un SNR infini, un SNR de 10 dB et un SNR de -3 dB.

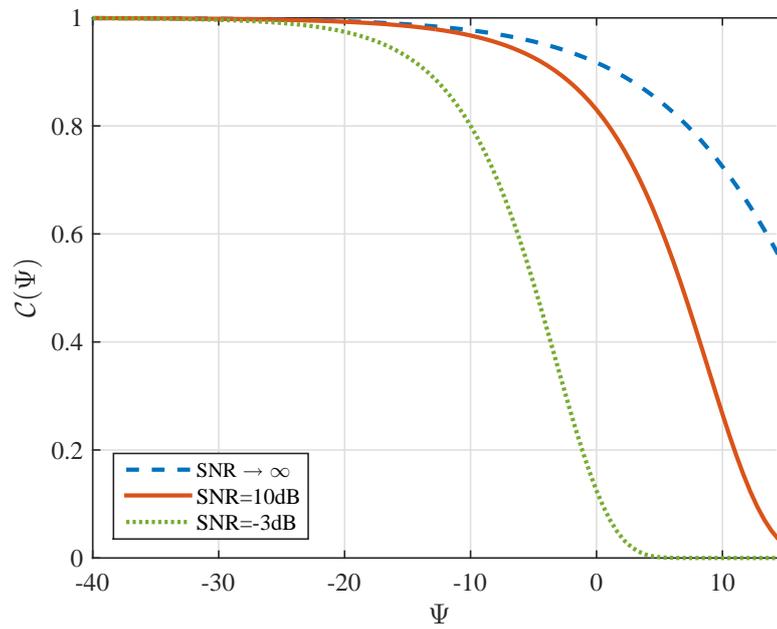


Figure 3.5.5 – Probabilité de couverture théorique pour les DUE en Outband

3.5.6 Récapitulatif des analyses spectrales pour les communications D2D

TABLE 3.3 – Comparatif des différents types de communications D2D

Partages de ressources	Référence	Interférences	I_{agg}	$C(\Psi)$
Inband Underlay Uplink	BS	CUE et DUE	$I_{agg} = I_C + I_D$	$C(\Psi) = \exp\left(-P_N\Psi - 2\pi\lambda_B \cdot \Xi \frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}} \left(\Psi, \frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}}, \alpha\right) - c_{LTE}\Psi\frac{2}{\alpha}\right)$
	DUE	CUE et DUE	$I_{agg} = I_C + I_D$	$C(\Psi) = \exp\left(-P_N\Psi - 2\pi\lambda_B \cdot \Xi_0 \left(\Psi, \frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}}, \alpha\right) - c_{LTE}\Psi\frac{2}{\alpha}\right)$
Inband Underlay Downlink	CUE	DUE	$I_{agg} = I_D$	$C(\Psi) = \exp\left(-P_N\Psi - c_{LTE}\Psi\frac{2}{\alpha}\right)$
	DUE	BS et DUE	$I_{agg} = I_B + I_D$	$C(\Psi) = \exp\left(-P_N\Psi - 2\pi\lambda_B \cdot \Xi_0 \left(\Psi, \frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}}, \alpha\right) - c_{LTE}\Psi\frac{2}{\alpha}\right)$
Inband Overlay (Uplink et Downlink)	DUE	DUE	$I_{agg} = I_d$	$C(\Psi) = \exp\left(-P_N\Psi - c_{LTE}\Psi\frac{2}{\alpha}\right)$
Outband (Uplink et Downlink)	DUE	DUE	$I_{agg} = I_d$	$C(\Psi) = \exp\left(-P_N\Psi - c_{OB}\Psi\frac{2}{\alpha}\right)$

avec

$$\Xi \frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}} \left(\Psi, \frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}}, \alpha\right) = \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}} \left(1 - {}_2F_1\left(1, \frac{2}{\alpha}; 1 + \frac{2}{\alpha}; -\frac{\Psi}{\left(\frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}} \cdot \frac{1}{r}\right)^\alpha}\right)\right) r dr$$

$$\Xi_0 \left(\Psi, \frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}}, \alpha\right) = \int_0^\infty \left(1 - {}_2F_1\left(1, \frac{2}{\alpha}; 1 + \frac{2}{\alpha}; -\frac{\Psi}{\left(\frac{1}{\sqrt{\pi\lambda_B}} \cdot \frac{1}{r}\right)^\alpha}\right)\right) r dr$$

$$c_{LTE} = \frac{q\left(\frac{\lambda}{\xi} - \left(\frac{\lambda}{\xi} + \lambda\pi\mu_{LTE}^2\right) e^{-\xi\pi\mu_{LTE}^2}\right)}{\text{sinc}\left(\frac{2}{\alpha}\right)}; \quad c_{OB} = \frac{q\left(\frac{\lambda}{\xi} - \left(\frac{\lambda}{\xi} + \lambda\pi\mu_{OB}^2\right) e^{-\xi\pi\mu_{OB}^2}\right)}{\text{sinc}\left(\frac{2}{\alpha}\right)}$$

3.6 Comparaison du Overlay Inband et du Outband

3.6.1 Comparaison du SINR

Les figures. 3.6.1 et 3.6.2 montrent respectivement les résultats d'analyse et de simulation du CCDF du SINR pour les DUE dans le cas des communications D2D Overlay Inband et des communications D2D Outband. Les paramètres utilisés dans les simulations sont donnés dans les tableaux 3.2 et 3.4. On voit très clairement une concordance des simulations avec les résultats analytiques exposés dans la section précédente.

Table 3.4 – Paramètres de simulations

Densité des macrocells λ_B	$(\pi 500^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$
Densité des UEs λ	$10 \times (\pi 500^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$
Paramètre des distances D2D ξ	$10 \times (\pi 500^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$
D2D UEs potentiel q	0.5
Exposant de perte de trajet α	3.5

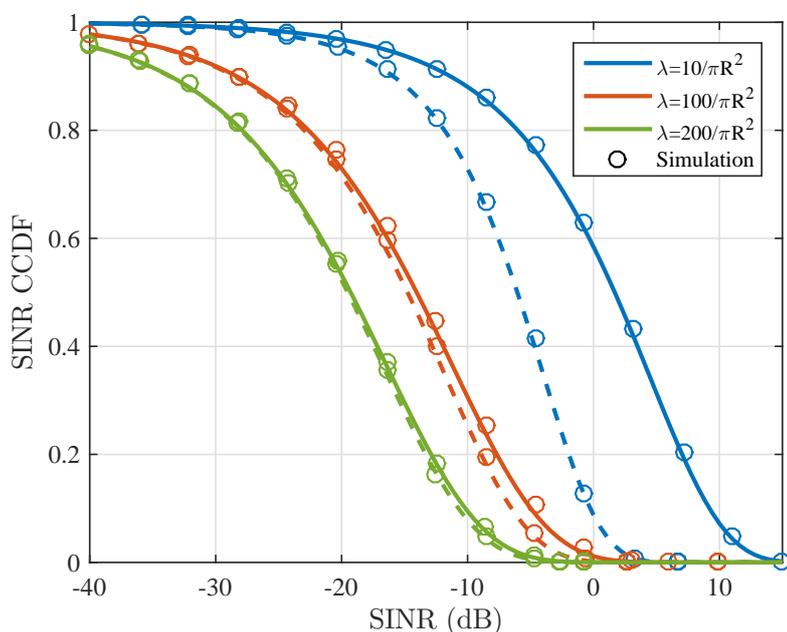


Figure 3.6.1 – CCDF de SINR pour les communications D2D en Inband Overlay avec SNR = 10 dB (ligne pleine) et SNR = -3 dB (ligne pointillée)

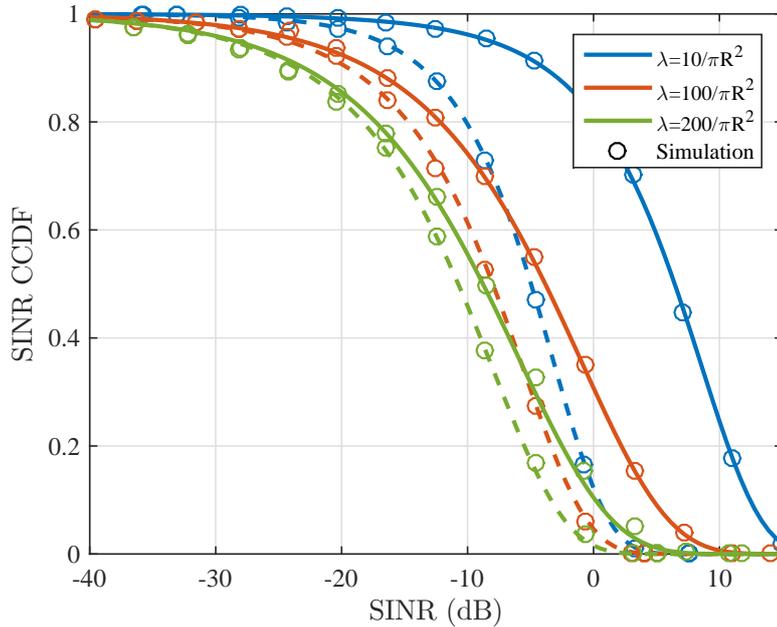


Figure 3.6.2 – CCDF de SINR pour les communications Outband D2D avec SNR = 10 dB (ligne pleine) et SNR = -3 dB (ligne pointillée)

Nous voyons clairement sur les figures 3.6.1 et 3.6.2 que pour chaque SNR et pour chaque densité, le SINR est meilleur en Outband qu'en Overlay Inband. Cette différence est principalement due au seuil du mode D2D. En effet, comme démontré précédemment, le seuil du mode D2D (μ) est plus grand dans LTE (μ_{LTE}) que dans le WiFi (μ_{WiFi}) (ceci étant dû à la différence de longueurs d'onde). Par suite, il y a plus de DUE potentiels qui communiquent en mode D2D en Overlay Inband qu'en Outband. Ceci implique une plus grande quantité d'interférences en Overlay Inband (IO) qu'en Outband, et donc un meilleur SINR en Outband.

3.6.2 Comparaison des débits

Nous proposons d'analyser les taux ergodiques moyens des CUE et des DUE, notés T_C et T_D , respectivement. De plus, nous définissons l'efficacité spectrale du lien ergodique R comme suit [ElSawy 17]:

$$R = \mathbb{E}[\Delta \log(1 + \text{SINR})] \quad (3.6.1)$$

où Δ indique les ressources temporelles et fréquentielles auxquelles accède le lien étudié. Par exemple, dans la communication Overlay Inband D2D avec la partition de spectre η_{cl} , un lien cellulaire peut accéder à η_{cl} ressources temps-fréquence. Nous

pouvons donc définir l'efficacité spectrale des liens cellulaires et D2D R_C et R_D comme suit (avec $\Delta = 1$) :

$$\begin{cases} R_C &= \int_0^\infty \frac{\mathbb{P}(\text{SINR}_C \geq x)}{1+x} dx \\ R_D &= \frac{\lambda_B}{\lambda_C} \left(1 - e^{-\frac{\lambda_C}{\lambda_B}}\right) \int_0^\infty \frac{\mathbb{P}(\text{SINR}_D \geq x)}{1+x} dx \end{cases} \quad (3.6.2)$$

où $\lambda_C = (1 - q)\lambda_U + q\lambda_U e^{-\xi\pi\mu_{LTE}^2}$. Par suite, pour une partition de spectre η_{cl} , le débit normalisé T_C des UE cellulaires est égal à R_C multiplié par la ressource spectrale disponible η_{cl} . De même, le débit T_D pour les DUE potentiels est égal à $\eta_{cl}R_C$ si le mode cellulaire est sélectionné, et $\eta_{dl}R_D$ si le mode D2D est utilisé. Ainsi, en IO, les débits de données ergodiques sont les suivants :

$$\begin{cases} T_{C,IO} &= \eta_{cl}R_C \\ T_{D,IO} &= \eta_{cl}e^{-\xi\pi\mu_{LTE}^2}R_C + \eta_{dl} \left(1 - e^{-\xi\pi\mu_{LTE}^2}\right) R_D \end{cases} \quad (3.6.3)$$

De même, en Outband, les débits de données ergodiques sont les suivants :

$$\begin{cases} T_{C,O} &= \eta_{cw}R_C \\ T_{D,O} &= \eta_{cw}e^{-\xi\pi\mu_{WiFi}^2}R_C + \eta_{dw} \left(1 - e^{-\xi\pi\mu_{WiFi}^2}\right) R_D \end{cases} \quad (3.6.4)$$

La figure 3.6.3 montre le débit ergodique moyen pour les CUE et les DUE avec $\eta_{cl} = \eta_{dw} = \eta_{cw} = 0.5$ et $\lambda_U = 10/\pi 500^2$. Pour un μ_{LTE} donné, le débit de données cellulaires est meilleur en IO qu'en Outband, vu que le seuil du mode D2D en WiFi μ_{WiFi} est plus petit. Ainsi, le nombre de périphériques interférents est plus important en WiFi et le SINR est plus faible dans cette configuration. De plus, les débits de données cellulaires tendent vers la même valeur en WiFi et en LTE lorsque $\mu_{LTE} \rightarrow \infty$ et $\mu_{WiFi} \rightarrow \infty$. En effet, dans ce cas particulier, tous les DUE communiquent en mode D2D.

Le débit de données ergodique pour les DUE est également plus élevé en IO qu'en Outband, quel que soit le seuil. Cela nous amène à la conclusion que si nous n'utilisons que la moitié du spectre non licencié et cellulaire, l'Outband n'est pas avantageux pour les communications D2D en termes de débits. Enfin, nous pouvons voir que $T_{D,IO}$ admet une valeur optimale pour $\mu_{LTE} \approx 150$ m.

La figure 3.6.4 montre le débit ergodique moyen pour les CUE et les DUE avec $\eta_{cl} = 0.5$, $\eta_{cw} = 1$, $\eta_{dw} = 1$ et $\lambda_U = 10/\pi 500^2$. Dans ce cas particulier, le débit de données ergodique pour les DUE est plus élevé pour $\mu_{LTE} \geq 180$ m. La valeur asymptotique du débit de données ergodique pour les DUE dans l'Outband est deux fois plus élevée que le débit de données ergodique pour les DUE dans IO. Ce ratio est dû au fait que $\eta_{dl} = \frac{\eta_{dw}}{2}$. L'Outband est donc avantageux (par rapport à l'IO) si l'on utilise le spectre entier sans licence, avec une densité de dispositifs relativement faible.

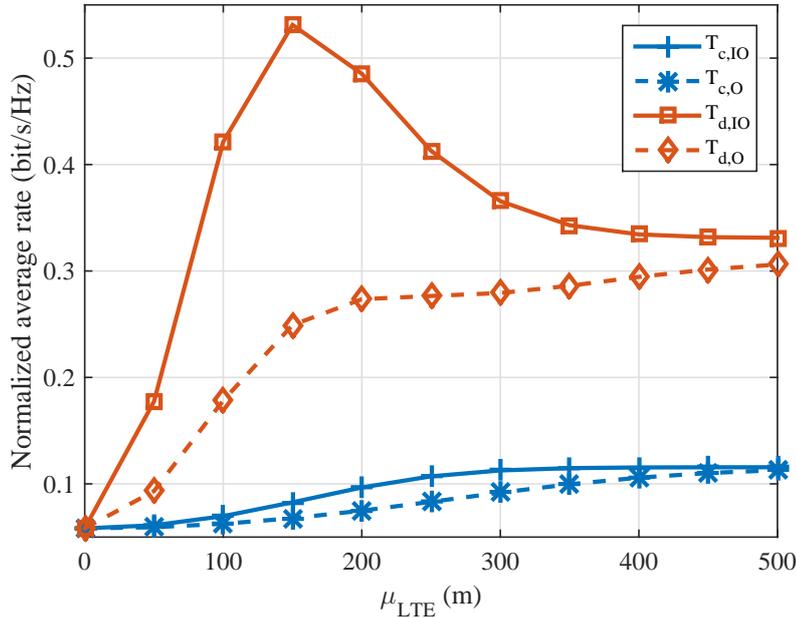


Figure 3.6.3 – Débit de données ergodique moyen avec $\eta_{cl} = \eta_{dw} = \eta_{cw} = 0.5$ et $\lambda = 10/\pi 500^2$

3.7 Discussion sur les distances entre émetteur et récepteur D2D

Dans les modélisations précédentes, nous avons distribué les distances entre les émetteurs et récepteurs D2D suivant une loi de Rayleigh. Cependant, certains travaux comme [Ghavami 17, Zhang 15, Zhang 16] considèrent des distances fixes dans une paire D2D. D'un point de vue empirique, il est évident que cette modélisation est relativement erronée. Cependant, elle permet une simplification évidente des calculs théoriques, notamment dans le cas de canaux de Nakagami comme exposé au chapitre 4.

Nous nous proposons donc de discuter de l'utilisation de distances fixes dans le cas de communications D2D, en termes de SINR. A cette fin, nous effectuons une comparaison des valeurs empiriques de la probabilité de couverture du SINR en prenant les mêmes paramètres de simulation donnés dans le tableau 3.4.

La figure 3.7.1 montre la probabilité de couverture du SINR pour des distances D2D fixes (en traits pointillés) et suivant une loi de Rayleigh (en traits pleins). Dans cette simulation, la distance fixe a été placée à $d = 140$ m, cette distance correspondant à la moyenne des distances suivant la loi de Rayleigh.

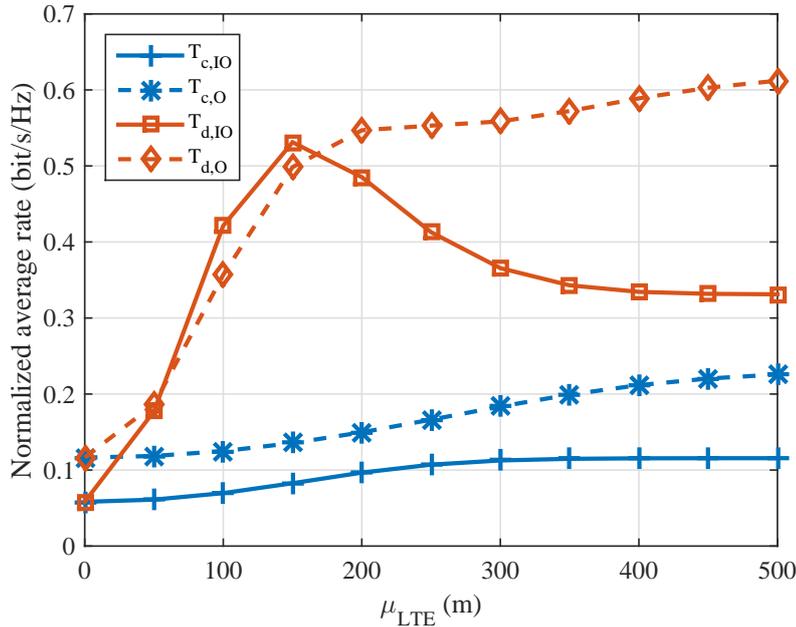


Figure 3.6.4 – Débit de données ergodique moyen avec $\eta_{cl} = 0.5$, $\eta_{cw} = 1$, $\eta_{dw} = 1$ et $\lambda = 10/\pi 500^2$

De toute évidence, à l'aune des résultats exposés, la différence entre les deux simulations est très mince. En effet, que ce soit pour un réseau clairsemé ou pour un réseau dense, le CCDF du SINR en distance fixe est très proche de celui pour des distance suivant une loi de Rayleigh. Néanmoins, il est à noter que la configuration fixe est légèrement plus optimiste en termes de SINR, notamment pour un seuil compris entre -25 et 10 dB pour un réseau clairsemé, et entre -38 et -10 dB pour un réseau dense. Cette différence, bien que très fine, peut être expliquée par plusieurs causes.

D'une part, dans les formules théoriques de la probabilité de couverture, on prend en considération $\mathbb{E} \left[P_D^{\frac{2}{\alpha}} \right]$, et non l'espérance de la longueur des liens D2D. Cette espérance est en lien, certes direct, avec la distance D2D, mais la moyenne ne peut être calculée aisément, à l'inverse du cas où les distances D2D sont fixes.

D'autre part, si l'on prend un seuil de mode de 200 m, il est évident que dans le cas fixe, tous les émetteurs D2D seront actifs. A l'inverse, dans le cas de distances de Rayleigh, certains émetteurs D2D seront en sommeil. Il va donc de soit que le nombre d'appareils interférant est plus élevé dans le cas fixe. Il serait par conséquent compréhensible que le CCDF en mode fixe soit plus bas que celui en mode Rayleigh. Néanmoins, rappelons-nous que dans le mode Rayleigh, les distances vont de 0 m à plus de 300 m (d'après la distribution de Rayleigh). Par conséquent,

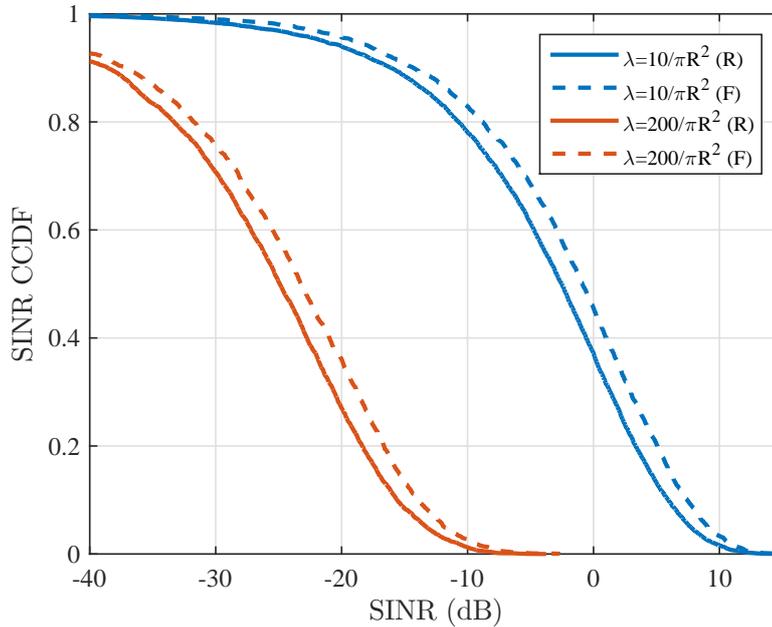


FIGURE 3.7.1 – Comparatif du CCDF du SINR pour des distances D2D fixes (F) et distances D2D suivant une loi de Rayleigh (R)

il peut y avoir des émetteurs placés à une distance égale au seuil de mode. Vu que l'on utilise une inversion de canal, il va de soi que dans ce cas bien précis, la puissance d'émission D2D est beaucoup plus forte (surtout pour $\alpha = 3.5$) que pour des distances fixes. Ainsi, cet effet dû à la distribution des distances D2D suivant une loi de Rayleigh contrebalance avec le nombre de DUE actifs.

Ainsi, au vu des résultats et des analyses de ceux-ci, il nous paraît très intéressant d'utiliser des distances D2D fixes à des fins de simplifications mathématiques. Bien qu'ayant une faible corrélation avec la réalité, les résultats, tout du moins leur allure générale, concordent de manière très proche avec un cas beaucoup plus réaliste utilisant une distribution de Rayleigh. Nous nous proposerons donc, dans le chapitre suivant, de modéliser les distances dans les paires D2D par des distances fixes.

3.8 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons d'abord modélisé un réseau hybride composé de D2D et de dispositifs cellulaires. Nous avons analysé le SINR et les débits de données ergodiques normalisés, puis comparé ces métriques pour les communications

Inband Overlay et Outband D2D, ce qui constitue la principale contribution de ce chapitre. Si l'environnement est dense en termes de périphériques, l'utilisation de l'Outband peut permettre à la fois de décharger le réseau cellulaire (afin de ne l'utiliser que pour le cellulaire), et d'augmenter le débit de données. Néanmoins, l'Outband D2D est principalement avantageux pour les communications D2D dans des environnements relativement clairsemés et avec un seuil de sélection de mode D2D élevé (c'est-à-dire avec une puissance d'émission élevée).

