



HAL
open science

Etude et optimisation de solutions reposant sur les réseaux cellulaires existants pour l'internet des objets

Louis-Adrien Dufrene

► **To cite this version:**

Louis-Adrien Dufrene. Etude et optimisation de solutions reposant sur les réseaux cellulaires existants pour l'internet des objets. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. INSA de Rennes, 2017. Français. NNT : 2017ISAR0022 . tel-01783953

HAL Id: tel-01783953

<https://theses.hal.science/tel-01783953>

Submitted on 2 May 2018

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

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

Thèse

UNIVERSITE
BRETAGNE
LOIRE

THESE INSA Rennes
sous le sceau de l'Université Bretagne Loire
pour obtenir le titre de
DOCTEUR DE L'INSA RENNES
Spécialité : Télécommunications

présentée par

Louis-Adrien DUFRENE

ECOLE DOCTORALE : ED MATHSTIC
LABORATOIRE : IETR

Étude et optimisation de
solutions reposant sur
les réseaux cellulaires
existants pour l'internet
des objets

Thèse soutenue le 14.12.2017
devant le jury composé de :

Inbar FIJALKOW

Professeure à l'ENSEA, Université de Cergy-Pontoise / Présidente

Marie-Laure BOUCHERET

Professeure à l'ENSEEIH de Toulouse / Rapporteure

Laurent ROS

Maître de Conférences HDR à l'INP de Grenoble / Rapporteur

Jean-Marie GORCE

Professeur à l'INSA de Lyon / Examineur

Jean SCHWOERER

Docteur-Ingénieur à Orange Labs à Grenoble / Co-encadrant

Matthieu CRUSSIÈRE

Maître de Conférences à l'INSA de Rennes / Co-encadrant

Jean-François HELARD

Professeur à l'INSA de Rennes / Directeur de thèse

Étude et optimisation de solutions reposant
sur les réseaux cellulaires existants pour
l'internet des objets

Louis-Adrien DUFRENE



En partenariat avec



Remerciements

J'aimerais tout d'abord remercier mon directeur de thèse Jean-François HÉLARD, ainsi que mes co-encadrants Matthieu CRUSSIÈRE et Jean SCHWOERER, pour leur encadrement de qualité et pour tout le soutien technique et moral qu'ils ont su m'apporter durant cette thèse. Je souhaite aussi les remercier pour l'ensemble du travail de relecture qu'ils ont effectué pendant l'écriture de ce manuscrit.

Je remercie Marie-Laure BOUCHERET et Laurent ROS qui ont accepté d'être les rapporteurs de ce manuscrit, et qui ont pris de leur temps pour évaluer ce travail de thèse. Je remercie également l'ensemble des membres du jury pour avoir fait le déplacement jusqu'à Grenoble, pour leur attention durant la présentation, et pour toutes les questions qui ont été posées.

Je tiens également à remercier mes amis et collègues de l'équipe CITY d'Orange Labs à Meylan, qui ont su m'accueillir et me supporter durant ces trois dernières années. Grâce à leur expertise scientifique, j'ai pu élargir mon champ de connaissances au delà du simple travail de thèse. Leur expérience et leurs conseils m'ont aussi permis de mieux appréhender le travail de chercheur et la recherche en générale.

Plus généralement, j'adresse mes remerciements à tous mes amis, qui ont su me soutenir durant ces trois années de labeur et qui ont grandement participé au bon déroulement de cette thèse.

Merci à toi Guillaume pour ta relecture précise et critique du manuscrit !

Enfin, je souhaiterais remercier ma chérie Barbara, qui a toujours été là pour moi. Elle m'a aidé à avancer et à garder le moral durant les périodes les plus difficiles, tout en me permettant de m'épanouir sur le plan personnel.

Table des matières

Introduction	7
Contexte général et motivations	7
Axes d'étude et principales contributions	9
Objectifs et contributions	9
Aperçu du document	9
Publications	11
Brevet	11
1 L'Internet des Objets et les Réseaux Mobiles	13
Introduction	13
1.1 Introduction sur l'Internet des Objets	13
1.1.1 La notion d'Internet des Objets	13
1.1.2 Les solutions propriétaires : Sigfox et LoRa	16
1.1.3 L'opportunité des réseaux cellulaires	20
1.1.4 Objectifs de la thèse	21
1.2 Les réseaux cellulaires	21
1.2.1 Les technologies 2G : GSM, GPRS et EDGE	22
1.2.2 Les technologies 3G : UMTS, HSPA et HSPA+	31
1.2.3 Les technologies 4G : LTE et LTE-A	40
1.2.4 Conclusion sur le potentiel des réseaux cellulaires dans le cadre de l'IdO	51
1.3 Description de la couche physique du système GSM/GPRS	52
1.3.1 La modulation GMSK dans le système GSM	52
1.3.2 Les canaux logiques et formats de <i>bursts</i> dans le système GSM/GPRS	57
Conclusion de chapitre	62
2 État de l'art des solutions proposées pour l'IdO reposant sur une évolu- tion des réseaux cellulaires	63
Introduction	63
2.1 Contraintes et principaux objectifs du <i>Study Item</i>	63
2.1.1 Le processus de standardisation du 3GPP	63
2.1.2 Objectifs du GERAN pour un support efficace de l'IdO	64
2.1.3 Principales méthodes d'évaluation des solutions proposées	66
2.2 Présentation et étude des solutions retenues	68
2.2.1 Solutions se basant sur une évolution de la technologie radio du GSM	68
2.2.2 Solutions dites " <i>clean slate</i> "	72
2.2.3 Les solutions non catégorisées	78
2.2.4 Analyse et synthèse	79
2.3 Les solutions pour le CIoT : EC-GSM-IoT, LTE-M et NB-IoT	80