A la vue de ces résultats, nous nous proposons dans le chapitre suivant de nous intéresser de plus près aux communications Outband D2D, et plus particulièrement en utilisant une bande de fréquence encore non utilisée par les systèmes actuels : les ondes millimétriques. L'utilisation de ces bandes de fréquences nous permet à la fois de jouir pleinement d'une plage étendue de fréquences libres, et de pouvoir intégrer des antennes directionnelles miniatures dans les dispositifs émetteurs et récepteurs. Néanmoins, l'utilisation de telles ondes change sensiblement notre approche, de par notamment la modélisation du canal, différente de celle introduite jusqu'à présent.

Chapitre 4

Ondes millimétriques et communications D2D

Sommaire

4.1	Propagation des ondes millimétriques	105
4.1.1	Introduction sur les ondes millimétriques	105
4.1.2	Modélisation du canal de propagation	105
4.1.3	Phénomène de blocage	106
4.2	Antennes directionnelles en ondes millimétriques	108
4.2.1	Réseaux d'antennes millimétriques	108
4.2.2	Beamforming à l'émetteur et au récepteur	111
4.2.3	Modèle d'antennes à motifs sectorisés	111
4.3	Analyses spectrales et énergétiques des liens D2D millimétriques	113
4.3.1	Modèle de réseau	113
4.3.2	Probabilités de couverture	114
4.3.3	Simulations et discussions	119
4.3.4	Efficacité énergétique	124
4.3.5	Comparaison des modèles de small-scale fading de Rayleigh et de Nakagami-m	128
4.4	Comparaison de différents types d'antennes directionnelles en canal de Rayleigh	129
4.4.1	Modèle du réseau	129
4.4.2	Antennes directionnelles à ondes millimétriques	130
4.4.3	Approche théorique et probabiliste	131
4.4.4	Simulations et discussions	132

4.5 Conclusions 138

DANS ce chapitre, nous allons nous intéresser à l'utilisation des ondes millimétriques pour les communications D2D. Dans un premier temps, nous traiterons de la propagation des ondes millimétriques dans l'air, celle-ci étant assez différentes de celles utilisées pour les communications cellulaires classiques. Nous introduirons ensuite différents modèles d'antennes directionnelles millimétriques que nous utiliserons pour les analyses spectrales et énergétiques de liens D2D millimétriques. A la suite de ces analyses dans lesquelles nous modéliserons le canal suivant le modèle de Nakagami, nous effectuerons une comparaison de différents types d'antennes directionnelles en modélisant le canal millimétrique par un canal de Rayleigh.

4.1 Propagation des ondes millimétriques

4.1.1 Introduction sur les ondes millimétriques

Bien que l'impact sur le corps humain [Wu 15] et le comportement du canal [Roh 14, Kyro 12] des ondes millimétriques ne soient pas totalement définis à l'heure actuelle [Ji 16], l'utilisation du spectre millimétrique est une option très intéressante pour les futures communications sans fil. En effet, le spectre millimétrique peut supporter des centaines de fois plus de capacité que le spectre cellulaire actuel [Agiwal 16, Andrews 14]. Dans [Qiao 15], les auteurs proposent une architecture système basée sur les ondes millimétriques et le LTE. Leur méthode introduit un système efficace de partage de ressources qui permet des liaisons D2D sans interférence. Les auteurs de [Al-Hourani 14] proposent quant à eux d'étudier la propagation des ondes dans le spectre millimétrique (en particulier pour les bandes 24 et 61 GHz) à l'aide de modèles de tracés de rayons en milieu urbain. Leurs résultats prouvent que l'utilisation des ondes millimétriques pour le D2D est hautement possible, mais seulement à l'aide de beamforming et de beamsteering. En effet, ces deux méthodes permettent de tirer parti des réflexions et réfractions dues aux structures urbaines. Par ailleurs, les auteurs de [Agiwal 16] et [Rappaport 13] révèlent que les bâtiments communs sont très résistants à la pénétration de ondes millimétriques.

4.1.2 Modélisation du canal de propagation

Comme expliqué dans [Rappaport 13, Andrews 17], le modèle d'évanouissement de Rayleigh utilisé dans la bande de fréquences inférieure à 6 GHz ne peut pas être appliqué aux communications utilisant les ondes millimétriques. Le modèle d'évanouissement le plus approprié aux ondes millimétriques repose alors, d'après [Bai 15], sur un canal de Nakagami indépendant pour chaque lien. Les paramètres

d'évanouissement de Nakagami pour la vue directe (LOS - Line Of Sight) et indirecte (NLOS - Non-Line Of Sight) sont notés respectivement N_L et N_N (en supposant que N_L et N_N sont des entiers positifs). Si h_i est le terme d'évanouissement à petite échelle sur le i -ème récepteur ou émetteur, h_i^2 est une variable aléatoire suivant une loi Gamma normalisée ($h_i^2 \sim \Gamma\left(N_L, \frac{1}{N_L}\right)$ ou $h_i^2 \sim \Gamma\left(N_N, \frac{1}{N_N}\right)$). Notons que dans nos travaux, nous ignorons la sélectivité de fréquence dans l'évanouissement. En effet, les mesures effectuées dans [Rappaport 13] montrent clairement que la propagation du retard est relativement faible, et que les évanouissements sélectifs en fréquence peuvent avoir un impact limité grâce à des techniques telles que l'OFDM ou l'égalisation fréquentielle [Di Renzo 15]. De plus, les résultats de la mesure dans [Rappaport 13] montrent que les évanouissements à petite échelle sur ondes millimétriques sont moins sévères que dans les systèmes LTE lorsque des antennes à faisceau étroit sont utilisées (ce qui est notre cas dans la suite de nos travaux).

4.1.3 Phénomène de blocage

Avec des ondes millimétriques, les liaisons entre un émetteur et un récepteur D2D peuvent être dans un état de visibilité directe (LOS), dans un état de non-visibilité directe (NLOS) ou non établies [Akdeniz 14]. Si le lien est dans l'état LOS, l'émetteur D2D devrait être visible par le récepteur, c'est-à-dire qu'il n'y a pas de blocage dans le lien [Turgut 17]. Cependant, si le lien est dans l'état NLOS, des blocages se produisent entre l'émetteur et le récepteur. Si ces blocages sont trop forts (c'est-à-dire si l'affaiblissement de propagation est très élevé), le lien D2D est considéré comme non établi.

Pour modéliser le phénomène de blocage, plusieurs approches sont décrites. Tout d'abord, un modèle stochastique est suggéré par les normes 3GPP, différenciant les liaisons LOS et NLOS. Ces standards proposent une fonction $P_{LOS}(d)$ représentant la probabilité qu'un lien de distance d est en LOS. Cette fonction diffère pour chaque environnement (urbain, rural, etc.). Les fonctions sont expliquées dans [Andrews 17, Eqs. (1) and (2)]. D'autres auteurs comme ceux de [Bai 14b] proposent de modéliser le blocage à l'aide de la théorie des formes aléatoires, en tenant compte du fait que les centres d'objets forment un Processus Poisson Point (PPP). La forme, la taille et l'orientation de chaque objet sont supposées avoir une certaine distribution. En plus de ces deux approches de modélisation de blocage, l'approche du modèle à boules LOS est un outil mathématiquement plus aisé et aidant au calcul. Dans ce modèle, la fonction de probabilité LOS est modélisée comme une fonction d'étape simple $P_{LOS} = \mathbb{I}(d < R_B)$, où R_B indique la longueur maximale d'un lien LOS. Dans [Bai 15], les auteurs proposent de modéliser le blocage sous la forme d'un schéma rectangle booléen. Dans [Turgut 17], les auteurs adoptent un modèle d'approximation D -ball. Dans notre travail, nous proposons

d'utiliser cette dernière approche.

Les blocages, dus par exemple aux bâtiments dans les villes, forment un processus de formes aléatoires sur le plan [Bai 15]. La distribution du processus de blocage (modélisé par un modèle stochastique [Andrews 17]) est supposée être stationnaire et isotrope. Nous proposons d'adopter le modèle d'approximation en boules D généralisé expliqué dans [Turgut 17] et validé dans [Andrews 17] comme le modèle de blocage le plus réaliste parmi tous les autres, comme ceux expliqués dans [ElSawy 17].

4.1.3.1 Modèle d'approximation en boules D

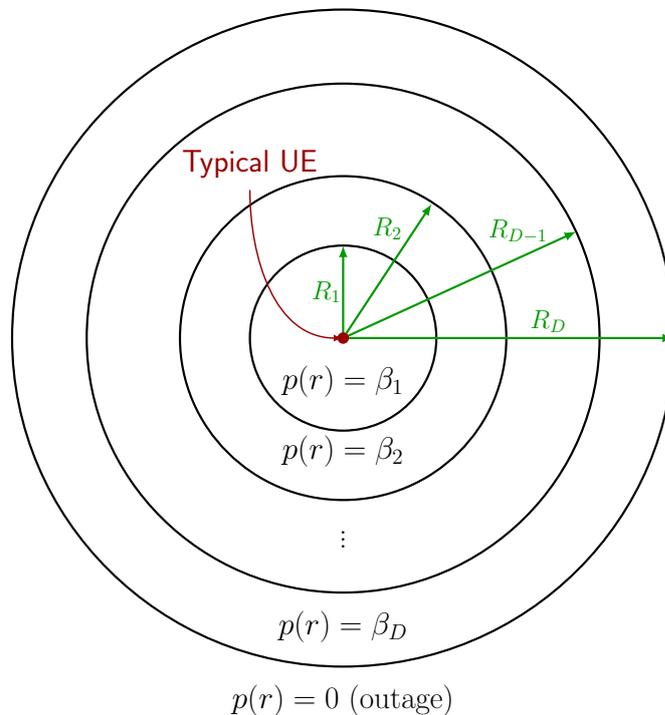


Figure 4.1.1 – Modèle d'approximation en boules D

Le modèle d'approximation en boules D est illustré sur la figure 4.1.1. Dans ce modèle, un lien est en état LOS avec une probabilité $q_{1,L} = \beta_1$ à l'intérieur de la première boule de rayon R_1 , alors que ce lien est dans l'état NLOS avec une probabilité $q_{1,N} = 1 - \beta_1$. De même, la probabilité LOS pour un lien est égale à $q_{d,L} = \beta_d$ si la distance entre un émetteur et un récepteur est comprise entre R_{d-1} et R_d pour $d = 2, \dots, D$. Tous les liens possédant des distances supérieures à R_D sont supposés être non établis.

De plus, les lois d'affaiblissement de propagation sont différentes pour les liaisons LOS et NLOS. L'affaiblissement de propagation sur chaque lien peut être exprimée comme dans (4.1.1), où α_L et α_N sont les exposants d'affaiblissement de propagation pour toutes les boules en LOS et NLOS :

$$\nu(r) = \begin{cases} \begin{cases} r^{\alpha_L} & \text{w/ prob. } q_{1,L} = \beta_1 \\ r^{\alpha_N} & \text{w/ prob. } q_{1,N} = (1 - \beta_1) \end{cases} & \text{si } r \in [0, R_1) \\ \begin{cases} r^{\alpha_L} & \text{w/ prob. } q_{2,L} = \beta_2 \\ r^{\alpha_N} & \text{w/ prob. } q_{2,N} = (1 - \beta_2) \end{cases} & \text{si } r \in [R_1, R_2) \\ \vdots & \\ \begin{cases} r^{\alpha_L} & \text{w/ prob. } q_{D,L} = \beta_D \\ r^{\alpha_N} & \text{w/ prob. } q_{D,N} = (1 - \beta_D) \end{cases} & \text{si } r \in [R_{(D-1)}, R_D) \\ \text{panne} & \text{si } r \geq R_D. \end{cases} \quad (4.1.1)$$

Dans la suite de nos travaux, \mathcal{B}_1 correspond à la première boule de rayon R_1 , et \mathcal{B}_d correspond à la zone comprise entre la boule $(d - 1)$ (ayant pour rayon R_{d-1}) et la boule d (ayant pour rayon R_d).

4.2 Antennes directionnelles en ondes millimétriques

Nous considérons que les communications Outband D2D utilisent le spectre millimétrique, à l'aide d'antennes directionnelles. D'après les résultats donnés dans [Maccartney 13] et [Al-Hourani 14], nous considérons que la fréquence de fonctionnement est $F_c = 28 \text{ GHz}$ ¹, et donc la longueur d'onde est $\lambda_c = 10.7 \text{ mm}$.

4.2.1 Réseaux d'antennes millimétriques

Considérons un réseau linéaire uniforme d'antennes (ULA) composé de N_A antennes isotropes [Soszka 15] à la fois en émission et en réception.

Toutes les antennes isotropes élémentaires composant le réseau sont séparées par une distance d_A . Le réseau d'antennes est décrit à la figure 4.2.1. Sur cette figure, θ_A indique l'angle de départ de l'onde vers le récepteur.

Notons que nous supposons que le récepteur est dans le champ lointain de l'émetteur.

1. Notons cependant que l'Arcep a lancé un guichet pour la réalisation de pilotes 5G sur la bande des 26 GHz [Communiqué ARCEP 16 Janvier 2018].

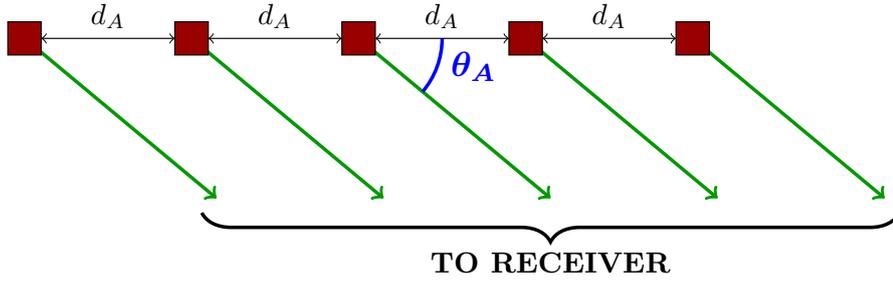


Figure 4.2.1 – ULA. Les carrés rouges et les lignes vertes désignent respectivement les antennes élémentaires et les rayons

Le facteur de réseau AF (θ_A, N_A, d_A) pour un ULA avec N_A éléments identiques est défini par

$$\text{AF}(\theta_A, N_A, d_A) = \sum_{n=1}^{N_A} e^{j(n-1)(k_A d_A \cos \theta_A)} \quad (4.2.1)$$

où $k_A = 2\pi/\lambda_c$ désigne le vecteur d'onde [Balanis 05, Chap. 6.3]. Nous proposons de mettre l'accent sur les réseaux linéaires d'antennes dont les éléments sont alignés mécaniquement, c'est-à-dire que nous ne considérons pas le beamsteering.

Le point de référence est le centre physique de l'ULA. Par suite, le diagramme de rayonnement $\zeta(\theta_A, N_A, d_A)$ du facteur de réseau peut être exprimé comme suit :

$$\zeta(\theta_A, N_A, d_A) = \left| \frac{\sin(N_A k_A d_A \cos(\theta_A)/2)}{\sin(k_A d_A \cos(\theta_A)/2)} \right| \quad (4.2.2)$$

En termes de puissance, $\zeta^2(\theta_A, N_A, d_A)$ représente la directivité du réseau. Ceci est dû au fait que les antennes élémentaires sont omnidirectionnelles. Le diagramme de rayonnement normalisé (en termes de puissance) est représenté sur la figure 4.2.2.

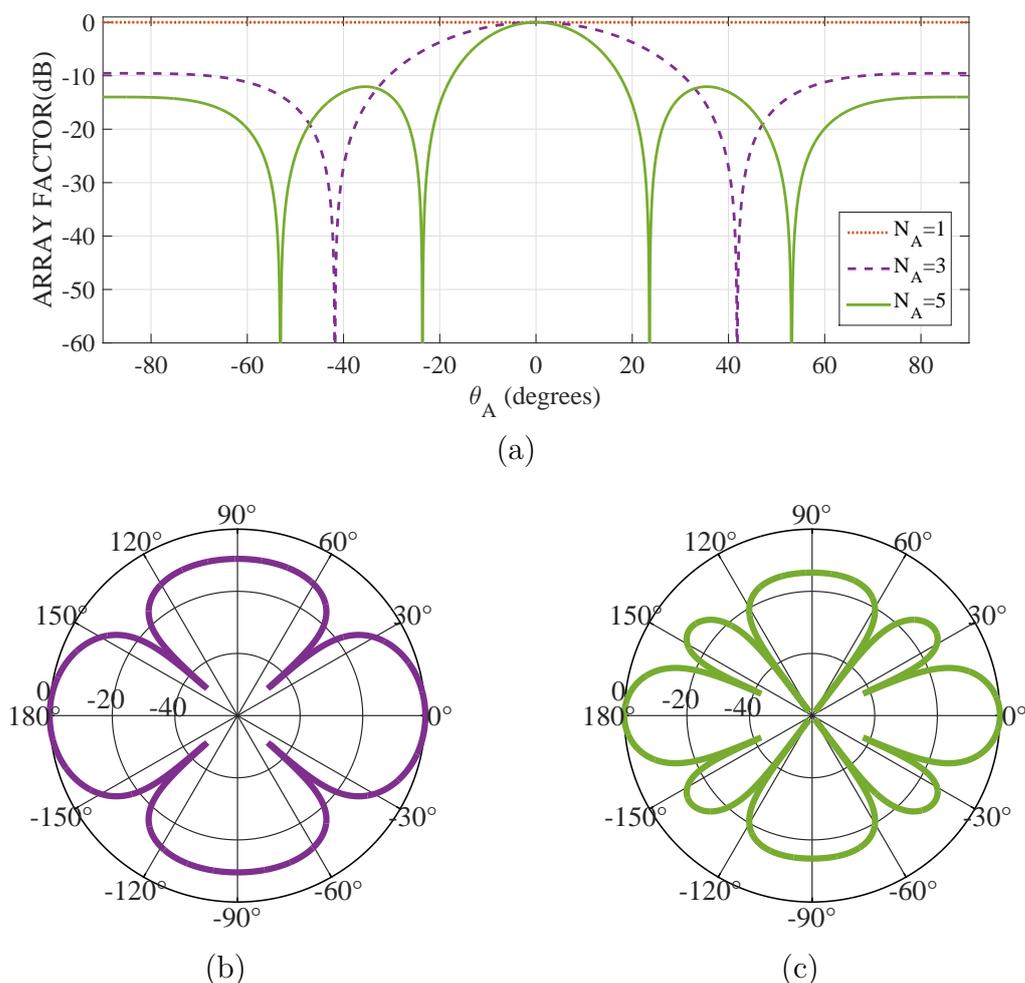


Figure 4.2.2 – Diagramme de rayonnement normalisé d’antenne à N_A éléments. (a) Array factor en dB pour $N_A=1, 3$ et 5. (b) Tracé polaire de la directivité relative avec $N_A=3$. (c) Tracé polaire de la directivité relative avec $N_A=5$

Dans ce travail, nous avons pris une valeur de $d_A = \lambda_c/2 = 5.35$ mm (notons que la valeur maximale pour la directivité est atteinte pour $d_A = 0.7\lambda_c$ [Balanis 05]). De plus, nous ne prenons pas en compte l’effet de couplage dans les réseaux d’antennes. Comme le montrent les diagrammes de rayonnement affichés dans [Kelley 93], l’impact du couplage entre les éléments d’une ULA sur le comportement de l’antenne est très faible.

Remarques sur la directivité et la puissance rayonnée pour des ULA non-normalisées

Pour un diagramme de rayonnement non-normalisé, la directivité maximale est

exprimée comme dans (4.2.3) [Balanis 05] :

$$D_{max}(N_A, d_A) = 4\pi \frac{N_A^2}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} \zeta^*(\theta_A, N_A, \varphi, d_A) d\varphi d\theta_A} \quad (4.2.3)$$

avec $\zeta^*(\theta_A, N_A, \varphi, d_A) = \left(\frac{\sin(N_A k_A d_A \sin(\theta_A) \cos(\varphi)/2)}{\sin(k_A d_A \sin(\theta_A) \cos(\varphi)/2)} \right)^2 \sin(\theta_A)$. Pour $d_A = \lambda_c/2$, (4.2.3) peut être simplifié en $D_{max}(N_A, d_A) = N_A$. La puissance reçue par le DUE i est donc $P_{u,i} = P_i L_i^{-\alpha_s} G_0 h_i$, avec $s \in \{L, N\}$. Ainsi, on a $P_{u,i} = P_i L_i^{-\alpha_s} N_A h_i$.

4.2.2 Beamforming à l'émetteur et au récepteur

L'amélioration du bilan de liaison est établie en alignant les lobes principaux de l'émetteur et du récepteur. Tout d'abord, chaque UE transmet et reçoit périodiquement des signaux de découverte ("beacons") [Choi 14], comme vu dans le Chapitre 1. Les balises sont envoyées à l'aide d'antennes omnidirectionnelles. Lorsque la balise relative à une communication D2D est reçue, il est possible d'estimer l'angle d'arrivée de l'onde provenant de l'émetteur D2D grâce à l'ULA. Ensuite, l'émetteur et le récepteur alignent leurs faisceaux avec une méthode d'orientation de faisceau de manière à diriger le lobe principal de l'antenne vers son récepteur correspondant, et réciproquement.²

4.2.3 Modèle d'antennes à motifs sectorisés

Dans nos travaux, nous proposons d'utiliser des modèles d'antennes à motifs sectorisés, comme dans [Andrews 17, Turgut 17, Bai 15]. Dans ce modèle, le modèle de faisceau du réseau réel est approximé par une fonction échelon avec un lobe principal constant sur la largeur du faisceau et un lobe latéral constant dans le cas contraire. La précision de ce modèle a été validée par [Alkhateeb 17] et [Bai 14a].

Ainsi, le gain du lobe principal de l'antenne ULA est supposé égal à M pour tous les angles dans le lobe principal à -3 dB, et à m autrement.

De plus, à cause de la formation de faisceau, le gain d'antenne global d'une paire D2D est $G_0 = MM$. De plus, la direction du faisceau des liens interférents est modélisée comme une variable uniforme sur $[0, 2\pi]$, le gain d'antenne effectif entre un émetteur D2D interférant et un récepteur D2D est alors une variable aléatoire discrète décrite dans le tableau 4.1 [Turgut 17], où G est le gain de directivité effectif, Ω est la largeur de faisceau du lobe principal à -3 dB, p_G est la probabilité d'avoir un gain d'antenne effectif de $G \in \{MM, Mm, mm\}$ et $c_{UE} = \frac{\Omega}{2\pi}$. Les

². Se reporter à [Roh 14] pour plus d'informations sur le beamforming avec des ondes millimétriques.

valeurs numériques de M , m et Ω pour ULA-1, ULA-3 et ULA-5 sont données dans le tableau 4.2. La figure 4.2.3 montre les motifs sectorisés utilisés ultérieurement pour des ULA-3 et des ULA-5.

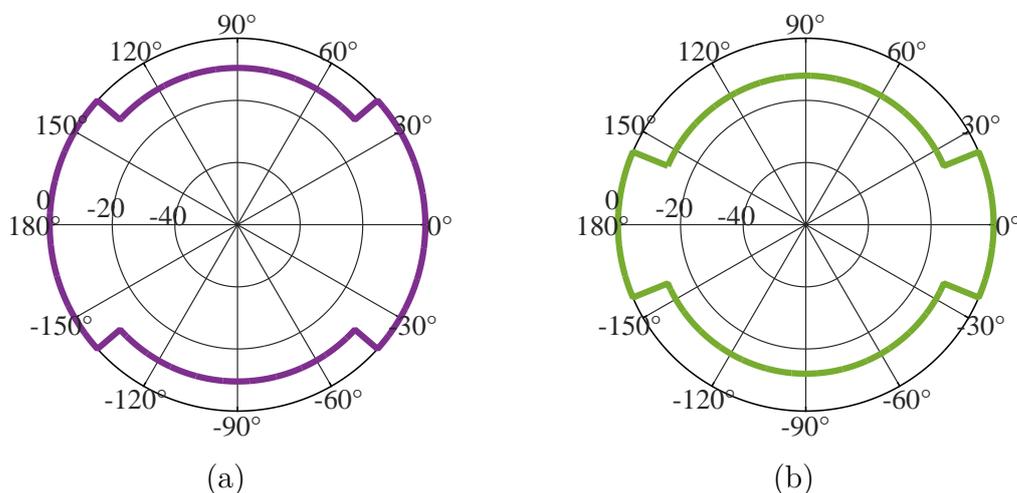


Figure 4.2.3 – Modèle d'antennes à motifs sectorisés pour des ULA à 3 éléments (a) et à 5 éléments (b)

Dans la suite de nos travaux, nous notons $G_{i,j}$ le gain de directivité entre le i -ème récepteur et le j -ème émetteur. Pour un lien interférant, le gain de directivité moyen peut s'écrire comme suit :

$$\mathbb{E}[G_{i,j}] = \sum_{G \in \{MM, Mm, mm\}} p_G G. \quad (4.2.4)$$

Notons que $G_{i,j}$ correspond à un gain de directivité de lien typique, alors que G indique un gain de directivité probabiliste.

Table 4.1 – Probabilité de masse de G [Andrews 17, Bai 15]

G	MM	Mm	mm
p_G	$(c_{UE})^2$	$2c_{UE}(1 - c_{UE})$	$(1 - c_{UE})^2$

Table 4.2 – Gain d’antenne effectif entre un émetteur D2D interférent et un récepteur D2D

Type d’ULA	M	m	Ω
ULA-1	0 dBi	N.A.	N.A.
ULA-3	0 dBi	-9.54 dBi	2.93 rad
ULA-5	0 dBi	-12.04 dBi	1.61 rad

4.3 Analyses spectrales et énergétiques des liens D2D millimétriques

4.3.1 Modèle de réseau

Nous modélisons les UE à l’aide d’un PPP indépendamment marqué défini comme suit :

$$\tilde{\Phi}_U = \{(X_i, \delta_i, L_i, P_i, \theta_i)\}, \quad (4.3.1)$$

où $\{X_i\}$, $\{\delta_i\}$, $\{L_i\}$, $\{P_i\}$ et $\{\theta_i\}$ représentent respectivement l’ensemble des positions des UEs, le type de communication de l’UE, la longueur du lien radio D2D, la puissance d’émission de l’UE et l’angle orienté entre l’émetteur et le récepteur D2D par rapport à l’axe des abscisses. Les $\{X_i\}$ sont placés suivant un PPP non marqué $\Phi_U \in \mathbb{R}^2$ ayant pour densité λ_U . Les $\{\delta_i\}$ sont tous pris à 1 (i.e. toutes les communications sont en D2D). De plus, les $\{\theta_i\}$ sont uniformément distribués dans $(0, 2\pi]$. Le modèle de réseau est représenté sur la figure 4.3.1.

Dans cette partie, nous considérons que les distances entre deux éléments d’une paire D2D est constante pour toutes les paires, comme modélisé par exemple dans [Ghavami 17, Zhang 15, Zhang 16]. En effet, comme indiqué dans la section 3.7, bien qu’ayant une faible corrélation avec la réalité, les résultats avec des distances fixes concordent de manière très proche avec un cas beaucoup plus réaliste utilisant une distribution de Rayleigh pour les distances entre émetteurs et récepteurs D2D. Ainsi, on prend $L_i = 25$ m, ce qui est une valeur décente pour des liens D2D [Ghavami 17, Thornburg 16]. Notons de plus que tous les liens D2D sont actifs.

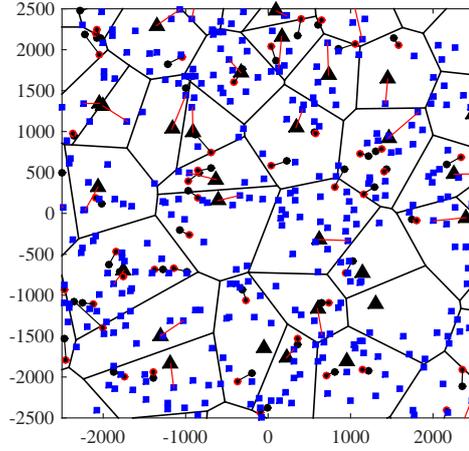


Figure 4.3.1 – Modèle de réseau pris en compte dans notre travail. Les triangles noirs, les carrés bleus, les points noirs et les points rouges désignent les BS, les CUE, les récepteurs DUE et les émetteurs DUE, respectivement.

4.3.2 Probabilités de couverture

Dans cette section, nous considérons les canaux basés sur ondes millimétriques. Nous considérons une paire D2D DP_i comprenant un émetteur $D_{t,i}$ et un récepteur $D_{r,i}$. Le signal reçu en bande de base par $D_{r,i}$ peut être écrit comme suit :

$$\begin{aligned}
 Y_i[n] = & \sqrt{P_i L_i^{-\alpha_s} G_0} h_i S_i[n] \\
 & + \sum_{X_j \in \Phi_{D,I(i)}} \sqrt{P_j L_{i,j}^{-\alpha_s} G_{i,j}} h_{i \leftarrow j} S_j[n] \\
 & + Z[n],
 \end{aligned} \tag{4.3.2}$$

avec $s \in \{L, N\}$ et où h_i , S_i , $\Phi_{D,I(i)}$, $L_{i,j}$, $h_{i \leftarrow j}$, S_j et $Z[n]$ représentent respectivement l'évanouissement à petite échelle du lien pris en compte, le signal du lien pris en compte (avec une variance de 1), l'ensemble des devices interférents sur i -ème device, la distance entre le j -ème émetteur et le i -ème récepteur, l'évanouissement à petite échelle entre le j -ème émetteur et le i -ème récepteur, le signal envoyé par le j -ème device interférant et le bruit blanc additif gaussien (AWGN).

4.3.2.1 Caractérisation des interférences

Dans cette section, nous visons à caractériser toutes les interférences reçues par un récepteur D2D dans un modèle de boules D .

Premièrement, nous considérons une liaison D2D où les interférences dans le même canal sont générées par les DUE potentiels fonctionnant en mode D2D [Chun 17]. Nous supposons que le récepteur DUE est situé à l'origine de l'espace. En outre, nous supposons que la longueur de liaison typique L_i est comprise dans la d -ième boule \mathcal{B}_d . Par conséquent, le lien typique est soit dans l'état LOS, avec une probabilité β_d , soit dans l'état NLOS, avec une probabilité $1 - \beta_d$.

Les premiers interférents sur le lien pris en compte sont ceux placés dans la première boule \mathcal{B}_1 (c'est-à-dire ceux qui sont situés à une distance du récepteur typique comprise entre 0 et R_1). Le lien entre le DUE et les interférents peut être dans l'état LOS, ou dans l'état NLOS, avec des probabilités β_1 ou $1 - \beta_1$, respectivement. De plus, rappelons que le lien entre un récepteur d'interférent et son émetteur associé peut être en LOS ou en NLOS. Comme nous utilisons l'inversion de canal, $P_{u,j} = h_j^2$, alors $P_j = L_j^{\alpha_s}$, avec $s \in \{L, N\}$. Ainsi, l'ensemble des interférents dans la première boule comprend :

1. l'ensemble des interférents avec une liaison LOS au récepteur et une liaison LOS sur le lien D2D considéré $\Phi_{D,L,L} \cap \mathcal{B}_1$
2. l'ensemble des interférents avec une liaison LOS au récepteur et une liaison NLOS sur le lien D2D considéré $\Phi_{D,L,N} \cap \mathcal{B}_1$
3. l'ensemble des interférents avec une liaison NLOS au récepteur et une liaison LOS sur le lien D2D considéré $\Phi_{D,N,L} \cap \mathcal{B}_1$ et
4. l'ensemble des interférents avec une liaison NLOS au récepteur et une liaison NLOS sur le lien D2D considéré $\Phi_{D,N,N} \cap \mathcal{B}_1$.

De même, l'ensemble des interférents dans la boule d comprend ces mêmes quatre cas représentés pour la première boule (c'est-à-dire $\Phi_{D,L,L} \cap \mathcal{B}_d$, $\Phi_{D,L,N} \cap \mathcal{B}_d$, $\Phi_{D,N,L} \cap \mathcal{B}_d$ et $\Phi_{D,N,N} \cap \mathcal{B}_d$). Par suite, la somme des interférences $I_{agg,d}$ dans la boule d peut être exprimée comme dans (4.3.3) :

$$\begin{aligned}
 I_{agg,d} &= \sum_{X_j \in \Phi_{D,L,L} \cap \mathcal{B}_d} h_j G_{i,j} L_j^{\alpha_L} \|X_j\|^{-\alpha_L} + \sum_{X_j \in \Phi_{D,L,N} \cap \mathcal{B}_d} h_j G_{i,j} L_j^{\alpha_N} \|X_j\|^{-\alpha_L} \\
 &+ \sum_{X_j \in \Phi_{D,N,L} \cap \mathcal{B}_d} h_j G_{i,j} L_j^{\alpha_L} \|X_j\|^{-\alpha_N} + \sum_{X_j \in \Phi_{D,N,N} \cap \mathcal{B}_d} h_j G_{i,j} L_j^{\alpha_N} \|X_j\|^{-\alpha_N} \\
 &= \sum_{s_1 \in \{L,N\}} \sum_{s_2 \in \{L,N\}} \sum_{X_j \in \Phi_{D,s_1,s_2} \cap \mathcal{B}_d} h_j G_{i,j} L_j^{\alpha_{s_2}} \|X_j\|^{-\alpha_{s_1}}. \tag{4.3.3}
 \end{aligned}$$

Les interférences agrégées reçues par le dispositif pris en compte correspondent à la somme de toutes les interférences pour toutes les boules. Par suite, les interférences agrégées reçues par un DUE sont données par (4.3.4) :

$$I_{agg} = \sum_{d=1}^D I_{agg,d} = \sum_{d=1}^D \sum_{s_1 \in \{L,N\}} \sum_{s_2 \in \{L,N\}} \sum_{X_j \in \Phi_{D,s_1,s_2} \cap \mathcal{B}_d} h_j G_{i,j} L_j^{\alpha_{s_2}} \|X_j\|^{-\alpha_{s_1}}. \quad (4.3.4)$$

4.3.2.2 Caractérisation du SINR

Le SINR pour un DUE peut être écrit comme suit :

$$\Psi_i = \frac{P_{u,i}}{I_{agg} + P_N}, \quad (4.3.5)$$

où $P_N = -174$ dBm/Hz indique la puissance du bruit sur le dispositif. Par conséquent,

$$\Psi_i = \frac{h_i}{\sum_{d=1}^D I_{agg,d} + P_N}. \quad (4.3.6)$$

RAPPEL : Remarque sur l'inversion de canal

Comme dans le chapitre 3, nous considérons une inversion de canal. Ceci implique que la puissance d'émission est calculée par rapport à la distance entre l'émetteur et le récepteur (néanmoins, elle ne prend pas en compte l'évanouissement). En d'autres termes, $P_{u,i} = h_i$. Le SNR (Signal to Noise Ratio) défini comme la puissance moyenne du signal reçu normalisée par rapport à la puissance de bruit [Lin 14b] est exprimé comme (pour le i -ème dispositif) :

$$\text{SNR}_i = \frac{P_i L_i^{-\alpha_s}}{P_N}, \quad (4.3.7)$$

avec $s \in \{L, N\}$, et donc $P_N = \frac{1}{\text{SNR}}$. Notons que la puissance du bruit est considérée comme similaire pour chaque appareil.

4.3.2.3 Calcul de la probabilité de couverture

La fonction de distribution cumulée complémentaire (CCDF) du SINR représentant la probabilité que le SINR soit plus grand ou égal à Ψ , connue sous le nom de probabilité de couverture, peut s'écrire :

$$\begin{aligned}\mathcal{C}(\Psi) &= \mathbb{P}\left(\frac{h_i}{I_{agg} + P_N} \geq \Psi\right) \\ &= \mathbb{P}(h_i \geq \Psi(I_{agg} + P_N)).\end{aligned}\tag{4.3.8}$$

Dans un canal de Nakagami, le fading rapide h_i est modélisé comme une variable suivant une loi de Nakagami ayant pour paramètre générique N . Par conséquent, le small scale fading au carré suit quant à lui une loi Gamma, de paramètres N et $\frac{1}{N}$ ($\Gamma\left(N, \frac{1}{N}\right)$). Cependant, à l'inverse du cas du canal de Rayleigh, la probabilité de couverture ne peut pas être déduite de la fonction génératrice du moment. Les calculs inhérents au calcul de cette probabilité sont donc nettement plus complexes que dans le premier cas.

Plusieurs approches ont été proposées pour calculer la probabilité de couverture du SINR dans le cas du canal de Nakagami.

Un type d'approche consiste à calculer la fonction génératrice des moments, en se basant sur des outils mathématiques tels que le théorème de Parseval [Baccelli 09a, Bai 15], le théorème d'inversion de Gil-Pelaez [Di Renzo 14], le lemme d'Hamdi [Hamdi 10], le lemme de Faa di Bruno [Gupta 14], ou en inversant numériquement la fonction génératrice des moments.

Un autre type d'approches consiste à appliquer des approximations, par exemple en se basant sur le lemme d'Alzer [Alzer 97], l'approche du matching d'intensité [Di Renzo 15], ou la considération du canal comme un canal de Rayleigh. Les travaux dans [Gupta 16] montrent que malgré le fait que les résultats ne sont pas exacts, l'aspect général est assez proche de la réalité.

Par souci de concision, nous ne détaillerons pas les différentes approches dans nos travaux, mais nous nous focaliserons sur l'approche basée sur le lemme d'Alzer.

La probabilité de couverture des terminaux en vue directe est donnée par la formule suivante :

$$\mathcal{C}_L(\Psi) = \sum_{n=1}^{N_L} (-1)^{n+1} \binom{N_L}{n} e^{-u_L P_n} \mathcal{L}_I(u_L),\tag{4.3.9}$$

où $u_L = n\eta_L\Psi$, $\eta_L = N_L(N_L!)^{-\frac{1}{N_L}}$ et $\mathcal{L}_I(u_L)$ correspond à la transformée de Laplace des interférences pour un lien en vue directe. La preuve de cette équation est donnée en Annexe C.1.

Nous voyons clairement dans (4.3.8) que la probabilité de couverture dépend du paramètre d'évanouissement à petite échelle h_i^2 qui est différent pour les liaisons LOS et NLOS. Ainsi, la probabilité globale de couverture peut s'écrire comme suit :

$$\mathcal{C}(\Psi) = \mathbb{P}_L \mathcal{C}_L(\Psi) + \mathbb{P}_N \mathcal{C}_N(\Psi) \quad (4.3.10)$$

où \mathbb{P}_L , \mathbb{P}_N , $\mathcal{C}_L(\Psi)$ et $\mathcal{C}_N(\Psi)$ indiquent respectivement la probabilité que le lien étudié soit en LOS (c'est-à-dire $h_i^2 \sim \Gamma\left(N_L, \frac{1}{N_L}\right)$), la probabilité que le lien étudié soit en NLOS (c'est-à-dire $h_i \sim \Gamma\left(N_N, \frac{1}{N_N}\right)$), la probabilité de couverture conditionnelle si le lien est en LOS et la probabilité de couverture conditionnelle si le lien est en NLOS.

Les valeurs analytiques de \mathbb{P}_L et \mathbb{P}_N peuvent être trouvées grâce à (4.1.1), et sont écrites comme dans (4.3.11) :

$$\begin{cases} \mathbb{P}_L &= \mathbb{P}[L_i \in [0, R_1]] \beta_1 + \sum_{d=2}^D \mathbb{P}[L_i \in [R_{d-1}, R_d]] \beta_d, \\ \mathbb{P}_N &= \mathbb{P}[L_i \in [0, R_1]] (1 - \beta_1) + \sum_{d=2}^D \mathbb{P}[L_i \in [R_{d-1}, R_d]] (1 - \beta_d). \end{cases} \quad (4.3.11)$$

Lemme 1. *Pour un lien d'état s (avec $s \in \{L, N\}$), la probabilité de couverture conditionnelle est la suivante :*

$$\mathcal{C}_s(\Psi) = \sum_{n=1}^{N_s} (-1)^{n+1} \binom{N_s}{n} e^{-u_s \sigma^2} \mathcal{L}_{I_{agg}}(u_s), \quad (4.3.12)$$

où $u_s = n \eta_s \Psi$, $\eta_s = N_s (N_s!)^{-\frac{1}{N_s}}$ et $\mathcal{L}_{I_{agg}}(u_s)$ correspond à la transformée de Laplace des interférences agrégées pour un lien d'état s .

Démonstration. Voir Annexe C.1. □

Lemme 2. *La transformée de Laplace des interférences agrégées peut être écrite comme dans (4.3.13), où $\mathbb{E}[P^{(s)}]$ indique la puissance d'émission moyenne d'un DUE, avec $s \in \{L, N\}$:*

$$\begin{aligned} \mathcal{L}_{I_{agg}}(u) &= \prod_{G \in \{MM, Mm, mm\}} \prod_{d=1}^D \prod_{s_1 \in \{L, N\}} \prod_{s_2 \in \{L, N\}} \quad (4.3.13) \\ &\exp \left(-2\pi \lambda_D \cdot p_G \cdot q_{d, s_1} \cdot q_{d, s_2} \int_{\mathcal{B}_d} \left(1 - \left(1 + u \mathbb{E}[P^{(s_2)}] \frac{r^{-\alpha_{s_1}}}{N_{s_1}} \right)^{-N_{s_1}} \right) r dr \right). \end{aligned}$$

Démonstration. Voir Annexe C.2. □

Théorème 3. *Grâce aux lemmes 1 et 2, la probabilité globale de couverture peut être écrite comme dans (4.3.14) :*

$$\mathcal{C}(\Psi) = \sum_{s \in \{L, N\}} \left(\mathbb{P}_s \prod_{G \in \{MM, Mm, mm\}} \prod_{d=1}^D \prod_{s_1 \in \{L, N\}} \prod_{s_2 \in \{L, N\}} \exp \left(-2\pi\lambda_D \cdot p_G \cdot q_{d,s_1} \cdot q_{d,s_2} \int_{B_d} \left(1 - \left(1 + u_s \mathbb{E} [P^{(s_2)}] \frac{r^{-\alpha_{s_1}}}{N_{s_1}} \right)^{-N_{s_1}} \right) r dr \right) \right). \quad (4.3.14)$$

4.3.3 Simulations et discussions

Les paramètres utilisés dans les simulations suivantes sont donnés dans le tableau 4.3. Nous considérons que les communications D2D utilisent des ondes millimétriques à 28 GHz. De plus, nous supposons un modèle à 2 boules pour le blocage, comme décrit dans [Turgut 17, Di Renzo 15]. Les simulations sont faites avec une méthode Monte-Carlo de 10.000 itérations.

Table 4.3 – Paramètres de simulation

Densité des BS	$\lambda_B = (\pi 100)^{-1} \text{ m}^{-2}$
Densité des UE (réseau clairsemé)	$\lambda_D = 2 \times (\pi 100^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$
Densité des UE (réseau dense)	$\lambda_D = 20 \times (\pi 100^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$
DUE potentiel	$q = 1$
Longueur des liens D2D	$L_i = 25 \text{ m}$
Paramètre de Nakagami pour des liens LOS	$N_L = 3$
Paramètres de Nakagami pour des liens NLOS	$N_N = 2$
Rayons des boules	$R_2 = 201.4371 \text{ m}$ $R_1 = 56.9945 \text{ m}$
Probabilité qu'un lien de longueur $r \in [0, R_1)$ soit en LOS	$\beta_1 = 0.8282$
Probabilité qu'un lien de longueur $r \in [R_1, R_2)$ soit en LOS	$\beta_2 = 0.1216$
Exposant de perte de trajet en LOS	$\alpha_L = 2$
Exposant de perte de trajet en NLOS	$\alpha_N = 4$
Vecteur d'onde	$k_A = 2\pi/\lambda_c$
Distance entre chaque antenne élémentaire isotrope	$d_A = \lambda_c/2$
Puissance statique d'un UE	$P_0 = 343.8 \text{ mW}$
Efficacité de l'amplificateur	$\Delta = 2$
Largeur de bande	$W = 1 \text{ GHz}$
Fréquence porteuse et longueur d'onde	$F_c = 28 \text{ GHz}, \lambda_c = 10.7 \text{ mm}$
Densité spectrale de puissance du bruit	$\sigma^2 = -174 \text{ dBm/Hz}$

Nous proposons d'analyser la probabilité de couverture et l'efficacité énergétique pour $\text{SNR} = 10 \text{ dB}$. Nous considérons que les ULA sont composés de 1, 3 et 5 éléments. En effet, pour un réseau linéaire à 5 éléments, la largeur totale de l'antenne est d'environ 75 mm, ce qui reste compatible avec un device type.

Réseau clairsemé

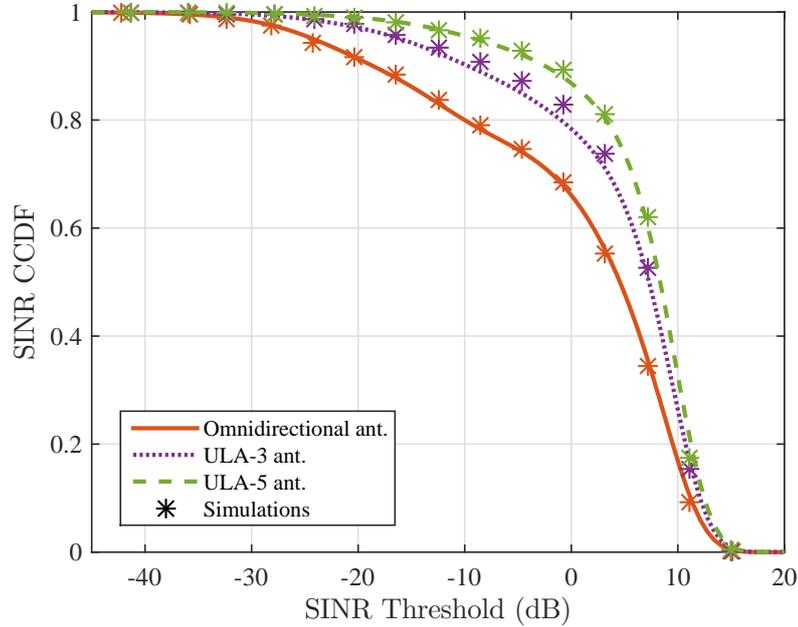


Figure 4.3.2 – Valeurs analytiques et de simulation du CCDF du SINR pour des liens D2D avec des ULA en ondes millimétriques dans un réseau clairsemé, avec $\lambda_D = 2 \times (\pi 100^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$ pour $N_A = 1$, $N_A = 3$ et $N_A = 5$

La figure 4.3.2 montre le CCDF du SINR pour les liens D2D avec des ULA en ondes millimétriques avec $\lambda_D = 2 \times (\pi 100^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$. Il peut être considéré comme un réseau clairsemé vu que λ_D est proche de λ_B .

Tout d’abord, nous pouvons voir que les résultats analytiques sont validés au vu de leur proximité avec les résultats de simulations. Néanmoins, la légère différence entre les simulations et les résultats théoriques provient de l’approximation dans le calcul de la transformée de Laplace des interférences agrégées donnée dans le lemme 2.

Nous voyons clairement que la probabilité de couverture converge vers la valeur de 1 si $\Psi \rightarrow -\infty$ pour tous les modèles d’antennes. Néanmoins, cette convergence est plus lente pour un faible nombre d’éléments. En effet, pour $N_A = 1$, la probabilité de couverture de 1 est atteinte pour $\Psi = -35 \text{ dB}$, alors que pour $N_A = 5$, cette valeur est atteinte pour $\Psi = -23 \text{ dB}$. Ceci est principalement dû à la directivité de l’ULA. En effet, le lobe principal est plus étroit pour ULA-5 que pour ULA-1. Ainsi, le nombre agrégé d’interférences provenant des antennes du lobe principal

est diminué, ainsi que la puissance des interférences. Cette amélioration de SINR grâce aux antennes directives ULA est visible pour chaque seuil SINR : la figure 4.3.2 montre une différence maximale de 0,16 pour la probabilité de couverture entre ULA-1 et ULA-5.

Cependant, la différence entre ULA-3 et ULA-5 est assez mince (différence maximum de 0,08) pour chaque seuil de SINR, ce qui est dû au fait que dans un réseau clairsemé, c'est-à-dire avec un faible λ_D , l'impact de p_G , pour $G \in \{MM, Mm, mm\}$, n'est pas très élevé. Cette différence peut être calculée et facilement démontrée grâce aux valeurs numériques données dans le tableau 4.2.

Enfin, nous pouvons voir la présence d'un "pas" dans la probabilité de couverture. Ce pas est clair pour ULA-1, pour $\Psi \in (-4 \text{ dB}, -9 \text{ dB})$, et est principalement dû à la modélisation de blocage en boules 2-LOS. En effet, le blocage est plus important pour les antennes omnidirectionnelles, car la puissance est émise avec la même intensité dans toutes les directions. Ainsi, il n'y a pas d'atténuation, et le modèle en boules LOS est plus prépondérant que celui des antennes directives, pour lesquelles les lobes latéraux atténuent le signal. De plus, la faible densité des dispositifs permet d'avoir ce pas (l'atténuation étant plus tangible que pour une densité de devices élevée). Cela peut être vu en comparant avec la figure 4.3.3.

Réseau dense

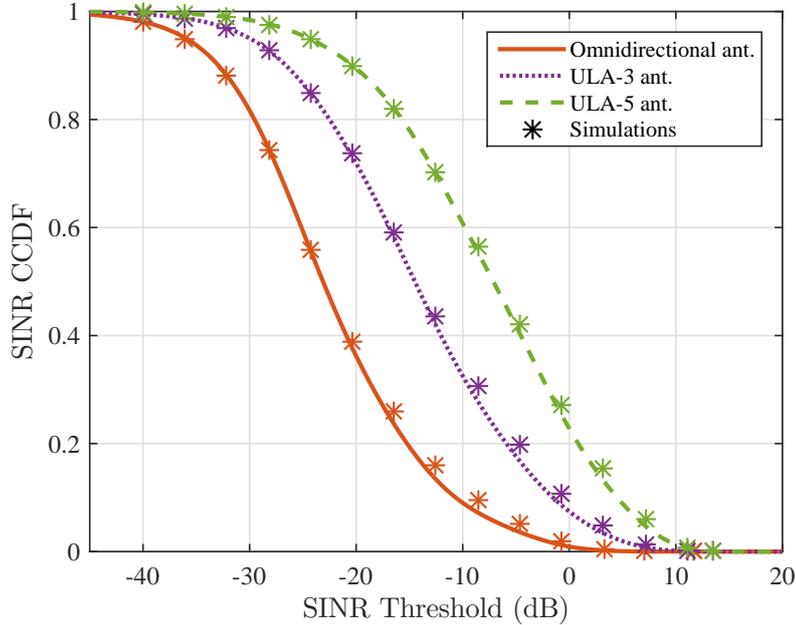


Figure 4.3.3 – CCDF du SINR pour des liens D2D avec des ULA en ondes millimétriques dans un réseau clairsemé, avec $\lambda_D = 20 \times (\pi 100^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$, pour $N_A = 1$, $N_A = 3$ et $N_A = 5$

La figure 4.3.3 montre la probabilité de couverture pour les liaisons D2D dans un réseau dense. Nous voyons clairement que les simulations et les résultats théoriques corroborent plus que pour un réseau clairsemé, ce qui est dû au nombre élevé d'appareils. Comme la densité est plus grande que dans le premier cas, l'approximation dans le calcul de $\mathcal{L}_{I_{agg}}$ pour un modèle d'évanouissement à petite échelle Nakagami- m est moins prépondérante.

Nous voyons clairement que la différence dans la probabilité de couverture augmente entre chaque cas par rapport à un réseau clairsemé. En effet, la plus grande différence de probabilité de couverture entre ULA-3 et ULA-5 est de 0,2, et entre ULA-1 et ULA-5 de 0,45. Ceci est principalement dû à deux aspects importants :

1. le nombre d'appareils est plus grand, le nombre d'interférences agrégées est plus élevé, et l'atténuation due à l'ULA est plus tangible,
2. la densité est plus élevée, alors la distance entre un dispositif typique et ses interférants est diminuée par rapport à un réseau clairsemé. Ainsi, le nombre de dispositifs interférants situés dans la boule 2-LOS est plus important, ainsi que l'impact de l'atténuation due aux antennes.

La différence maximale de SINR entre ULA-1 et ULA-5 est de 16 dB, ce qui est très élevé. Cette différence nous conduira sans aucun doute à une énorme différence dans l'efficacité énergétique, comme nous pourrons le voir par la suite.

4.3.4 Efficacité énergétique

4.3.4.1 Consommation de puissance

La consommation d'énergie de chaque UE implique deux composantes : la puissance statique P_0 et la puissance d'émission P_t .

Selon [Carroll 10], la puissance statique comprend la consommation CPU, la consommation de la batterie, entre autres, et la consommation d'affichage. La consommation d'électricité statique moyenne est de 343,8 mW.

De plus, comme nous l'avons vu précédemment, nous utilisons l'inversion de canal avec un SNR de 10 dB. Ainsi, la puissance du signal typique $P_{u,i}$ reçue par le récepteur DUE est 10 fois supérieure à la puissance du bruit P_n , où $P_n = W \times P_N$: $P_{u,i} = \text{SNR} \times W \times P_N$. Par suite, la puissance émise par l'émetteur en direction de son récepteur est $P_{e,0} = P_{u,i} L_i^{\alpha_s}$, avec $s \in \{L, N\}$. Ainsi, la puissance moyenne émise par un émetteur dans la direction exacte de son récepteur est donnée comme suit :

$$P_{e,avg} = P_{u,i} \sum_{d=1}^D \sum_{s \in \{L, N\}} q_{d,s} L_i^{-\alpha_s} \quad (4.3.15)$$

Par conséquent, la puissance d'émission de l'appareil est donnée par :

$$P_t = \frac{P_{u,i}}{N_A} \int_0^{2\pi} \zeta^2(\theta_A, N_A, d_A) d\theta_A \times \left(\sum_{d=1}^D \sum_{s \in \{L, N\}} q_{d,s} L_i^{-\alpha_s} \right). \quad (4.3.16)$$

Par suite, la consommation totale d'énergie P_{tot} d'un UE peut être écrit $P_{tot} = P_0 + \Delta_k P_t$, où $1/\Delta_k$ correspond à l'efficacité de l'amplificateur de puissance [Turgut 17, Cripps 06]. Ainsi, la consommation d'énergie moyenne par unité de surface d'UE peut être donnée par :

$$P_{avg} = \lambda_D \left(P_0 + \Delta_k \frac{P_{u,i}}{N_A} \int_0^{2\pi} \zeta^2(\theta_A, N_A, d_A) d\theta_A \times \left(\sum_{d=1}^D \sum_{s \in \{L, N\}} q_{d,s} L_i^{-\alpha_s} \right) \right). \quad (4.3.17)$$

4.3.4.2 Efficacité énergétique

Nous définissons l'efficacité spectrale de la zone τ , comme le produit du débit à un lien donné et de la densité des UE [Turgut 17]. Ainsi,

$$\tau = \lambda_D \mathcal{C}(\Psi) \log_2(1 + \Psi). \quad (4.3.18)$$

Grâce à cette métrique, nous pouvons calculer l'efficacité énergétique. L'efficacité énergétique est le rapport entre l'efficacité spectrale de la zone et la consommation électrique moyenne du réseau, et est donnée par :

$$EE = \frac{\tau}{P_{avg}} = \frac{\mathcal{C}(\Psi) \log_2(1 + \Psi)}{P_0 + \Delta_k \frac{1}{N_A} \int_0^{2\pi} \zeta^2(\theta_A, N_A, d_A) d\theta_A \times \left(\sum_{d=1}^D \sum_{s \in \{L, N\}} q_{d,s} L_i^{-\alpha_s} \right)}. \quad (4.3.19)$$

4.3.4.3 Simulations et discussions

Réseau clairsemé

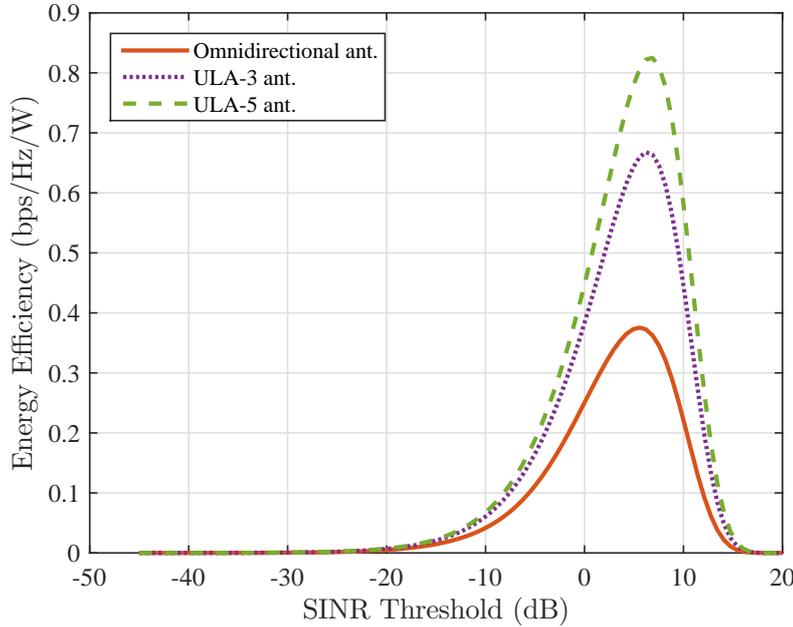


Figure 4.3.4 – Efficacité énergétique pour des liens D2D avec des ULA millimétriques dans un réseau clairsemé, avec $\lambda_D = 2 \times (\pi 100^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$, pour $N_A = 1$, $N_A = 3$ et $N_A = 5$

La figure 4.3.4 montre l'efficacité énergétique (EE) pour les liaisons D2D dans un réseau clairsemé. Cette EE est calculée grâce à (4.3.19). Nous voyons clairement que les valeurs d'EE maximales pour chaque cas sont différentes. La meilleure EE est obtenue pour ULA-5 (ce qui n'est pas vraiment une surprise), et atteint une valeur de 0.83 bps/Hz/W pour $\Psi = 6.1$. C'est 0.16 bps/Hz/W de mieux que la valeur maximale pour ULA-3 et 0,45 bps/Hz/W de mieux que la valeur maximale pour ULA-1 (plus de 2,3 fois plus élevé).

Nous voyons également sur cette figure que l'efficacité énergétique maximale n'est pas atteinte pour le même seuil dans tous les cas. Ceci peut être prouvé mathématiquement en calculant numériquement $\frac{\partial EE}{\partial \Psi}$, et plus précisément $\frac{\partial C(\Psi)}{\partial \Psi}$. En effet, pour ULA-1, la valeur maximale est atteinte pour $\Psi = 4.8$ dB, pour ULA-3, il est atteint pour $\Psi = 5.2$ dB, et pour ULA-5, il est atteint pour $\Psi = 6.1$ dB.

Grâce aux figures 4.3.2 et 4.3.4, on peut dire que l'utilisation d'antennes directives ULA dans un réseau clairsemé est intéressante, tant en termes de SINR que d'efficacité énergétique. Néanmoins, dans ce cas, l'utilisation d'un nombre élevé d'antennes élémentaires (c'est-à-dire plus de 4) n'est pas nécessaire. En effet, le cout de l'ULA serait augmenté, mais les avantages en termes d'efficacité spectrale et énergétique ne sont pas si intéressants.

Ainsi, pour les applications de réseau clairsemées, nous recommandons un ULA-3 pour augmenter l'efficacité spectrale et énergétique et atténuer le cout de l'antenne.

Réseau dense

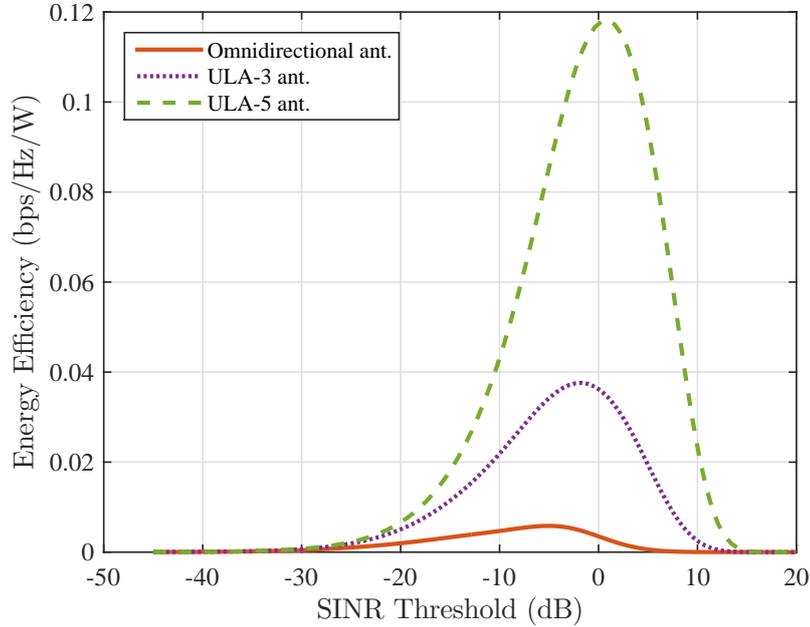


Figure 4.3.5 – Efficacité énergétique pour des liens D2D avec des ULA millimétriques dans un réseau dense, avec $\lambda_D = 20 \times (\pi 100^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$, pour $N_A = 1$, $N_A = 3$ et $N_A = 5$

L'efficacité énergétique pour les liaisons D2D dans un réseau dense est représentée sur la figure 4.3.5. Comme pour un réseau clairsemé, la meilleure EE est obtenue pour ULA-5, et atteint une valeur de 0.118 bps/Hz/W pour $\Psi = 0.1 \text{ dB}$. C'est 0.08 bps/Hz/W de mieux que la valeur maximale pour ULA-3 et 0.11 bps/Hz/W de mieux que la valeur maximale pour ULA-1 (plus de 23 fois plus élevé).

Comme dans un réseau clairsemé, l'efficacité énergétique maximale n'est pas atteinte pour le même Ψ dans tous les cas. Pour ULA-1, la valeur maximale est atteinte pour $\Psi = -4.9 \text{ dB}$, pour ULA-3, elle est atteinte pour $\Psi = -1.7 \text{ dB}$, et pour ULA-5, il est atteint pour $\Psi = 0.1 \text{ dB}$.

Grâce aux figures 4.3.3 et 4.3.5, on peut dire que l'utilisation d'antennes directives ULA en réseau dense est d'une grande importance, et même nécessaire. Premièrement, en termes de probabilité de couverture, c'est-à-dire pour le SINR, l'utilisation de ULA-5 est très intéressante. Elle permet d'augmenter le SINR de 16 dB par rapport à ULA-1. Mais l'intérêt principal dans l'utilisation de ULA réside dans l'efficacité énergétique. En effet, l'utilisation d'une antenne linéaire uniforme à 5 éléments permet d'avoir un rendement énergétique plus de 23 fois

meilleur qu'avec une antenne omnidirectionnelle. Cela signifie que le débit est bien meilleur, mais aussi que la consommation de la batterie est plus faible. Nous aurions pu calculer l'EE pour un plus grand nombre d'éléments ULA (et nous pouvons être sûrs que les résultats seraient encore meilleurs), mais nous aurions rencontré un problème physique, en raison de la dimension limitée des appareils.

4.3.5 Comparaison des modèles de small-scale fading de Rayleigh et de Nakagami-m

Nous avons, dans les sections précédentes, modélisé le canal de Nakagami avec les paramètres N_L et N_N égaux respectivement à 3 et à 2, en nous référant à la littérature (comme dans [Bai 14a, Turgut 17]).

Comme nous l'avons vu précédemment, il est assez compliqué d'effectuer les calculs inhérents au CCDF du SINR pour un canal de Nakagami. Nous nous proposons donc de comparer ce CCDF pour différentes valeurs de N_L et N_N . Il est à noter que si l'on prend une valeur de 1 pour ces deux paramètres, le canal est considéré comme un canal de Rayleigh [Li 16, Turgut 17]. Ainsi, les calculs peuvent être effectués avec les formules énoncées dans le chapitre 3.

La figure 4.3.6 montre la probabilité de couverture pour des antennes directionnelles et des antennes ULA-5, dans les mêmes conditions que dans les sections précédentes, avec un canal de Rayleigh, ainsi qu'avec un canal de Nakagami, pour lequel la valeur de N_N fixée à 2, et N_L est fixé à 3 (comme dans [Bai 14a, Turgut 17]) et à 5 (comme utilisé par exemple dans [Cho 17]).

On voit très clairement sur cette figure que la différence entre les trois types de canaux est relativement faible, surtout pour un seuil de SINR assez haut (-25 dB pour des antennes omnidirectionnelles et -12 dB pour des antennes ULA-5), la différence maximale étant de 0.08 pour des antennes directionnelles en $\Psi = -31$ dB et de 0.03 pour des antennes ULA-5 en $\Psi = -20$ dB. Ce résultat concorde avec les analyses effectuées par les auteurs de [Cho 17] et de [Andrews 17], concluant sur le fait que la modélisation du canal pour des ondes millimétriques en canal de Rayleigh est assez proche de la modélisation par un canal de Nakagami. Cette approximation permet alors d'avoir une vision globale assez claire du comportement du réseau, et donc de la probabilité de couverture.

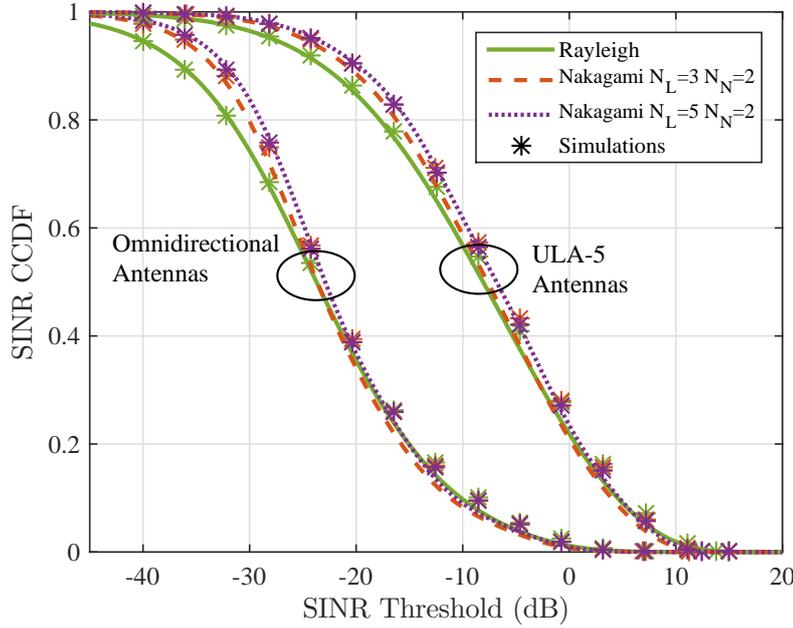


Figure 4.3.6 – Comparaison de la probabilité de couverture pour un canal de Rayleigh et un canal de Nakagami avec $N_L = 3$ et $N_L = 5$ (N_N fixé à 2)

Par conséquent, dans la partie suivante, nous allons utiliser un modèle de canal en Rayleigh afin de comparer les antennes omnidirectionnelles, ULA et deux autres types d'antennes relativement usuels : les antennes patch et les antennes cornet.

4.4 Comparaison de différents types d'antennes directionnelles en canal de Rayleigh

4.4.1 Modèle du réseau

Dans cette partie, nous considérons un réseau similaire à celui exposé dans la section 4.3.1. Cependant, dans ce cas précis, les $\{L_i\}$ sont supposés être distribués suivant une distribution de Rayleigh dont la fonction de probabilité (PDF) est donnée par

$$f_L(x) = 2\pi\xi x e^{-\xi\pi x^2} \quad (4.4.1)$$

où ξ indique le paramètre de distance D2D. La sélection du mode (D2D ou cellulaire) pour l'UE i prend en compte les deux δ_i et L_i . Si l'UE i est un DUE potentiel

(c'est-à-dire $\delta_i = 1$), il est considéré comme un DUE uniquement si $L_i \leq \mu$, avec μ correspondant au seuil de sélection du mode D2D (fonction de la longueur d'onde, de l'atténuation du signal et de la sensibilité des appareils). Par suite, les DUE forment un PPP Φ_D avec l'intensité $\lambda_D = q\lambda_U \mathbb{P}(L < \mu) = q\lambda_U (1 - e^{-\xi\pi\mu^2})$.

Nous considérons que les communications Outband D2D utilisent le spectre millimétrique à l'aide d'antennes directionnelles. D'après les résultats donnés dans [Maccartney 13] et [Al-Hourani 14], nous considérons que la fréquence de fonctionnement est $f_w = 28$ GHz (la longueur d'onde est alors de $\lambda_w = 10.7$ mm).

Dans la suite de cette section, nous proposons d'analyser l'influence des antennes directionnelles sur le SINR et les débits en Outband D2D. Les antennes directionnelles sont divisées en trois types : les antennes patch, les antennes cornet et les antennes ULA-N (Uniform Linear Array avec N antennes isotropes). Nous introduisons les fonctions de gain G_p , avec $p = 0, 1, 2, N2, N5$. G_p désigne le rapport entre l'intensité du signal dans la direction θ et l'intensité du signal avec la même puissance rayonnée en utilisant une antenne isotrope $G_0(\theta) = 1$ pour $\theta \in [0, 2\pi]$.

4.4.2 Antennes directionnelles à ondes millimétriques

Premièrement, nous substituons le modèle d'antenne isotrope (utilisé dans le chapitre 3) par deux types d'antennes directionnelles à largeur de faisceau variable [Georgiou 17] : les antennes patch et cornet. Les profils de gain pour les antennes patch et cornet sont théoriquement définis comme $G_1(\theta) = \frac{1+\cos\theta}{2}$ pour $\theta \in [0, 2\pi]$ et $G_2(\theta) = \sin^2\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right)$ pour $\theta \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$, respectivement [Balanis 05].

Les profils de gain pour G_1 et G_2 sont représentés sur la figure 4.4.1 (a) et (b), respectivement.

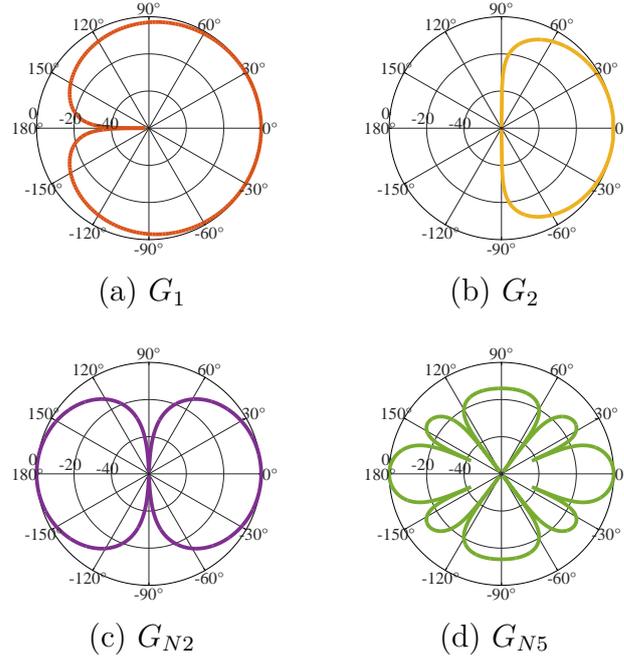


Figure 4.4.1 – Diagramme de rayonnement normalisé des antennes directionnelles (en dB)

Nous nous proposons, par la même occasion, de comparer les différentes métriques pour des antennes ULA à 2 et à 5 éléments, dont les diagrammes de rayonnement peuvent être déduits de (4.2.2), et sont représentés sur les figures 4.4.1 (c) et (d), respectivement.

4.4.3 Approche théorique et probabiliste

Proposition 4. *Comme expliqué précédemment, nous considérons $G_p(\theta)$ l'atténuation due à la directivité des antennes. Par suite, le CCDF du SINR pour les liaisons D2D peut être calculé comme suit :*

$$\begin{aligned} \mathbb{P}(\text{SINR}_D \geq x) &= \mathcal{L}_{P_N}(x) \mathcal{L}_{I_{d,mm}}(x) \\ &\stackrel{(a)}{=} \exp\left(-P_N x - c_{mm} x^{2/\alpha}\right) \end{aligned} \quad (4.4.2)$$

où

$$c_{mm} \stackrel{(b)}{=} \frac{\mathbb{E}^2 \left[(G_p(\theta))^{2/\alpha} \right] q \left(\frac{\lambda}{\xi} - \left(\frac{\lambda}{\xi} + \lambda \pi \mu^2 \right) e^{-\xi \pi \mu^2} \right)}{\text{sinc} \left(\frac{2}{\alpha} \right)} \quad (4.4.3)$$

L'égalité (a) vient du fait que tous les paramètres sont distribués indépendamment. L'égalité (b) est justifiée lorsque les angles entre chaque dispositif sont distribués indépendamment. Ainsi, les valeurs moyennes pour tous les angles entre les périphériques sont les mêmes pour tous les DUE, et donc $\mathbb{E}[G_p(\theta_1)]\mathbb{E}[G_p(\theta_2)] = \mathbb{E}^2[G_p(\theta)]$. Les valeurs numériques de $\mathbb{E}\left[(G_p(\theta))^{\frac{2}{\alpha}}\right]$ sont données dans le tableau 4.4.

Démonstration. Voir Annexe C.3.

Table 4.4 – Valeurs numériques de $\mathbb{E}\left[(G_p(\theta))^{\frac{2}{\alpha}}\right]$

p	pour $\alpha = 2.5$	pour $\alpha = 3.5$
0	1	1
1	0.548	0.610
2	0.269	0.305
N2	0.391	0.446
N5	0.179	0.237

□

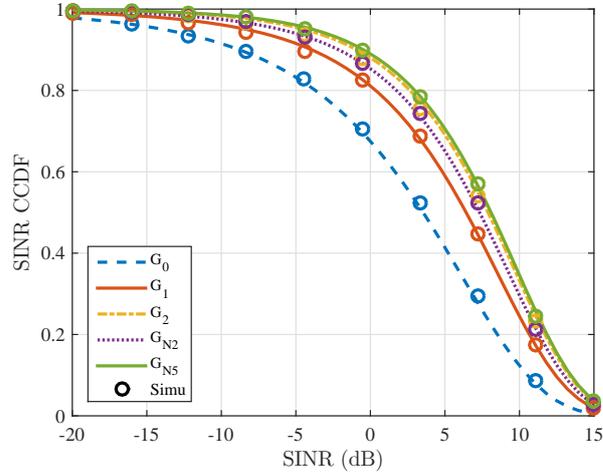
4.4.4 Simulations et discussions

Nous proposons d'analyser le CCDF du SINR pour $\text{SNR} = 10\text{dB}$ avec les différents types d'antennes décrits précédemment, d'abord dans un réseau clairsemé, puis dans un réseau dense. Les paramètres de simulation sont donnés dans le tableau 4.5.

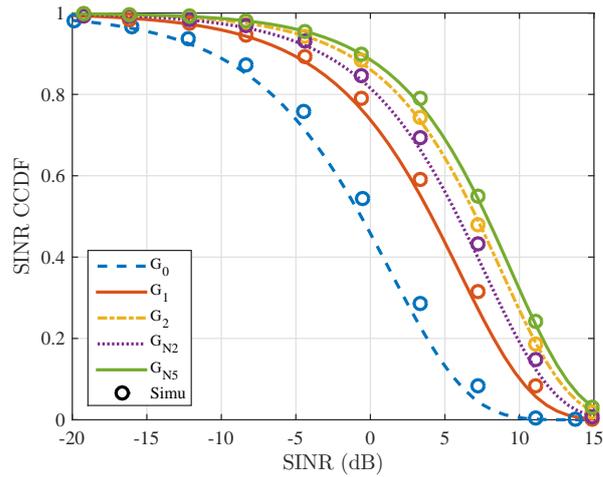
Table 4.5 – Paramètres de simulation

Densité des BS λ_B	$(\pi 100^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$
Densité des UE λ_U (réseau clairsemé)	$2 \times (\pi 100^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$
Densité des UE λ_U (réseau dense)	$20 \times (\pi 100^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$
Paramètre de distance D2D ξ	$1/2500 \text{ m}^{-2}$
DUE potentiel q	1
Exposant d'affaiblissement α	2.5 et 3.5
Seuil de sélection de mode μ	121 m
Bande de fréquence	28 GHz

4.4.4.1 SINR dans un réseau clairsemé



(a) $\alpha = 3.5$



(b) $\alpha = 2.5$

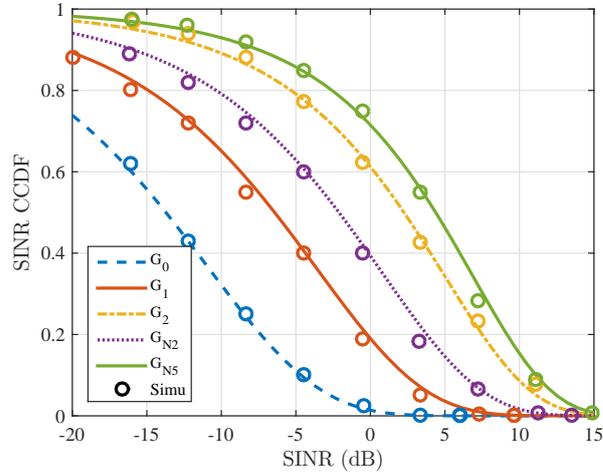
Figure 4.4.2 – Probabilité de couverture pour les liens D2D en ondes millimétriques dans un réseau dense, avec $\lambda_U = 2 \times (\pi 500^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$, SNR=10dB

La figure 4.4.2 montre le CCDF de SINR pour des liaisons D2D pour des ondes millimétriques dans un réseau avec une densité d'UE $\lambda_U = 2 \times (\pi 500^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$. Il peut être considéré comme un réseau clairsemé vu que λ_U est proche de λ_B . Sur la figure 4.4.2 (a), c'est-à-dire dans un réseau clairsemé avec un exposant à fort taux de perte de trajet ($\alpha = 3.5$), nous voyons clairement que les SINR pour l'antenne

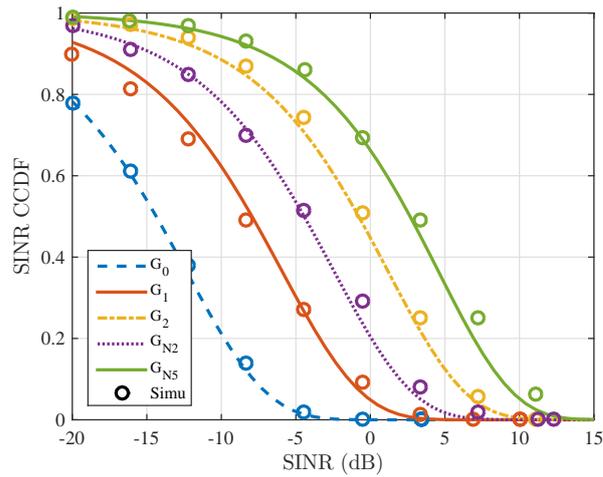
directionnelle et omnidirectionnelle sont très proches. Cette très faible différence est principalement due à la faible densité des UE. La quantité d'interférences est assez faible, car les UE potentiellement interférents sont très limités. De plus, la distance entre les UE est théoriquement élevée, comme $\mathbb{E}[R^*(x, \Phi_D)] = \frac{1}{2\sqrt{\lambda_D}}$ [Baccelli 09b], avec $R^*(x, \Phi_D) = \min_{x_i \in \Phi_D} |x_i - x|$. Ainsi, l'impact des signaux interférant est négligeable, même si tous les UE utilisent des antennes omnidirectionnelles. Il peut aussi être prouvé grâce à (4.4.2) et (4.4.3), où la variation de $\mathbb{E}^2 \left[(G_p(\theta))^{\frac{2}{\alpha}} \right]$ est négligeable par rapport à c_{mm} . Ainsi, nous pouvons conclure qu'il n'y a aucun intérêt réel à utiliser des antennes directionnelles (avec une complexité technologique plus élevée que les antennes omnidirectionnelles) dans une telle situation.

Cependant, dans une condition d'espace presque libre ($\alpha = 2.5$), l'avantage des antennes directionnelles est plus visible. La figure 4.4.2 (b) montre le CCDF de SINR pour les liens D2D avec $\alpha = 2.5$. Dans cette configuration, la différence de SINR entre les antennes omnidirectionnelles et directionnelles est plus claire qu'avec $\alpha = 3.5$. Ceci est principalement dû aux faibles pertes de signal dans l'air. En effet, comme les signaux sont propagés plus loin que dans le cas précédent (pour toutes les antennes), la quantité d'interférences devient plus élevée pour les antennes faiblement directionnelles, et chaque dispositif a un impact plus fort sur les autres. De plus, la quantité d'interférences diffère entre tous les types d'antennes directionnelles. La différence est directement liée aux diagrammes de rayonnement des antennes montrées sur la figure 4.4.1 : plus l'antenne est directionnelle, moins le réseau ressent d'interférences et donc plus le SINR est élevé. Nous voyons clairement qu'en termes de SINR, le pire type d'antenne est l'antenne omnidirectionnelle (G_0), qui rayonne de la même façon tout autour d'elle-même (ce qui conduit à une grande quantité d'interférences). L'antenne patch (G_1) et l'ULA-2 (G_{N2}) sont plus efficaces spectralement que l'antenne omnidirectionnelle, mais n'aboutissent pas à un meilleur SINR que les antennes cornet (G_2) et ULA-5 (G_{N5}), qui sont encore plus directives, et conduisent à moins d'interférences et à un meilleur débit, comme exposé plus loin dans la section 4.4.4.3. Néanmoins, la différence entre toutes les directions étant assez faible, il est plus raisonnable d'utiliser l'antenne avec le processus de conception le plus simple (et la moins chère), c'est-à-dire l'antenne patch.

4.4.4.2 SINR dans un réseau dense



(a) $\alpha = 3.5$



(b) $\alpha = 2.5$

Figure 4.4.3 – Probabilité de couverture pour les liens D2D en ondes millimétriques dans un réseau dense, avec $\lambda_U = 20 \times (\pi 500^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$ et SNR=10dB

La figure 4.4.3 montre le CCDF de SINR pour des liens D2D pour mmWaves dans un réseau dense, avec $\lambda_U = 20 \times (\pi 500^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$ et $\alpha = 3.5$.

Dans un réseau dense avec $\alpha = 3.5$, le SINR pour les antennes directionnelles est bien meilleur que celui pour l'antenne omnidirectionnelle. Cette différence est due à la forte densité d'UE dans le réseau (et donc à une très faible distance

entre UE), ce qui entraîne une grande quantité d'interférences. Evidemment, le SINR avec des antennes omnidirectionnelles est bien pire que dans un réseau clairsemé (c'est-à-dire comparé aux résultats de la figure 4.4.2). En effet, par exemple, $\mathbb{P}(\text{SINR}_D \geq 0\text{dB}) = 0.68$ dans un réseau clairsemé et $\mathbb{P}(\text{SINR}_D \geq 0\text{dB}) = 0.02$ dans un réseau dense avec des antennes omnidirectionnelles. Cependant, avec les antennes directionnelles, le SINR est beaucoup plus élevé, avec un gain maximum de 18 dB par rapport aux antennes omnidirectionnelles. Néanmoins, nous pouvons voir que l'utilisation de ULA-5 n'est pas si efficace par rapport aux antennes cornet. La différence maximale entre les deux types est de 2.5 dB dans une telle situation. Ainsi, nous préférons l'antenne cornet (qui est plus facile à produire et à intégrer que l'ULA-5).

Dans le cas d'un environnement presque en espace libre (c'est-à-dire avec $\alpha = 2.5$), le SINR devient évidemment plus faible (ce qui est dû à une plus grande propagation des signaux par rapport au cas précédent avec $\alpha = 3.5$), mais la différence entre chaque antenne est plus grande (comme dans la configuration de réseau clairsemée avec $\alpha = 2.5$). Cependant, la différence entre les antennes omnidirectionnelles et les plus directives est assez similaire au cas précédent. Si nous comparons l'antenne ULA-5 et l'antenne cornet, nous pouvons voir que la différence entre les deux types est plus grande qu'avec $\alpha = 3.5$, avec un maximum de 3.5 dB. Dans une telle situation, l'utilisation de ULA-5 pourrait être plus intéressante que d'autres types d'antennes directionnelles.

4.4.4.3 Efficacité spectrale et débit moyen

Définissons l'efficacité spectrale du lien ergodique R comme suit :

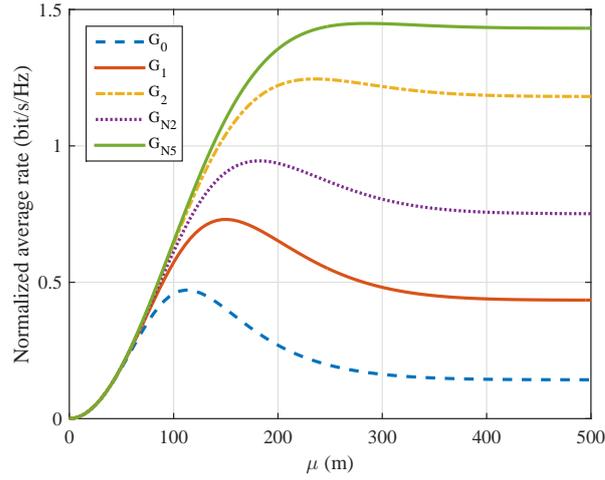
$$R = \mathbb{E} [\Delta \log (1 + \text{SINR})] \text{ [bit/s/Hz]} \quad (4.4.4)$$

où Δ indique la partition de ressources de fréquence accessible par le lien type. R combine des schémas de modulation et de codage dans la couche physique et des protocoles d'accès multiples dans la couche MAC. Nous introduisons l'efficacité spectrale R_D des liens D2D comme $R_D = \mathbb{E} [\Delta \log (1 + \text{SINR}_D)]$ (en bit/s/Hz) [Baccelli 09b].

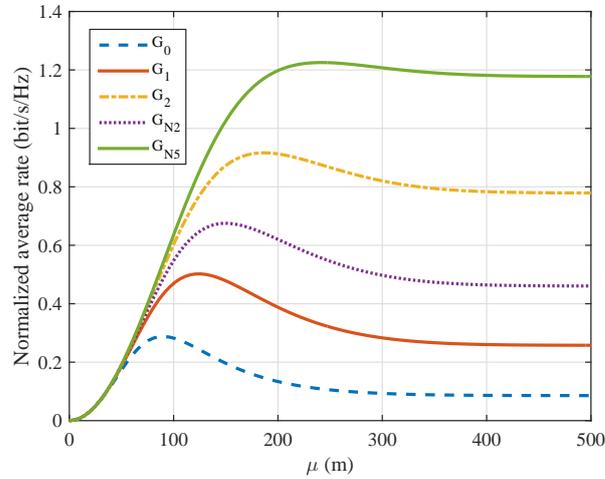
Comme les ressources accédées par les liens D2D en Outband correspondent à 100% des ressources totales en fréquence et en temps, $R_D = \mathbb{E} [\log (1 + \text{SINR}_D)] = \int_0^\infty \frac{e^{-P_N x}}{1+x} e^{-c_{mm} x^{\frac{2}{\alpha}}} dx$.

Le débit moyen normalisé T_D des DUE est décrit comme suit :

$$\begin{aligned}
 T_D &= \mathbb{P}(D < \mu) R_D \\
 &= (1 - e^{-\xi\pi\mu^2}) \int_0^\infty \frac{e^{-P_N x}}{1+x} e^{-c_{mm} x^{\frac{2}{\alpha}}} dx
 \end{aligned}
 \tag{4.4.5}$$



(a) $\alpha = 3.5$



(b) $\alpha = 2.5$

Figure 4.4.4 – Débits normalisés moyens ergodiques pour $\alpha = 3.5$ (a) et $\alpha = 2.5$ (b), avec $\lambda_U = 20 \times (\pi 500^2)^{-1} \text{ m}^{-2}$

La figure 4.4.4 montre les débits moyens d'UE D2D potentiels en fonction du

seuil de sélection du mode D2D μ . Pour tous les types d'antennes, le débit moyen pour les DUE potentiels augmente d'abord pour atteindre un maximum puis diminue en fonction que μ augmente. Ce comportement est dû au fait que le débit de données moyen est déterminé par le débit du mode D2D. En effet, le taux du mode D2D diminue avec μ (qui est due à l'interférence intra-niveau). On peut également voir que pour tous les types d'antennes, le débit moyen atteint la valeur asymptotique $T_D^l = \int_0^\infty \frac{e^{-F_N x}}{1+x} e^{-c_{mm}^l x^{\frac{2}{\alpha}}} dx$, avec $c_{mm}^l = \frac{\mathbb{E}^2 \left[(G_p(\theta))^{\frac{2}{\alpha}} \right] q_{\xi}^{\frac{2}{\alpha}}}{\text{sinc}(\frac{2}{\alpha})}$ (avec une valeur de 1.45 bits/s/Hz pour ULA-5).

L'ordre des débits moyens est en adéquation avec le CCDF du SINR précédemment constaté. Évidemment, le meilleur débit moyen est trouvé pour ULA-5, et le pire est trouvé pour l'antenne omnidirectionnelle.

Le CCDF du SINR pour $\alpha = 2.5$ étant inférieur à celui de $\alpha = 3.5$, il est également évident que les débits moyens pour $\alpha = 2.5$ sont globalement pires que pour $\alpha = 3.5$.

4.5 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons introduit le concept d'antennes directionnelles millimétriques dans les appareils, et ce dans le cas de communications D2D Out-band. Nous avons par la même occasion introduit les concepts de blocage et de modèles sectorisés d'antennes pour notre application précise. A l'aide d'outils issus de la géométrie stochastique, nous avons analysé l'impact des antennes patch, des antennes cornet et des antennes linéaires uniformes (ULA) sur le SINR, le débit moyen ainsi que l'efficacité énergétique. Les résultats décrits dans nos travaux prouvent que malgré la complexité accrue des antennes directionnelles (par rapport aux antennes omnidirectionnelles), l'utilisation d'une telle technologie est bénéfique dans certaines situations. En effet, dans un réseau dense, l'utilisation d'antennes très directives telles que les antennes cornet ou ULA-5 améliore considérablement le SINR des liaisons D2D. Par suite, le débit de données moyen des UE D2D est également amélioré avec ces types d'antennes, ainsi que l'efficacité énergétique. Néanmoins, dans un réseau clairsemé, l'utilisation d'antennes directionnelles millimétriques n'est pas vraiment intéressante, car la densité d'UE est faible, et donc le SINR (et les débits de données) ne diffère pas fortement du cas des antennes omnidirectionnelles.

Conclusion et perspectives

Rappel des objectifs

Cette thèse avait pour objectif premier d'étudier l'efficacité énergétique des communications device-to-device au sein des réseaux hétérogènes. Nous proposons donc, dans ce cadre, de traiter de la problématique de consommation énergétique des devices afin d'émettre et de recevoir des informations dans un environnement hétérogène, en utilisant à la fois les réseaux cellulaires classiques (nous nous concentrons dans un premier temps sur les réseaux 4G) et les réseaux « annexes », comme le WiFi, le Bluetooth, entre autres.

Bilan des travaux effectués

Afin de remplir les objectifs annoncés de la thèse, j'ai débuté le 15 octobre 2015 par une étude de l'état de l'art sur les réseaux hétérogènes et les communications D2D. Je me suis très rapidement intéressé à l'étude de la consommation énergétique au sein d'un réseau de trois devices, en m'inspirant des travaux de la littérature portant sur le D2D, mais aussi en rapport avec les réseaux de capteurs. D'abord focalisé sur l'ajout d'un processus de compression de données, je me suis orienté vers l'utilisation de l'entropie de données afin de minimiser la quantité de données à relayer dans une telle configuration. Par la suite, j'ai mis au point un algorithme de modélisation, de création et de calcul de l'efficacité énergétique au sein d'une cellule, en prenant en considération les résultats issus de ma première étude, et en y intégrant un algorithme de clustering Fuzzy C-Means permettant de diminuer la consommation énergétique globale et de diminuer l'impact des interférences. Mes travaux en matière de modélisation et d'optimisation m'ont conduit à étendre l'état de l'art à des principes plus mathématiques, et notamment la géométrie stochastique.

Dès la fin de la première année, je me suis tourné vers la géométrie stochastique afin d'analyser l'impact des communications D2D sur des réseaux cellulaires infinis. J'ai donc dans un premier temps modélisé un réseau infini en utilisant des

Processus Poisson Point, puis effectué les analyses spectrales et énergétiques au sein d'un réseau cellulaire classique à la fois théoriques et empiriques pour différents cas : Inband Underlay, Inband Overlay et Outband. Alors novice sur ce sujet, il me paraissait important de structurer cette étape mathématique de mon travail. J'ai donc introduit une méthode séquentielle de modélisation et d'analyse stochastique, utile pour la suite de mon cursus. Ce travail m'a amené à la conclusion que l'utilisation de communications D2D en dehors des bandes de fréquences cellulaires est très intéressante, particulièrement pour ce qui est de l'efficacité spectrale (et plus précisément en termes de SINR).

J'ai donc décidé d'orienter mes dernières recherches vers une utilisation du spectre millimétrique, et ce pour plusieurs raisons. D'une part, ce spectre est aujourd'hui inutilisé par les réseaux classiques. Ainsi, l'utilisation de ces bandes de fréquences permet de ne pas impacter le réseau actuel, et de ne pas avoir à partager les ressources cellulaires classiques. D'autre part, l'utilisation d'ondes millimétriques permet d'intégrer des antennes directionnelles de très petites tailles (comme des ULA par exemple) au sein d'appareils communicants. Pour ces raisons, je me suis tourné vers cet axe de recherche, et ai adapté la théorie stochastique cellulaire à cette nouvelle technologie. Pour ce faire, j'ai introduit de nouveaux concepts propres aux ondes millimétriques, tels que le blocage ou encore les modèles sectorisés d'antennes. Les résultats exposés dans ce manuscrit prouvent l'impact très limité des communications D2D avec des antennes directionnelles sur le SINR global, ce qui est un point très intéressant. De plus, en termes énergétiques, l'utilisation d'ondes millimétriques, et donc d'antennes directionnelles, permet une focalisation très forte vers le récepteur adéquat, et donc une perte relativement faible d'énergie sur les zones alentours.

Perspectives

Quelques perspectives peuvent se dégager des travaux présentés dans ce manuscrit.

Dans un premier temps, il peut être envisagé d'optimiser la consommation énergétique totale d'une cellule (c'est à dire la consommation des UE et des BS) en utilisant la topologie EB-DR-DC introduite dans cette thèse. Il pourrait être intéressant, dans ce cas-là, de partager le spectre cellulaire (c'est-à-dire être en Inband Overlay) de manière adéquate (comme par exemple dans les travaux du chapitre 2 traitant du Fuzzy C-Means) en fonction de l'utilisation prévue du réseau. De plus, l'affectation d'un device en tant que device source ou nœud relais pourrait être effectuée en fonction du niveau de batterie de celui-ci, afin d'augmenter la durée de vie moyenne des devices au sein du réseau. De même, dans le cas d'un partage spatial en cluster, la tête de cluster pourrait être un device différent si l'on prenait

en compte l'autonomie plutôt que la consommation énergétique.

Dans un deuxième temps, nous proposons d'optimiser la taille des cellules au sein d'un réseau global. En effet, l'utilisation actuelle de toutes les cellules à toute heure du jour et de la nuit induit une consommation électrique relativement élevée pour un opérateur. Cette optimisation pourrait être effectuée en diminuant le nombre de cellules, c'est-à-dire en diminuant la densité des BS, mais aussi, par conséquent, en augmentant la couverture moyenne des cellules actives. Nous pourrions aussi y intégrer des communications D2D afin d'augmenter la couverture « virtuelle » des cellules. A l'aide de la géométrie stochastique, il serait donc très intéressant de vérifier l'impact en termes énergétique et spectral de ce type d'optimisation, tout en gardant une bonne qualité de service.

Enfin, nous proposons une dernière perspective relative à l'utilisation des ondes millimétriques, et plus précisément des antennes directionnelles millimétriques, pour le D2D. En effet, l'utilisation de l'intelligence artificielle au sein des devices pourrait être un apport de choix pour l'augmentation des efficacités énergétique et spectrale globales. L'optimisation pourrait être effectuée à l'aide, par exemple, d'algorithmes génétiques ou d'optimisation par essais particuliers. Le device pourrait ainsi choisir la catégorie d'antenne directionnelle (c'est-à-dire définir le nombre d'antennes élémentaires dans l'ULA) qu'il doit utiliser afin d'arriver à une qualité de service cible.

Liste des publications

Revue internationale avec comité de lecture

1. **R. Chevillon**, G. Andrieux, R. Négrier, and J.-F. Diouris, "Effects of Directional Antennas on Outband D2D mmWave Communications in Heterogeneous Networks," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, Volume 95, November 2018, Pages 58-65.
2. **R. Chevillon**, G. Andrieux, R. Négrier, and J.-F. Diouris, "Spectral and Energy Efficiency Analysis of mmWave Communications with Channel Inversion in Outband D2D Network," *IEEE Access*, Accepté à paraître.

Conférences internationales avec actes et comité de lecture

1. **R. Chevillon**, G. Andrieux, and J.-F. Diouris, "Overlay inband D2D-e network using Fuzzy C-Means clustering for disaster situations," in *European Conference on Networks and Communications (EuCNC)*, Ljubljana, Slovenia, June 2018.

2. **R. Chevillon**, G. Andrieux, and J.-F. Diouris, "Energy optimization of D2D communications using relay devices and data entropy," in *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Montreal, QC, Canada, Oct. 2017.

Conférences internationales sans acte

1. **R. Chevillon**, G. Andrieux, and J.-F. Diouris, "A comparison between out-band and overlay inband D2D communications in heterogeneous networks," in *Sino-French Workshop on Information and Communications Technology (SFWICT)*, Qingdao, China, June 2017.

Conférences nationales

1. **R. Chevillon**, G. Andrieux, and J.-F. Diouris, "Stochastic geometry approaches for D2D communications in dense heterogeneous networks," in *Journée GDR ISIS : Méthodes et outils mathématiques pour la modélisation des réseaux IoT*, Issy-les-Moulineaux, France, Nov. 2017.
2. **R. Chevillon**, G. Andrieux, and J.-F. Diouris, "Optimisation de l'énergie des communications D2D avec des noeuds relais," in *Colloque National GDR SoC-SiP*, Nantes, France, June 2016.

Activités annexes effectuées

Enseignement

Au cours de ma thèse, il m'a été proposé de prendre en charge des activités d'enseignement au sein du département Réseaux et Télécoms de l'IUT de la Roche-sur-Yon. A ce titre, j'ai débuté en Janvier 2016 cette activité. J'ai été en charge de la préparation et de l'enseignement des matières suivantes, pour le DUT Réseaux et Télécoms, en première année :

- Acquisition et codage de l'information (T3)
- Chaîne de Transmission Numérique (T4)

Pour ces deux modules, j'ai effectué à la fois les Cours Magistraux, les TDs, les TPs, ainsi que les examens écrits, pour un volume total de 224 heures équivalent TD sur mes trois années de thèse.

Les cours traitent plus particulièrement de la numérisation du signal (théorie de l'échantillonnage, quantification, multiplexage temporel, conversion analogique-numérique, conversion numérique-analogique, avec une vision à la fois traitement du signal et électronique - études de circuits avec AOP), du codage en bande de

base (codages AMI, NRZ, RZ, Manchester) et de la modulation numérique (codage de Gray, modulations ASK, PSK, QAM).

Cette activité a considérablement renforcé mon objectif de faire de l'enseignement à l'issue de mon doctorat, que ce soit à travers la préparation des cours et études, la dissémination d'informations scientifiques, la pédagogie nécessaire à celle-ci, et l'interaction avec les élèves.

Annexes

Annexe A

Preuves du chapitre 2

A.1 Calcul de la consommation totale de puissance pour la topologie DR-DC en utilisant la capacité de Shannon

Nous savons, à partir de l'équation 2.3.3 que

$$P_T = P_{UA} + P_{UB} + P_{UR} \quad (\text{A.1.1})$$

De plus,

$$\begin{cases} P_{UA} = \frac{N_0}{|h|^2 k} d_{AR}^\alpha \Phi(C_A) \\ P_{UB} = \frac{N_0}{|h|^2 k} d_{BR}^\alpha \Phi(C_b) \\ P_{UR} = \frac{N_0}{|h|^2 k} d_{AR}^\alpha \Phi(C_b) + \frac{N_0}{|h|^2 k} d_{BR}^\alpha \Phi(C_A) \end{cases} \quad (\text{A.1.2})$$

Grâce à l'équation A.1.2, nous pouvons trouver A.1.1 comme suit :

$$P_T = \frac{N_0}{|h|^2 k} [\Phi(C_A) \cdot (d_{AR}^\alpha + d_{BR}^\alpha) + \Phi(C_b) \cdot (d_{AR}^\alpha + d_{BR}^\alpha)] \quad (\text{A.1.3})$$

A.2 Explication des calculs de consommation énergétique globale pour le réseau

Dans cette annexe, nous considérons $E_{T,UX \rightarrow UY,b_g}$ comme l'énergie consommée par le device UX pour émettre des données composées de b_g bits. Ainsi, $UX = \{UA, UB, UR\}$, $UY = \{UA, UB, UR\}$ et $b_g = \{b_b, b_x\}$. Nous considérons E_{R,UX,b_g}

comme l'énergie consommée par le device UX pour recevoir les données composées de b_g bits.

A.2.1 Topologie DC-DC

Pour la topologie DC-DC, nous avons :

$$E_{DC-DC} = E_{T,UB \rightarrow UA,b_b} + E_{R,UA,b_b} + E_{T,UA \rightarrow UB,b_x} + E_{R,UB,b_x} \quad (\text{A.2.1})$$

Nous utilisons les équations 2.3.16 dans A.2.1 :

$$E_{DC-DC} = b_b(\delta + \beta d_{AB}^\alpha) + b_b\delta + b_x(\delta + \beta d_{AB}^\alpha) + b_x\delta$$

$$E_{DC-DC} = (b_b + b_x)(2\delta + \beta d_{AB}^\alpha)$$

A.2.2 Topologie DR-DC

Pour la topologie DC-DC, nous avons :

$$\begin{aligned} E_{DR-DC} = & E_{T,UB \rightarrow UR,b_b} + E_{R,UR,b_b} \\ & + E_{T,UR \rightarrow UA,b_b} + E_{R,UA,b_b} + E_{T,UA \rightarrow UR,b_x} \\ & + E_{R,UR,b_x} + E_{T,UR \rightarrow UB,b_x} + E_{R,UB,b_x} \quad (\text{A.2.2}) \end{aligned}$$

Nous utilisons les équations 2.3.16 dans A.2.2 :

$$\begin{aligned} E_{DR-DC} = & b_b(\delta + \beta d_{BR}^\alpha) + b_b\delta \\ & + b_b(\delta + \beta d_{AR}^\alpha) + b_b\delta + b_x(\delta + \beta d_{AR}^\alpha) \\ & + b_x\delta + b_x(\delta + \beta d_{BR}^\alpha) + b_x\delta \end{aligned}$$

$$E_{DR-DC} = (b_b + b_x)(4\delta + \beta d_{AR}^\alpha + \beta d_{BR}^\alpha)$$

A.2.3 Topologie EB-DR-DC

Pour la topologie DC-DC, nous avons :

$$\begin{aligned}
 E_{EB-DR-DC} = & E_{T,UB \rightarrow UR,b_b} + E_{R,UR,b_b} \\
 & + E_{T,UR \rightarrow UA,b_b} + E_{R,UA,b_b} \\
 & + E_{T,UA \rightarrow UR,b_x} + E_{R,UR,b_x} \\
 & + E_{T,UR \rightarrow UB,b_{x^*}} + E_{R,UB,b_{x^*}} \quad (A.2.3)
 \end{aligned}$$

Nous utilisons les équations 2.3.16 dans A.2.3 :

$$\begin{aligned}
 E_{EB-DR-DC} = & b_b(\delta + \beta d_{BR}^\alpha) + b_b\delta \\
 & + b_b(\delta + \beta d_{AR}^\alpha) + b_b\delta \\
 & + b_x(\delta + \beta d_{AR}^\alpha) + b_x\delta \\
 & + b_{x^*}(\delta + \beta d_{BR}^\alpha) + b_{x^*}\delta \quad (A.2.4)
 \end{aligned}$$

nous considérons que $b_{x^*} = (1 - \rho)b_x$. Ainsi, nous pouvons en déduire l'équation A.2.4 comme suit :

$$\begin{aligned}
 E_{EB-DR-DC} = & b_b(\delta + \beta d_{BR}^\alpha) + b_b\delta \\
 & + b_b(\delta + \beta d_{AR}^\alpha) + b_b\delta \\
 & + b_x(\delta + \beta d_{AR}^\alpha) + b_x\delta \\
 & + (1 - \rho)b_x(\delta + \beta d_{BR}^\alpha) + (1 - \rho)b_x\delta \quad (A.2.5)
 \end{aligned}$$

ce qui nous amène à

$$E_{EB-DR-DC} = (b_b + b_x)(4\delta + \beta d_{AR}^\alpha + \beta d_{BR}^\alpha) - \rho b_x(2\delta + \beta d_{BR}^\alpha)$$

A.3 Preuve de l'équation (2.4.2)

Nous avons à partir de l'équation 2.4.1 que

$$x^2 + y^2 - d_{AB}x + \frac{\delta}{\beta} = 0 \quad (A.3.1)$$

Nous définissons de plus l'équation d'un cercle comme suit :

$$(x - xc)^2 + (y - yc)^2 = r^2$$

Par suite

$$x^2 - 2xc + xc^2 + y^2 - 2yc + yc^2 = r^2$$

Identifions les paramètres :

$$\begin{cases} xc = \frac{d_{AB}}{2} \\ yc = 0 \\ r = \sqrt{\frac{d_{AB}^2}{4} - \frac{\delta}{\beta}} \end{cases}$$

Ainsi, nous trouvons d_{AB} pour lequel $r = 0$

$$d_{AB} = 2\sqrt{\frac{\delta}{\beta}}$$

A.4 Preuve de l'équation (2.5.1)

Dans l'équation 2.5.1, nous avons

$$J_{DR-DC} - J_{EB-DR-DC} = g(x_r) = \rho\beta \left((d_{AB} - x_r)^2 + d^2 \right)^{\frac{\alpha}{2}} - 2\delta(2 - \rho + 2q_b)$$

De plus, nous savons que $\rho \in [0, 0.2]$ et $q_b \in]0, 1]$. Ainsi, nous pouvons dire que

$$2\delta(2 - \rho + 2q_b) \in]3.6\delta, 8\delta] \quad (\text{A.4.1})$$

De plus, nous savons que $x_r \in [-200, 200]$, $d = 10$ et $d_{AB} = 200$. Par conséquent, $\left[(d_{AB} - x_r)^2 + d^2 \right]^{\frac{\alpha}{2}} \in \left[0, (1.5 \cdot 10^5)^{\frac{\alpha}{2}} \right]$. As $\alpha \in [2, 4]$,

$$\rho\beta \left((d_{AB} - x_r)^2 + d^2 \right)^{\frac{\alpha}{2}} \in [0, 9]$$

Annexe B

Preuves du chapitre 3

B.1 Preuve de l'équation (3.5.8)

Nous savons que

$$\begin{aligned}\mathcal{L}_{I_D}(\Psi) &= \mathbb{E} \left[e^{-\Psi \sum_{X_i \in \Phi_D \setminus \{o\}} \hat{P}_{d,i} h_i \|X_i\|^{-\alpha}} \mid o \in M_K \right] \\ &= \mathbb{E}^{!o} \left[e^{-\Psi \sum_{X_i \in \Phi_D} \hat{P}_{d,i} h_i \|X_i\|^{-\alpha}} \right],\end{aligned}$$

où $\mathbb{E}^{!o}[\cdot]$ correspond à l'espérance en prenant en compte la distribution réduite de Palm. En utilisant le théorème de Slivnyak [Stoyan 95], on obtient

$$\mathcal{L}_{I_D}(\Psi) = \mathbb{E} \left[e^{-\Psi \sum_{X_i \in \Phi_D} \hat{P}_{d,i} h_i \|X_i\|^{-\alpha}} \right].$$

Grâce à la fonction génératrice des probabilités du PPP [Baccelli 09b], on a

$$\begin{aligned}\mathcal{L}_{I_D}(\Psi) &= \exp(-2\pi\lambda_D \\ &\quad \int_0^\infty (1 - \mathbb{E}[\exp(-\Psi \hat{P}_d h r^{-\alpha})]) r \, dr).\end{aligned}$$

De plus, comme $h^2 \sim \text{Exp}(1)$,

$$\mathcal{L}_{I_D}(\Psi) = \exp\left(-\frac{\pi\lambda_D}{\text{sinc}\left(\frac{2}{\alpha}\right)} \mathbb{E}\left[\hat{P}_d^{\frac{2}{\alpha}}\right] \Psi^{\frac{2}{\alpha}}\right).$$

De plus, d'après [Lin 14b],

$$E \left[\hat{P}_d^{\frac{2}{\alpha}} \right] = E [L_d^\alpha] = \frac{1}{\xi\pi} - \frac{\mu_{LTE}^2 e^{-\xi\pi\mu_{LTE}^2}}{1 - e^{-\xi\pi\mu_{LTE}^2}}.$$

Ainsi,

$$\mathcal{L}_{I_D}(\Psi) = \exp \left(-\frac{\pi\lambda_D}{\text{sinc}\left(\frac{2}{\alpha}\right)} \left(\frac{1}{\xi\pi} - \frac{\mu_{LTE}^2 e^{-\xi\pi\mu_{LTE}^2}}{1 - e^{-\xi\pi\mu_{LTE}^2}} \right) \Psi^{\frac{2}{\alpha}} \right).$$

Vu que $\lambda_D = q\lambda_U (1 - e^{-\xi\pi\mu_{LTE}^2})$, nous avons

$$\mathcal{L}_{I_D}(\Psi) = \exp \left(-\frac{q \left(\frac{\lambda_U}{\xi} - \left(\frac{\lambda_U}{\xi} + \lambda_U\pi\mu_{LTE}^2 \right) e^{-\xi\pi\mu_{LTE}^2} \right)}{\text{sinc}\left(\frac{2}{\alpha}\right)} \Psi^{\frac{2}{\alpha}} \right).$$

Calculons à présent la transformée de Laplace pour les interférences issues des connections cellulaires en Uplink.

$$\begin{aligned} \mathcal{L}_{I_C}(\Psi) &= \mathbb{E} \left[e^{-\Psi \sum_{X_i \in \Phi_C} P_{C,i} h_i^2 \|X_i\|^{-\alpha}} \right] \\ &= \mathbb{E} \left[\prod_{X_i \in \Phi_C} e^{-\Psi P_{C,i} h_i^2 \|X_i\|^{-\alpha}} \right] \\ &= \exp \left(-\int_0^{2\pi} \int_0^\infty 1 - \mathbb{E} \left[e^{-\Psi P_C h^2 r^{-\alpha}} \right] \lambda_B r \, dr \, d\theta \right) \\ &= \exp \left(-2\pi\lambda_B \int_0^\infty \left(1 - \mathbb{E} \left[e^{-\Psi P_C h^2 r^{-\alpha}} \right] \right) r \, dr \, d\theta \right) \\ &= \exp \left(-2\pi\lambda_B \int_0^\infty \left(1 - \mathbb{E} \left[e^{-\Psi L_C^\alpha h^2 r^{-\alpha}} \right] \right) r \, dr \, d\theta \right). \end{aligned}$$

Dans la première égalité, nous avons utilisé la définition de la transformée de Laplace. Dans la deuxième égalité, nous avons changé l'exponentielle de la somme en un produit d'exponentielles. Dans la troisième égalité, nous avons utilisé la fonction génératrice des probabilités du PPP. Dans la quatrième égalité, nous avons intégré sur θ . Enfin, dans la cinquième égalité, nous avons utilisé la définition de la puissance d'émission d'un device cellulaire en fonction de la longueur du lien cellulaire.

Nous allons à présent calculer le terme $\mathbb{E} \left[e^{-\Psi L_C^\alpha h^2 r^{-\alpha}} \right]$.

$$\begin{aligned}
 \mathbb{E}_{h^2, L_C} \left[e^{-\Psi L_C^\alpha h^2 r^{-\alpha}} \right] &= \mathbb{E}_{L_C} \left[\frac{1}{1 + \Psi L_C^\alpha r^{-\alpha}} \right] \\
 &= 2\pi\lambda_B \int_0^{\sqrt{\frac{1}{\pi\lambda_B}}} \frac{x}{1 + \Psi r^{-\alpha} x^\alpha} dx \\
 &= {}_2F_1 \left(1, \frac{2}{\alpha}; 1 + \frac{2}{\alpha}; -\frac{\Psi}{(r\sqrt{\pi\lambda_B})^{-\alpha}} \right).
 \end{aligned}$$

Dans la première égalité, nous avons utilisé la fonction génératrice des moments pour une loi exponentielle (puisque $h^2 \sim \text{Exp}(1)$). Dans la deuxième égalité, nous avons intégré sur θ et avons utilisé la définition de l'espérance. Enfin, dans la troisième égalité, nous avons utilisé les résultats de [ElSawy 16], où

$${}_2F_1(a, b; c; x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(a)_n (b)_n x^n}{(c)_n n!}$$

est la fonction hypergéométrique de Gauss, avec $(a)_n = \frac{\Gamma(a+n)}{\Gamma(a)}$ le symbole de Pochhammer.

Par conséquent,

$$\mathcal{L}_{I_C}(\Psi) = \exp \left(-2\pi\lambda_B \int_0^\infty \left(1 - {}_2F_1 \left(1, \frac{2}{\alpha}; 1 + \frac{2}{\alpha}; -\frac{\Psi}{(r\sqrt{\pi\lambda_B})^{-\alpha}} \right) \right) r dr \right) \tag{B.1.1}$$

Annexe C

Preuves du chapitre 4

C.1 Preuve du Lemme 1

La probabilité conditionnelle de couverture d'un seuil Ψ peut être calculée comme suit :

$$\mathcal{C}_s(\Psi) = \mathbb{P}\left(\frac{h_i}{I_{agg} + P_n} \geq \Psi\right) \quad (\text{C.1.1})$$

$$= \mathbb{P}(h_i \geq \Psi(I_{agg} + P_n)) \quad (\text{C.1.2})$$

$$\stackrel{(a)}{\approx} 1 - \mathbb{E}_{\Phi_{D,s}} \left[\left(1 - e^{-\eta_s \Psi(I_{agg} + P_n)}\right) \right] \quad (\text{C.1.3})$$

$$\stackrel{(b)}{=} \sum_{n=1}^{N_s} (-1)^{n+1} \binom{N_s}{n} \mathbb{E}_{\Phi_{D,s}} \left[e^{-n\eta_s \Psi(I_{agg} + P_n)} \right] \quad (\text{C.1.4})$$

$$\stackrel{(c)}{=} \sum_{n=1}^{N_s} (-1)^{n+1} \binom{N_s}{n} e^{-n\eta_s \Psi P_n} \mathcal{L}_{I_{agg}}(n\eta_s \Psi), \quad (\text{C.1.5})$$

où $N_s \in \{N_L, N_N\}$, $\eta_s = N_s (N_s!)^{-\frac{1}{N_s}}$ (avec $s \in \{L, N\}$), (a) provient de [Alzer 97], (b) vient du fait que N_s est un entier et du théorème binomial, et (c) provient du fait que la puissance du bruit et la puissance des interférences agrégées sont des valeurs aléatoires indépendantes.

C.2 Preuve du Lemme 2

La transformée de Laplace des interférences agrégées peut être calculée comme dans (C.2.1) :

$$\mathcal{L}_{I_{agg}}(u) = \mathbb{E} \left[e^{-u I_{agg}} \right] \quad (\text{C.2.1})$$

$$\stackrel{(a)}{=} \mathbb{E}_{h,G,\Phi_{D,s_1},\Phi_{D,s_2}} \left[\exp \left(-u \left(\sum_{d=1}^D \sum_{s_1 \in \{L,N\}} \sum_{s_2 \in \{L,N\}} \sum_{X_j \in \Phi_{D,s_1,s_2} \cap \mathcal{B}_d} h_j G_{i,j} L_j^{\alpha_{s_2}} \|X_j\|^{-\alpha_{s_1}} \right) \right) \right] \quad (\text{C.2.2})$$

$$\stackrel{(b)}{=} \mathbb{E}_{G,\Phi_{D,s_2}} \left[\exp \left(-2\pi \lambda_D \left(\sum_{d=1}^D \sum_{s_1 \in \{L,N\}} \sum_{s_2 \in \{L,N\}} \sum_{X_j \in \Phi_{D,s_1,s_2} \cap \mathcal{B}_d} q_{d,s_1} \left(1 - \left(1 + \frac{u G_{i,j} L_j^{\alpha_{s_2}} \|X_j\|^{-\alpha_{s_1}}}{N_{s_1}} \right)^{-N_{s_1}} \right) \right) \right) \right] \quad (\text{C.2.3})$$

$$\stackrel{(c)}{=} \mathbb{E}_{\Phi_{D,s_2}} \left[\exp \left(-2\pi \lambda_D \left(\sum_{G \in \{MM, Mm, mm\}} p_G \sum_{d=1}^D \sum_{s_1 \in \{L,N\}} \sum_{s_2 \in \{L,N\}} \sum_{X_j \in \Phi_{D,s_1,s_2} \cap \mathcal{B}_d} q_{d,s_1} \left(1 - \left(1 + \frac{u G L_j^{\alpha_{s_2}} \|X_j\|^{-\alpha_{s_1}}}{N_{s_1}} \right)^{-N_{s_1}} \right) \right) \right) \right] \quad (\text{C.2.4})$$

$$\stackrel{(d)}{=} \exp \left(-2\pi \lambda_D \left(\sum_{G \in \{MM, Mm, mm\}} p_G \sum_{d=1}^D \sum_{s_1 \in \{L,N\}} \sum_{s_2 \in \{L,N\}} q_{d,s_1} q_{d,s_2} \int_{\mathcal{B}_d} \left(1 - \left(1 + \frac{u G \mathbb{E} [P^{(s_2)}] r^{-\alpha_{s_1}}}{N_{s_1}} \right)^{-N_{s_1}} \right) r dr \right) \right), \quad (\text{C.2.5})$$

où (a) vient de la définition de la transformée de Laplace de I_{agg} , (b) vient de la fonction génératrice des moments d'une distribution Gamma (vu que $h_j \sim \Gamma(N_s, \frac{1}{N_s})$), (c) vient de l'indépendance entre toutes les variables, et (d) provient du fait que tous les liens D2D ont la même longueur.

C.3 Preuve de la Proposition 4

Considérons la transformée de Laplace conditionnelle

$$\begin{aligned}
 \mathcal{L}_{I_d,mm}(x) &= \mathbb{E} \left[e^{-xI_{mm}} \right] \\
 &\stackrel{(a)}{=} \mathbb{E}'^o \left[e^{-x \sum_{X_i \in \Phi_d} P_{d,i} h_i \|X_i\|^{-\alpha} \varpi_i \varpi_j} \right] \\
 &\stackrel{(b)}{=} \mathbb{E} \left[e^{-x \sum_{X_i \in \Phi_d} P_{d,i} h_i \|X_i\|^{-\alpha} \varpi_i \varpi_j} \right] \\
 &\stackrel{(c)}{=} \exp \left(-\lambda_d \int_0^{2\pi} \int_0^\infty \left(1 - \mathbb{E} \left[\exp \left(-x P_{d,i} h_i \|r\|^{-\alpha} \varpi_i \varpi_j \right) \right] \right) r dr d\theta \right) \\
 &= \exp \left(-\lambda_d \int_0^{2\pi} x^{\frac{2}{\alpha}} \mathbb{E} \left[P_d^{\frac{2}{\alpha}} \right] \mathbb{E} \left[h^{\frac{2}{\alpha}} \right] \mathbb{E} \left[(\varpi_i)^{\frac{2}{\alpha}} \right] \right. \\
 &\quad \left. \mathbb{E} \left[(\varpi_j)^{\frac{2}{\alpha}} \right] \Gamma \left(1 - \frac{2}{\alpha} \right) d\theta \right) \\
 &\stackrel{(d)}{=} \exp \left(-\lambda_d \int_0^{2\pi} x^{\frac{2}{\alpha}} \mathbb{E} \left[P_d^{\frac{2}{\alpha}} \right] \mathbb{E}^2 \left[(\varpi_i)^{\frac{2}{\alpha}} \right] \right. \\
 &\quad \left. \Gamma \left(1 + \frac{2}{\alpha} \right) \Gamma \left(1 - \frac{2}{\alpha} \right) d\theta \right) \\
 &= \exp \left(-\lambda_d \frac{x^{\frac{2}{\alpha}} \mathbb{E} \left[P_d^{\frac{2}{\alpha}} \right]}{\text{sinc} \left(\frac{2}{\alpha} \right)} \int_0^{2\pi} \mathbb{E}^2 \left[(\varpi_i)^{\frac{2}{\alpha}} \right] d\theta \right) \\
 &\stackrel{(e)}{=} \exp \left(-\lambda_d \frac{x^{\frac{2}{\alpha}}}{\text{sinc} \left(\frac{2}{\alpha} \right)} \left(\frac{1}{\xi\pi} - \frac{\mu^2 e^{-\xi\pi\mu^2}}{1 - e^{-\xi\pi\mu^2}} \right) \right. \\
 &\quad \left. \int_0^{2\pi} \mathbb{E}^2 \left[(\varpi_i)^{\frac{2}{\alpha}} \right] d\theta \right) \\
 &\stackrel{(f)}{=} \exp \left(-\lambda_d \frac{x^{\frac{2}{\alpha}}}{\text{sinc} \left(\frac{2}{\alpha} \right)} \left(\frac{1}{\xi\pi} - \frac{\mu^2 e^{-\xi\pi\mu^2}}{1 - e^{-\xi\pi\mu^2}} \right) \right. \\
 &\quad \left. \mathbb{E}^2 \left[(\varpi_i)^{\frac{2}{\alpha}} \right] \int_0^{2\pi} d\theta \right) \\
 &= \exp \left(-\lambda_d \frac{x^{\frac{2}{\alpha}}}{\text{sinc} \left(\frac{2}{\alpha} \right)} \left(\frac{1}{\xi\pi} - \frac{\mu^2 e^{-\xi\pi\mu^2}}{1 - e^{-\xi\pi\mu^2}} \right) \right. \\
 &\quad \left. \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{2\pi} \left(G_p \left(\angle \overrightarrow{D_{ij}} - \theta_i \right) \right)^{\frac{2}{\alpha}} d\theta \right)^2 \right)
 \end{aligned}$$

Dans l'égalité (a), $\mathbb{E}^{\text{lo}}[\cdot]$ représente l'espérance par rapport à la distribution de Palm réduite, $\varpi_i = G_p(\angle \overrightarrow{D_{ij}} - \theta_i)$ et $\varpi_j = G_p(\angle \overrightarrow{D_{ji}} - \theta_j)$. L'égalité (b) provient du théorème de Slivnyak [Stoyan 95]. L'égalité (c) vient de la fonctionnelle génératrice de probabilité du PPP [Baccelli 09b]. Dans l'égalité (d), nous avons utilisé $h \sim \text{Exp}(1)$ et $\mathbb{E}[G_p(\angle \overrightarrow{D_{ij}} - \theta_i)] = \mathbb{E}[G_p(\angle \overrightarrow{D_{ji}} - \theta_j)]$. Dans l'égalité (e), nous avons utilisé la valeur de $E\left[P_d^{\frac{2}{\alpha}}\right]$ démontrée dans (B.1.1). Enfin, dans l'égalité (f), nous avons utilisé le fait que $\mathbb{E}\left[(G_p(\theta_{1,2}))^{\frac{2}{\alpha}}\right]$ ne dépend pas de θ .

Bibliographie

- [Abonyi 02] Janos Abonyi, Robert Babuška & Ferenc Szeifert. *Modified Gath-Geva fuzzy clustering for identification of Takagi-Sugeno fuzzy models*. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B : Cybernetics, vol. 32, no. 5, pages 612–621, 2002.
- [Afzal 16] Asma Afzal, Syed Ali, Raza Zaidi, Des McLernon & Mounir Ghogho. *On the Analysis of Device-to-Device Overlaid Cellular Networks in the Uplink under 3GPP Propagation Model*. In IEEE Wireless Communications and Networking Conference, pages 1–6, 2016.
- [Agiwal 16] Mamta Agiwal, Abhishek Roy & Navrati Saxena. *Next Generation 5G Wireless Networks : A Comprehensive Survey*. IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 18, no. 3, pages 1617 – 1655, 2016.
- [Ahmed 14] Atiq Ahmed, Leila Merghem Boulahia & Dominique Gaïti. *Enabling vertical handover decisions in heterogeneous wireless networks : A state-of-the-art and a classification*. IEEE Communications Surveys and Tutorials, vol. 16, no. 2, pages 776–811, 2014.
- [Akdeniz 14] Mustafa Riza Akdeniz, Yuanpeng Liu, Mathew K. Samimi, Shu Sun, Sundeep Rangan, Theodore S. Rappaport & Elza Erkip. *Millimeter wave channel modeling and cellular capacity evaluation*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 32, no. 6, pages 1164–1179, 2014.
- [Akkarajitsakul 12] Khajonpong Akkarajitsakul, Phond Phunchongharn, Ekram Hossain & Vijay K. Bhargava. *Mode selection for energy-efficient D2D communications in LTE-advanced networks : A coalitional game approach*. 2012 IEEE International Conference on Communication Systems, ICCS 2012, pages 488–492, 2012.

- [Al-Hourani 14] Akram Al-Hourani, Sathyanarayanan Chandrasekharan & Sithamparanathan Kandeepan. *Path loss study for millimeter wave device-to-device communications in urban environment*. 2014 IEEE International Conference on Communications Workshops, ICC 2014, pages 102–107, 2014.
- [Al-Shalash 13] Mazin Al-Shalash, Constantine Caramanis & Jeffrey G. Andrews. *Device-to-device modeling and analysis with a modified Matern hardcore BS location model*. 2013 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), pages 1825–1830, 2013. [www](#)
- [Ali 16] Kamran Ali, Huan X. Nguyen, Purav Shah, Quoc Tuan Vien & Namadev Bhuvanansundaram. *Architecture for public safety network using D2D communication*. 2016 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops, WCNCW 2016, no. ComExCon, pages 206–211, 2016.
- [Alkhateeb 17] Ahmed Alkhateeb, Young Han Nam, Md Saifur Rahman, Jianzhong Zhang & Robert W. Heath. *Initial Beam Association in Millimeter Wave Cellular Systems : Analysis and Design Insights*. IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 16, no. 5, pages 2807–2821, 2017.
- [Alzer 97] Horst Alzer. *On Some Inequalities for the Incomplete Gamma Function*. Mathematics of Computation, vol. 66, no. 218, page 312, 1997.
- [Andrews 14] Jeffrey G Andrews, Stefano Buzzi, Wan Choi, Stephen V Hanly, Angel Lozano, Anthony C K Soong & Jianzhong Charlie Zhang. *What Will 5G Be ?* IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 32, no. 6, pages 1065–1082, 2014.
- [Andrews 16] Jeffrey G. Andrews, Abhishek K. Gupta & Harpreet S. Dhillon. *A Primer on Cellular Network Analysis Using Stochastic Geometry*. pages 1–46, 2016. [www](#)
- [Andrews 17] Jeffrey G Andrews, Tianyang Bai, Mandar Kulkarni, Ahmed Alkhateeb, Abhishek Gupta & Robert W Heath. *Modeling and Analyzing Millimeter Wave Cellular Systems*. IEEE Transactions on Communications, vol. 65, no. 1, pages 403–430, 2017.
- [Asadi 13] Arash Asadi & Vincenzo Mancuso. *WiFi Direct and LTE D2D in action*. IFIP Wireless Days, 2013.
- [Asadi 14] Arash Asadi, Qing Wang & Vincenzo Mancuso. *A survey on device-to-device communication in cellular networks*. IEEE

- Communications Surveys and Tutorials, vol. 16, no. 4, pages 1801–1819, 2014.
- [Babun 15] Leonardo Babun, Ali Ihsan Yürekli & Ismail Güvenç. *Multi-hop and D2D communications for extending coverage in public safety scenarios*. In Proceedings - Conference on Local Computer Networks, LCN, volume 2015-Decem, pages 912–919, 2015.
- [Baccelli 09a] François Baccelli & Bartłomiej Błaszczyszyn. *Stochastic Geometry and Wireless Networks*, volume II. 2009.
- [Baccelli 09b] Francois Baccelli & Bartłomiej Błaszczyszyn. *Stochastic Geometry and Wireless Networks*, volume I. 2009.
- [Bai 14a] Tianyang Bai, Ahmed Alkhateeb & Robert Heath. *Coverage and capacity of millimeter-wave cellular networks*. IEEE Communications Magazine, vol. 52, no. 9, pages 70–77, 2014.
- [Bai 14b] Tianyang Bai, Rahul Vaze & Robert W. Heath. *Analysis of blockage effects on urban cellular networks*. IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 13, no. 9, pages 5070–5083, 2014.
- [Bai 15] Tianyang Bai & Robert W. Heath. *Coverage and Rate Analysis for Millimeter Wave Cellular Networks*. IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 14, no. 2, pages 1100–1114, 2015.
- [Balanis 05] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory, Analysis and Design - Third Edition*. Wiley New York, 2005.
- [Belleschi 11] Marco Belleschi, Gabor Fodor & Andrea Abrardo. *Performance analysis of a distributed resource allocation scheme for D2D communications*. 2011 IEEE GLOBECOM Workshops (GC Wkshps), pages 358–362, 2011.
- [Bezdek 81] James C. Bezdek. *Pattern Recognition with Fuzzy Objective Function Algorithms*. Springer US, 1981.
- [Borovkova 06] Svetlana Borovkova & Helyette Geman. *Seasonal and stochastic effects in commodity forward curves*. Review of Derivatives Research, vol. 9, no. 2, pages 167–186, 2006.
- [Cai 13] Han Cai, Irem Koprulu & Ness B. Shroff. *Exploiting double opportunities for deadline based content propagation in wireless networks*. Proceedings - IEEE INFOCOM, pages 764–772, 2013.

- [Cao 14] Chunyan Cao, Li Wang, Mei Song & Yong Zhang. *Admission policy based clustering scheme for D2D underlay communications*. In IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC, volume 2014-June, pages 1937–1942, 2014.
- [Carroll 10] Aaron Carroll & Gernot Heiser. *An analysis of power consumption in a smartphone*. Proceedings of the 2010 USENIX conference on USENIX annual technical conference, pages 21–35, 2010.
- [Chen 12] Xiaohang Chen, Li Chen, Mengxian Zeng, Xin Zhang & Dacheng Yang. *Downlink resource allocation for Device-to-Device communication underlying cellular networks*. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC, pages 232–237, 2012.
- [Chen 15] Xue Chen, Rose Qingyang Hu, Jeongho Jeon & Geng Wu. *Energy Efficient Resource Allocation for D2D Communication Underlying Cellular Networks*. In IEEE ICC 2015 - Mobile and Wireless Networking Symposium, pages 4546–4551, 2015.
- [Cheng 15] Hsueh Hung Cheng & Kate Ching Ju Lin. *Source Selection and Content Dissemination for Preference-Aware Traffic Offloading*. IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems, vol. 26, no. 11, pages 3160–3174, 2015.
- [Chevillon 16] Romain Chevillon, Guillaume Andrieux & Jean-François Diouris. *Energy optimization of D2D communications using relay nodes and data entropy*. In Colloque National GDR SoC-SiP, Nantes, France, 2016.
- [Chevillon 17a] Romain Chevillon, Guillaume Andrieux & Jean-François Diouris. *Energy Optimization of D2D Communications Using Relay Devices and Data Entropy*. In 2017 IEEE 28th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2017.
- [Chevillon 17b] Romain Chevillon, Guillaume Andrieux & Jean-François Diouris. *Stochastic geometry approaches for D2D communications in dense heterogeneous networks*. In Présentation lors de la Journée GDR ISIS "Méthodes et outils mathématiques pour la modélisation des réseaux IoT" , ISEP Issy-les-Moulineaux, 2017.
- [Chevillon 18] Romain Chevillon, Guillaume Andrieux & Jean-François Diouris. *Overlay Inband D2D-e Network Using Fuzzy C-Means*

- Clustering for Disaster Situations*. In European Conference on Networks and Communications, Ljubljana, Slovenia, 2018.
- [Chidean 13] Mihaela I Chidean, Giancarlo Pastor, Eduardo Morgado, Julio Ramiro-bargue & Antonio J Caama. *Wireless Sensor Network for Low-Complexity Entropy Determination of Human Gait*. In 2013 IEEE 24th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications : Mobile and Wireless Networks, numéro 1, pages 2659–2663, 2013.
- [Cho 17] Kumin Cho, Junman Lee & Chung G. Kang. *Stochastic Geometry-based Coverage Analysis for Nakagami & Log-normal Composite Fading Channel in Downlink Cellular Networks*. IEEE Communication Letters, vol. 7798, no. 99, 2017.
- [Choi 14] Chulhee Choi, Sungjin Park & Dong Ho Cho. *User-cooperation scheme based on clustering for energy efficiency in cellular networks with D2D communication*. In IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC, volume 1, pages 1365–1369, 2014.
- [Chun 17] Young Jin Chun, Simon L. Cotton, Harpreet S. Dhillon, Ali Ghrayeb & Mazen O. Hasna. *A Stochastic Geometric Analysis of Device-to-Device Communications Operating Over Generalized Fading Channels*. IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 16, no. 7, pages 4151–4165, 2017.
- [Cisco 15] Cisco. Cisco Visual Networking Index : Global Mobile Data Traffic Forecast Update , 2015 – 2020. 2015. [www](#)
- [Claussen 07] H. Claussen, L. T. W. Ho & L. G. Samuel. *Financial Analysis of a Pico-Cellular Home Network Deployment*. IEEE International Conference on Communications, pages 5604–5609, 2007. [www](#)
- [Cripps 06] Steve C. Cripps. RF Power Amplifiers for Wireless Communications. Artech House, second edition, 2006.
- [Damnjanovic 11] Aleksandar Damnjanovic, Juan Montojo, Yongbin Wei, Tingfang Ji, Tao Luo, Madhavan Vajapeyam, Taesang Yoo, Osok Song & Durga Malladi. *A survey on 3GPP heterogeneous networks*. IEEE Wireless Communications, vol. 18, no. 3, pages 10–21, 2011. [www](#)
- [Di Renzo 14] Marco Di Renzo & Peng Guan. *Stochastic geometry modeling of coverage and rate of cellular networks using the gil-pelaez inversion theorem*. IEEE Communications Letters, vol. 18, no. 9, pages 1575–1578, 2014.

- [Di Renzo 15] Marco Di Renzo. *Stochastic Geometry Modeling and Analysis of Multi-Tier Millimeter Wave Cellular Networks*. IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 14, no. 9, pages 5038–5057, 2015.
- [Ding 14] Haichuan Ding, Shaodan Ma & Chengwen Xing. *Feasible D2D Communication Distance in D2D-Enabled Cellular Networks*. In 2014 IEEE ICCS, pages 1–5, 2014.
- [Doppler 09a] Klaus Doppler, Mika Rinne, Carl Wijting, Cássio B. Ribeiro & Klaus Hug. *Device-to-device communication as an underlay to LTE-advanced networks*. IEEE Communications Magazine, vol. 47, no. 12, pages 42–49, 2009.
- [Doppler 09b] Klaus Doppler, Mika P. Rinne, Pekka Jänis, Cassio Ribeiro & Klaus Hugl. *Device-to-device communications; Functional prospects for LTE-advanced networks*. Proceedings - 2009 IEEE International Conference on Communications Workshops, ICC 2009, 2009.
- [Doppler 10] Klaus Doppler, Chia H. Yu, Cássio B. Ribeiro & Pekka Jänis. *Mode selection for device-to-device communication underlaying an LTE-advanced network*. IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC, 2010.
- [Du 12] Jinling Du, Wensheng Zhu, Jing Xu, Zhenhong Li & Haifeng Wang. *A compressed HARQ feedback for device-to-device multicast communications*. IEEE Vehicular Technology Conference, pages 1–5, 2012.
- [Elkotby 12] Hussain E. Elkotby, Khaled M F Elsayed & Mahmoud H. Ismail. *Shrinking the reuse distance : Spectrally-efficient radio resource management in D2D-enabled cellular networks with Interference Alignment*. IFIP Wireless Days, pages 0–5, 2012.
- [ElSawy 16] Hesham ElSawy, Ahmed Sultan-Salem, Mohamed-Slim Alouini & Moe Z. Win. *Modeling and Analysis of Cellular Networks using Stochastic Geometry : A Tutorial*. IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. PP, no. 99, pages 1–1, 2016.
- [ElSawy 17] Hesham ElSawy, Ahmed Sultan-Salem, Mohamed-Slim Alouini & Moe Z. Win. *Modeling and Analysis of Cellular Networks Using Stochastic Geometry : A Tutorial*. IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 19, no. 1, pages 167–203, 2017.
- [Ericsson 15] Ericsson. 5G Energy Performance network energy. 2015.

- [Fabre 00] Eric Fabre. Théorie de l'information et Codes correcteurs d'erreurs. 2000.
- [Fodor 12] Gábor Fodor, Erik Dahlman, Gunnar Mildh, Stefan Parkvall, Norbert Reider, György Miklós & Zoltán Turányi. *Design aspects of network assisted device-to-device communications*. IEEE Communications Magazine, vol. 50, no. 3, pages 170–177, 2012.
- [Ganti 12] Radha Krishna Ganti. *Stochastic geometry for wireless networks*. Spcom, page 101, 2012. [www](#)
- [Gath 89] I. Gath & A. B. Geva. *Unsupervised Optimal Fuzzy Clustering*. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. 11, no. 7, pages 773–780, 1989.
- [Georgiou 17] Orestis Georgiou. *Simultaneous Wireless Information and Power Transfer in Cellular Networks with Directional Antennas*. IEEE Communications Letters, vol. 21, no. 4, pages 885–888, 2017.
- [Ghavami 17] Hossein Ghavami & Shahriar Shirvani Moghaddam. *Outage Probability of Device to Device Communications Underlying Cellular Network in Suzuki Fading Channel*. IEEE Communications Letters, vol. 21, no. 5, pages 1203–1206, 2017.
- [Ghosh 12] a Ghosh, N Mangalvedhe, R Ratasuk, B Mondal, M Cudak, E Visotsky, T a Thomas, J G Andrews, P Xia, H-S Jo, H S Dhillon & T D Novlan. *Heterogeneous cellular networks : From theory to practice*. Communications Magazine, IEEE, vol. 50, no. 6, pages 54–64, 2012.
- [Golrezaei 12a] Negin Golrezaei, Alexandros G. Dimakis & Andreas F. Molisch. *Device-to-device collaboration through distributed storage*. GLOBECOM - IEEE Global Telecommunications Conference, pages 2397–2402, 2012.
- [Golrezaei 12b] Negin Golrezaei, Andreas F Molisch & Alexandros G Dimakis. *Base-Station Assisted Device-to-Device Communications for High-Throughput Wireless Video Networks*. pages 7077–7081, 2012.
- [Goratti 13] Leonardo Goratti, Karina Mabell Gomez, Riccardo Fedrizzi & Tinku Rasheed. *A novel device-to-device communication protocol for public safety applications*. 2013 IEEE Globecom Workshops, GC Wkshps 2013, no. December, pages 629–634, 2013.

- [Gupta 14] Abhishek K Gupta, Harpreet S Dhillon, Sriram Vishwanath, Senior Member & Jeffrey G Andrews. *Downlink Multi-Antenna Heterogeneous Cellular Network With Load Balancing*. vol. 62, no. 11, pages 4052–4067, 2014.
- [Gupta 15] Akhil Gupta & Rakesh Kumar Jha. *A Survey of 5G Network : Architecture and Emerging Technologies*. IEEE Access, vol. 3, pages 1206–1232, 2015.
- [Gupta 16] Abhishek K. Gupta, Jeffrey G. Andrews & Robert W. Heath. *On the Feasibility of Sharing Spectrum Licenses in mmWave Cellular Systems*. IEEE Transactions on Communications, vol. 64, no. 9, pages 3981–3995, 2016.
- [Gustafson 78] Donald E Gustafson, William C Kessel & Scientific Systems. *Fuzzy Clustering With A Fuzzy Covariance Matrix*. In 1978 IEEE Conference on Decision and Control including the 17th Symposium on Adaptive Processes, pages 761–766, 1978.
- [Haenggi 08] M. Haenggi & R. K. Ganti. *Interference in Large Wireless Networks*, volume 3. 2008.
- [Haenggi 09] Martin Haenggi, Jeffrey G Andrews, François Baccelli, Olivier Dousse & Massimo Franceschetti. *Stochastic Geometry and Random Graphs for the Analysis and Design of Wireless Networks*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 27, no. 7, pages 1029–1046, 2009.
- [Hamdi 10] Khairi Ashour Hamdi. *A useful lemma for capacity analysis of fading interference channels*. IEEE Transactions on Communications, vol. 58, no. 02, pages 411–416, 2010.
- [Hellendoorn 97] H Hellendoorn & D Driankov. *Fuzzy model identification : selected approaches*. Springer-Verlag, 1997.
- [Hunukumbure 13] Mythri Hunukumbure, Tim Mousley, Ade Oyawoye, Sunil Vadgama & Mick Wilson. *D2D for energy efficient communications in disaster and emergency situations*. In 2013 21st International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks, SoftCOM 2013, 2013.
- [Jänis 09] Pekka Jänis, Visa Koivunen, Cassio Ribeiro, Juha Korhonen, Klaus Doppler & Klaus Hugel. *Interference-aware resource allocation for device-to-device radio underlaying cellular networks*. IEEE Vehicular Technology Conference, pages 1–5, 2009.

- [Ji 16] Mingyue Ji, Giuseppe Caire & Af Molisch. *Wireless device-to-device caching networks : Basic principles and system performance*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 34, no. 1, pages 176–189, 2016.
- [Jung 12] Minchae Jung, Kyuho Hwang & Sooyong Choi. *Joint mode selection and power allocation scheme for power-efficient device-to-device (D2D) communication*. IEEE Vehicular Technology Conference, 2012.
- [Kaufman 08] Brett Kaufman & Behnaam Aazhang. *Cellular networks with an overlaid device to device network*. Conference Record - Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, pages 1537–1541, 2008.
- [Kelley 93] David F Kelley & Warren L Stutzman. *Array Antenna Pattern Modeling Methods That Include Mutual Coupling Effects*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 41, no. 12, pages 1625–1632, 1993.
- [Kyro 12] Mikko Kyro, Veli-Matti Kolmonen & Pertti Vainikainen. *Experimental propagation channel characterization of mm-wave radio links in urban scenarios*. IEEE Antennas Wireless Propagation Letters, vol. 11, no. July, pages 865–868, 2012.
- [Lee 12a] D Lee, SI Kim, Jaeyoung Lee & Jun Heo. *Performance of Multihop Decode-and-Forward Relaying assisted Device-to-Device Communication Underlying Cellular Networks*. Information Theory and its Applications (ISITA), pages 455–459, 2012.
[www](#)
- [Lee 12b] In Ho Lee & Dongwoo Kim. *Outage performance of opportunistic cooperation in amplify-and-forward relaying systems with relay selection*. IEEE Communications Letters, vol. 16, no. 2, pages 224–227, 2012.
- [Lei 12] Lei Lei, Zhangdui Zhong, Chuang Lin & Xuemin Shen. *Operator controlled device-to-device communications in LTE-advanced networks*. IEEE Wireless Communications, vol. 19, no. 3, pages 96–104, 2012.
- [Li 12] James C F Li, Ming Lei & Feifei Gao. *Device-to-device (D2D) communication in MU-MIMO cellular networks*. GLOBE-COM - IEEE Global Telecommunications Conference, pages 3583–3587, 2012.

- [Li 14] Zexian Li, Martti Moisio, Mikko a Uusitalo, Carl Wijting, Fernando Sanchez Moya & Ali Yaver. *Overview on initial METIS D2D Concept*. METIS Deliverable, pages 203–208, 2014.
- [Li 15] Dong Li, Yanli Xu & Yong Liu. *Resource management for interference mitigation in device-to-device communication*. IET Communications, vol. 9, no. 9, pages 1199–1207, 2015.
- [Li 16] Yong Li & Depeng Jin. *Optimal Base Station Scheduling for Device-to-Device Communication Underlying Cellular Networks*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 34, no. 1, pages 27–40, 2016.
- [Lin 00] Y.-D. Lin & Y.-C. Hsu. *Multihop cellular : A new architecture for wireless communications*. In Proceedings - IEEE INFOCOM, pages 1273–1282, 2000.
- [Lin 14a] Xingqin Lin, Jeffrey G. Andrews, Amitabha Ghosh & Rapeepat Ratasuk. *An overview of 3GPP device-to-device proximity services*. IEEE Communications Magazine, vol. 52, no. 4, pages 40–48, 2014.
- [Lin 14b] Xingqin Lin, Jeffrey G. Andrews & Amitava Ghosh. *Spectrum sharing for device-to-device communication in cellular networks*. IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 13, no. 12, pages 6727–6740, 2014.
- [Liu 13] Ziyang Liu, Tao Peng, Hao Chen & Wenbo Wang. *Transmission capacity of D2D communication under heterogeneous networks with multi-bands*. In IEEE Vehicular Technology Conference, numéro 2012, pages 375–379, 2013.
- [Liu 15a] Jiajia Liu, Nei Kato, Jiangfeng Ma & Naoto Kadowaki. *Device-to-Device Communication in LTE-Advanced Networks : A Survey*. IEEE Communications Surveys and Tutorials, vol. 17, no. 4, pages 1923–1940, 2015.
- [Liu 15b] Jiajia Liu, Shangwei Zhang, Hiroki Nishiyama, Nei Kato & Jun Guo. *A Stochastic Geometry Analysis of D2D Overlaying Multi-Channel Downlink Cellular Networks*. In 2015 IEEE Conference on Computer Communications (INFOCOM), pages 46–54, 2015.
- [Lu 14] Qianxi Lu, Qingyu Miao, Gabor Fodor & Nadia Brahmi. *Clustering schemes for D2D communications under partial/no network coverage*. In IEEE Vehicular Technology Conference, volume 2015-Janua, pages 3–7, 2014.

- [Luo 14] Yong Luo, Zhiping Shi, X I N Zhou, Qiaoyan Liu & Qicong Yi. *Dynamic Resource Allocations Based on Q-Learning for D2D Communication in Cellular Networks*. pages 385–388, 2014.
- [Ma 15a] Chuan Ma, Jiaqi Liu, Xiaohua Tian, Hui Yu, Ying Cui, Xinbing Wang, Senior Member & Abstract Device-to-device Dd. *Interference Exploitation in D2D-enabled Cellular Networks : A Secrecy Perspective*. IEEE Transactions on Communications, vol. 63, no. 1, pages 229–242, 2015. [www](#)
- [Ma 15b] Xiaoqiang Ma, Jiangchuan Liu & Hongbo Jiang. *Resource Allocation for Heterogeneous Applications with Device-to-Device Communication Underlying Cellular Networks*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 8716, no. c, pages 1–1, 2015.
- [Maccartney 13] George R. Maccartney, Junhong Zhang, Shuai Nie & Theodore S. Rappaport. *Path loss models for 5G millimeter wave propagation channels in urban microcells*. GLOBECOM - IEEE Global Telecommunications Conference, pages 3948–3953, 2013.
- [Mach 15] Pavel Mach, Zdenek Becvar & Tomas Vanek. *In-Band Device-to-Device Communication in OFDMA Cellular Networks : A Survey and Challenges*. IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. XX, no. XX, pages 1–1, 2015.
- [Maviel 13] Laurent Maviel. *Modélisation et simulation des réseaux sans fil hétérogènes et non-stationnaires . Application aux topologies de petites cellules*. 2013.
- [Min 11] Hyunkee Min, Jemin Lee, Sungsoo Park & Daesik Hong. *Capacity enhancement using an interference limited area for device-to-device uplink underlying cellular networks*. IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 10, no. 12, pages 3995–4000, 2011.
- [Morlot 14] Frédéric Morlot. *Processus spatio-temporels en géométrie stochastique et application à la modélisation de réseaux de télécommunication*. PhD thesis, Telecom Paris, 2014.
- [Munir 16] Daniyal Munir, Syed Tariq Shah, Won Jin Lee, Min Young Chung & Syed Faraz Hasan. *Selection of relay UE with energy harvesting capabilities in public safety environment*. In International Conference on Information Networking, volume 2016-March, pages 40–44, 2016.

- [Nishiyama 14] Hiroki Nishiyama, Masaya Ito & Nei Kato. *Relay-by-smartphone : Realizing multihop device-to-device communications*. IEEE Communications Magazine, vol. 52, no. 4, pages 56–65, 2014.
- [Osseiran 09] A. Osseiran. *Advances in device-to-device communications and network coding for IMT-Advanced*. In Proceedings ICT Mobile Summit, pages 1–8, 2009.
- [Park 15] Seungil Park, Sunghyun Choi & Byeong Gi Lee. *Game Theory-based Power Allocation Strategy for D2D Communication in Multi-Cell Environment*. Information and Communication Technology Convergence (ICTC), vol. 1, no. 5, pages 356–359, 2015.
- [Peng 09] Tao Peng, Qianxi Lu, Haiming Wang, Shaoyi Xu & Wenbo Wang. *Interference avoidance mechanisms in the hybrid cellular and device-to-device systems*. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC, pages 617–621, 2009.
- [Pervaiz 15] Haris Pervaiz, Leila Musavian, Qiang Ni & Zhiguo Ding. *Energy and Spectrum Efficient Transmission Techniques Under QoS Constraints Toward Green Heterogeneous Networks*. IEEE Access, vol. 3, pages 1655–1671, 2015.
- [Pirinen 14] Pekka Pirinen. *A Brief Overview of 5G Research Activities*. Proceedings of the 1st International Conference on 5G for Ubiquitous Connectivity, pages 17–22, 2014.
- [Prigent 03] Jean-Luc Prigent. *Weak Convergence of Financial Markets*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1 edition, 2003.
- [Proakis 14] John G. Proakis & Masoud Salehi. *Digital Communications - Fifth Edition*. 2014.
- [Qiao 15] Jian Qiao, Xuemin Shen, Jon W. Mark, Qinghua Shen, Yejun He & Lei Lei. *Enabling Device-to-Device Communications in Millimeter-Wave 5G Cellular Networks*. IEEE Communications Magazine, no. January, pages 209–215, 2015.
- [Raghothaman 13] Balaji Raghothaman, Eric Deng, Ravikumar Pragada, Gregory Sternberg, Tao Deng & Kiran Vanganuru. *Architecture and protocols for LTE-based device to device communication*. 2013 International Conference on Computing, Networking and Communications, ICNC 2013, pages 895–899, 2013.
- [Rappaport 13] Theodore S Rappaport, S H U Sun, Rimma Mayzus, Hang Zhao, Yaniv Azar, Kevin Wang, George N Wong, Jocelyn K

- Schulz, Mathew Samimi & Felix Gutierrez. *Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular : It Will Work!* IEEE Access, vol. 1, pages 335–349, 2013.
- [Rengarajan 13] Balaji Rengarajan. *Recouping Opportunistic Gain in Dense Base Station Layouts Through Energy-Aware User Cooperation*. In Proc. IEEE WoWMoM, 2013.
- [Roh 14] Wonil Roh, Ji Yun Seol, JeongHo Park, Byunghwan Lee, Jaekon Lee, Yungsoo Kim, Jaeweon Cho, Kyungwhoon Cheun & Farshid Aryanfar. *Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications : theoretical feasibility and prototype results*. IEEE Communications Magazine, vol. 52, no. 2, pages 106–113, 2014.
- [Sakr 15] Ahmed Hamdi Sakr, Ekram Hossain & N I May. *Cognitive and Energy Harvesting-Based D2D Communication in Cellular Networks : Stochastic Geometry Modeling and Analysis*. IEEE Transactions on Communications, vol. 63, no. 5, pages 1–13, 2015.
- [Shen 15] Yanyao Shen, Chunxiao Jiang, Tony Quek & Yong Ren. *Device-to-Device Assisted Communication in Cellular Network - An Energy Efficient Approach in Downlink Video Sharing Scenario*. IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 1276, no. c, pages 1–1, 2015. [www](#)
- [Sheng 15] Min Sheng, Junyu Liu, Yan Zhang, Hongguang Sun & Jiandong Li. *On Transmission Capacity Region of D2D Integrated Cellular Networks With Interference Management*. IEEE Transactions on Communications, vol. 63, no. 4, pages 1383–1399, 2015. [www](#)
- [Sofotasios 15] Paschalis C Sofotasios, Sami Muhaidat, Mikko Valkama, Mounir Ghogho & George K Karagiannidis. *Entropy and Channel Capacity under Optimum Power and Rate Adaptation in Generalized Fading Conditions*. IEEE Signal Processing Letters, vol. 22, no. 11, pages 1–14, 2015.
- [Soh 13] Yong Sheng Soh, Tony Q S Quek, Marios Kountouris & Hyundong Shin. *Energy efficient heterogeneous cellular networks*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 31, no. 5, pages 840–850, 2013.
- [Soszka 15] Maciej Soszka, Sascha Berger, Albrecht Fehske, Meryem Simsek, Bohdan Butkiewicz & Gerhard Fettweis. *Coverage and*

- Capacity Optimization in Cellular Radio Networks with Advanced Antennas*. In WSA 2015; 19th International ITG Workshop on Smart Antennas, pages 1–6, 2015.
- [Stoyan 95] Dietrich Stoyan, Wilfried S. Kendall & Joseph Mecke. *Stochastic Geometry and its Applications*. Wiley New York, 1995.
- [Tang 07] Zuoyin Tang, I A Glover, A N Evans & Jianhua He. *Energy Efficient Transmission Protocol for Distributed Source Coding in Sensor Networks*. 2007. ICC '07. IEEE International Conference on Communications, pages 3870–3875, 2007.
- [Tehrani 14] Mohsen Nader Tehrani, Murat Uysal & Halim Yanikomeroglu. *Device-to-device communication in 5G cellular networks : challenges, solutions, and future directions*. IEEE Communications Magazine, vol. 52, no. 5, pages 86–92, 2014.
- [Thornburg 16] Andrew Thornburg, Tianyang Bai & Robert W Heath. *Performance Analysis of Outdoor mmWave Adhoc Networks*. IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 64, no. 15, pages 4065–4079, 2016.
- [Tullberg 14] H Tullberg, Zexian Li, A Høglund, P Fertl, D Gozalvez-Serrano, K Pawlak, P Popovski, G Mange & O Bulakci. *Towards the METIS 5G concept : First view on Horizontal Topics concepts*. Networks and Communications (EuCNC), 2014 European Conference on, pages 1–5, 2014.
- [Turgut 17] Esmâ Turgut & M. Cenk Gursoy. *Coverage in Heterogeneous Downlink Millimeter Wave Cellular Networks*. IEEE Transactions on Communications, vol. 65, no. 10, pages 4463–4477, 2017.
- [Ulukus 15] Sennur Ulukus, Aylin Yener, Elza Erkip, Osvaldo Simeone, Michele Zorzi, Pulkit Grover & Kaibin Huang. *Energy Harvesting Wireless Communications : A Review of Recent Advances*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 33, no. 3, pages 360–381, 2015. [www](#)
- [Usman 15] Muhammad Usman, Anteneh A. Gebremariam, Usman Raza & Fabrizio Granelli. *A Software-Defined Device-to-Device Communication Architecture for Public Safety Applications in 5G Networks*. IEEE Access, vol. 3, pages 1649–1654, 2015.
- [Vitale 15] Christian Vitale, Vincenzo Sciancalepore, Arash Asadi & Vincenzo Mancuso. *Two-level Opportunistic Spectrum Management for Green 5G Radio Access Networks*. In IEEE Online

- Conference on Green Communications (OnlineGreenComm), pages 78–83, 2015.
- [Wang 12] You-chiun Wang. *Data Compression Techniques in Wireless Sensor Networks*. Pervasive Computing, New York : Nova Science Publishers, Inc, pages 1–12, 2012.
- [Wang 14] Feiran Wang, Chen Xu, Lingyang Song & Zhu Han. *Energy-Aware Resource Allocation for Device-to-Device Underlay Communication*. IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 14, no. 4, pages 1–1, 2014.
- [Wang 15] Xiaofei Wang, Xiuhua Li & Student Member. *Artificial Intelligence-Based Techniques for Emerging Heterogeneous Network : State of the Arts , Opportunities , and Challenges*. IEEE Access, vol. 3, pages 1379–1391, 2015.
- [Waqas 15] Muhammad Waqas, Muhammad Afaq Ahmad, Tayyaba Jabben, Guftaar Ahmad & Sardar Sidhu. *An Optimization Scheme for Dual-Hop Device-to-Device (DH-D2D) Transmission*. In 2015 12th International Conference on High-capacity Optical Networks and Enabling/Emerging Technologies (HONET), pages 93–97, 2015.
- [Wu 14] Dan Wu, Jinlong Wang, Rose Qingyang Hu, Yueming Cai & Liang Zhou. *Energy-efficient resource sharing for mobile device-to-device multimedia communications*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 63, no. 5, pages 2093–2103, 2014.
- [Wu 15] Ting Wu & Theodore S Rappaport. *Safe for generations to come : considerations of safety for millimeter waves in wireless communications*. IEEE Microwave Magazine, vol. 16, no. 2, pages 65–84, 2015.
- [Xenakis 93] Iannis Xenakis. Formalized Music, volume 17. 1993. [www](#)
- [Xiao 11] Xiao Xiao, Xiaoming Tao & Jianhua Lu. *A QoS-aware power optimization scheme in OFDMA systems with integrated device-to-device (D2D) communications*. IEEE Vehicular Technology Conference, 2011.
- [Xu 10] Shaoyi Xu, Haiming Wang, Tao Chen, Qing Huang & Tao Peng. *Effective interference cancellation scheme for device-to-device communication underlying cellular networks*. IEEE Vehicular Technology Conference, pages 3–7, 2010.

- [Xu 12] Chen Xu, Lingyang Song, Zhu Han, Dou Li & Bingli Jiao. *Resource allocation using a reverse iterative combinatorial auction for device-to-device underlay cellular networks*. GLOBECOM - IEEE Global Telecommunications Conference, pages 4542–4547, 2012.
- [Yu 12] Chia Hao Yu & Olav Tirkkonen. *Device-to-device underlay cellular network based on rate splitting*. IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC, pages 262–266, 2012.
- [Zhang 15] Yuchi Zhang, Ying Xu, Mingfei Gao, Qixun Zhang, Huidi Li, Ishtiaq Ahmad & Zhiyong Feng. *Resource Management in Device-to-Device Underlaying Cellular Network*. 2015 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), pages 1649–1654, 2015.
- [Zhang 16] Hongliang Zhang, Lingyang Song & Zhu Han. *Radio Resource Allocation for Device-to-Device Underlay Communication Using Hypergraph Theory*. IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 15, no. 7, pages 4852–4861, 2016.
- [Zhou 13a] Bin Zhou, Honglin Hu, Sheng Qiang Huang & Hsiao Hwa Chen. *Intracluster device-to-device relay algorithm with optimal resource utilization*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 62, no. 5, pages 2315–2326, 2013.
- [Zhou 13b] Bin Zhou, Saisai Ma, Jing Xu & Zhenhong Li. *Group-wise channel sensing and resource pre-allocation for LTE D2D on ISM band*. IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC, pages 118–122, 2013.
- [Zhou 14] Yuhan Zhou & Wei Yu. *Optimized backhaul compression for uplink cloud radio access network*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 32, no. 6, pages 1295–1307, 2014.

Index

- Antennes, 108
 - Antennes directionnelles, 108
 - Directivité, 111
 - Modèles d'antennes à motifs sectorisés, 111
 - ULA, 108
- Beacon, 17, 29
- Beamforming, 111
- Bernoulli
 - Variable aléatoire de Bernoulli, 79
- Blocage, 106
 - Modèle d'approximation en boules, 107
- Canal
 - Canal de propagation, 105
 - Canal de Rayleigh, 76
 - Inversion de canal, 75, 116
- Cellules, 8
 - Femtocellules, 10
 - Macrocellules, 8
 - Petites cellules, 9
 - Picocellules, 10
- Communications D2D, *voir* D2D
- D2D, **6**
- Débit, 97
- Device-to-Device, *voir* D2D
- Efficacité énergétique, *voir* Energie
- Efficacité spectrale, *voir* SINR
- Energie
 - Efficacité énergétique, 54, **124**
- Entropie, 30
 - Coefficient de corrélation, 30
 - Entropie conditionnelle, 30
 - Information mutuelle, 30
- Fuzzy C-Means, 57
- Handover, 14
- HetNets, *voir* Réseaux hétérogènes
- Inband D2D, 18
 - Overlay Inband D2D, 20
 - Underlay Inband D2D, 19
- Interférences, 12, 55, 74
- Modèle, 54
- Nœuds relais, 10
- Ondes
 - Ondes millimétriques, 105
- ORA, 41
- Outband D2D, 21
- Processus Poisson Point (PPP), 73
- Réseaux hétérogènes, **7**
- Rayleigh
 - Distribution de Rayleigh, 79
- Ressources radio, 17
- Seuil

- Seuil de sélection de mode D2D,
93
- SINR, 74, 116
 - CCDF, 76
 - Efficacité spectrale, 125
 - Probabilité de couverture, 75
 - Probabilité de perte, 77
- Stochastique
 - Géométrie stochastique, 70
- Topologies, **15**, 29
 - DC-DC, 16, 34
 - DC-OC, 16
 - DR-DC, 16, 35
 - DR-OC, 16
 - EB-DR-DC, 31, 35

Titre : Efficacité énergétique des communications Device-to-Device dans les réseaux hétérogènes

Mots clés : Communications Device-to-Device, Réseaux Hétérogènes, Géométrie Stochastique, Efficacité Énergétique, Efficacité Spectrale.

Résumé : L'objectif de cette thèse est l'étude de l'efficacité énergétique des communications D2D dans les réseaux hétérogènes. Nous proposons dans un premier temps d'analyser la consommation énergétique d'un réseau de trois appareils, puis introduisons une nouvelle topologie prenant en compte l'entropie de données, afin d'augmenter l'efficacité énergétique globale. Par la suite, nous étudions la consommation énergétique et l'influence des interférences sur une cellule dans le cas pratique d'une catastrophe naturelle. Nous introduisons alors un nouveau protocole d'allocation de ressources basé sur le clustering en Fuzzy C-Means. Nous utilisons ensuite des outils et métriques issus de la géométrie stochastique afin d'analyser et de comparer l'efficacité énergétique et spectrale au sein de plusieurs types de réseaux munis de communications D2D.

Dans un deuxième temps, nous introduisons les notions d'antennes directionnelles avec des ondes millimétriques. Pour ce faire, nous évaluons l'influence du canal millimétrique et introduisons les concepts de blocage, et de modèles sectorisés d'antennes, à des fins mathématiques. L'utilisation d'ondes millimétriques, et plus particulièrement d'antennes directionnelles ULA, s'avère être un choix totalement opportun dans l'objectif premier de cette thèse qui est d'augmenter à la fois l'efficacité spectrale (donc le débit) et l'efficacité énergétique au sein d'un réseau hétérogène comprenant des communications D2D.

Title : Energy efficiency of Device-to-Device communications in heterogeneous networks

Keywords : Device-to-Device Communications, Heterogeneous Networks, Stochastic Geometry, Energy Efficiency, Spectral Efficiency.

Abstract : The objective of this thesis is the study of the energy efficiency of D2D communications in heterogeneous networks. We first propose to analyze the energy consumption of a three device, then introduce a new topology taking into account the data entropy, in order to increase the overall energy efficiency. Subsequently, we study the energy consumption and the influence of interference in a cell for the use case of a natural disaster. We then introduce a new resource allocation protocol based on Fuzzy C-Means clustering. We then use tools and metrics from stochastic geometry to analyze and compare energy and spectral efficiency among multiple types of networks comprising D2D communications. The first study is done on a network in which the cellular and WiFi resources are shared.

In a second step, we introduce the notions of directional antennas with millimeter waves. To do this, we evaluate the influence of the mmWave channel and introduce the concepts of blocking, and sectorized models of antennas, for mathematical purposes. The use of millimeter waves, and more particularly ULA directional antennas, proves to be a totally appropriate choice in the primary objective of this thesis, which is to increase both the spectral efficiency (therefore the bit rate) and the energy efficiency within a heterogeneous network including D2D communications.