2.3.1	Les solutions CIoT de la Release 13	81
2.3.2	Les évolutions apportées par la Release 14	84
2.3.3	Discussion autour de la localisation pour l'IdO basée sur les réseaux cellulaires	86
	Conclusion de chapitre	88
3	Optimisation des techniques de recombinaison au sein du récepteur	89
	Introduction	89
3.1	État de l'art des mécanismes de recombinaison	89
3.1.1	<i>Selection Combining</i> (SC)	91
3.1.2	<i>Equal Gain Combining</i> (EGC)	92
3.1.3	<i>Maximal Ratio Combining</i> (MRC)	93
3.1.4	<i>Chase Combining</i> (CC)	94
3.2	Présentation du système GSM considéré	94
3.2.1	Chaîne de transmission	95
3.2.2	Chaîne de réception	96
3.3	Analyse théorique des combinaisons IQ et Prefilter	99
3.3.1	Canal de Rayleigh	100
3.3.2	Étude théorique des performances de la combinaison IQ	101
3.3.3	Étude théorique des performances de la combinaison Prefilter	113
3.4	Simulation de la chaîne de transmission complète	125
3.4.1	Canal de propagation constant	125
3.4.2	Canal de propagation variant dans le temps	126
	Conclusion de chapitre	127
4	Analyse des performances en présence de synchronisation fréquentielle et d'estimation de canal imparfaites	129
	Introduction	129
4.1	Impact d'un offset en fréquence sur les performances du mécanisme de re- combinaison IQ	129
4.1.1	Expression du SNR moyen	130
4.1.2	Calcul de la PDF de ω_{eq}	130
4.1.3	Calcul du SNR moyen	133
4.1.4	Comparaison aux résultats de simulation	134
4.1.5	Approximation des performances pour d'autres algorithmes de syn- chronisation	136
4.2	Estimation de canal imparfaite et recombinaison mixte	140
4.2.1	Présentation de la recombinaison mixte	140
4.2.2	Étude théorique	141
4.2.3	Comparaison aux résultats de simulation	146
4.2.4	Simulation de la chaîne complète	149
	Conclusion de chapitre	150
5	Évaluation expérimentale des algorithmes proposés	153
	Introduction	153
5.1	Présentation du banc de test	153
5.1.1	Objectifs et idée générale	153
5.1.2	Les cartes radios	153
5.1.3	Le canal de propagation	154
5.1.4	Le traitement des échantillons	154

5.1.5	Le banc de test final	155
5.2	Description de la chaîne d'émission	156
5.2.1	Les canaux GSM	158
5.2.2	Le canal EC-SCH	159
5.2.3	Le canal EC-PDTCH	160
5.3	Les performances du récepteur	162
5.3.1	Étape de la synchronisation en fréquence : le canal FCCH	162
5.3.2	Étape de synchronisation en temps : le canal EC-SCH	166
5.3.3	Étape de démodulation du canal EC-PDTCH	171
	Conclusion de chapitre	173
Conclusion		175
	Rappel du contexte de la thèse	175
	Apports et résultats	175
	Perspectives	176
Annexes		179
Annexe A Complément d'informations sur les technologies 3G		181
A.1	Le principe du CDMA en UMTS	181
A.2	Description des technologies HSPA et HSPA+	181
Annexe B État de l'art des techniques de localisation		185
B.1	Localisation pour l'IdO basée sur les réseaux cellulaires	185
B.1.1	<i>Assisted GPS</i> (A-GPS)	186
B.1.2	<i>Cell Identification</i> (Cell-Id)	186
B.1.3	<i>(Received Signal Strength Indication)</i> (RSSI)	187
B.1.4	<i>Angle of Arrival</i> (AoA)	188
B.1.5	<i>Time of Arrival</i> (TOA) et <i>Time Difference of Arrival</i> (TDOA)	189
B.1.6	<i>Database Correlation Method</i> (DCM) ou <i>Fingerprinting</i>	190
B.1.7	Analyse des solutions de localisation dans le cadre de l'IdO	190
Annexe C Annexes techniques diverses		193
C.1	Auto-corrélation de l'amplitude au carré de $g(t)$	193
Annexe D Détails sur les calculs des approximations de SINR et leurs propriétés		195
D.1	Rappels trigonométriques et solutions d'intégrales	195
D.2	Démonstrations sur l'espérance de g_k et g_k^2	195
D.3	Filtre adapté à un canal multi-trajets	196
D.4	Détails des calculs pour l'approximation de second ordre du SINR dans le cas du Prefilter	197
D.4.1	Calcul de A	197
D.4.2	Calcul de B	199
D.4.3	Calcul de D	202
D.4.4	Calcul de E	202
D.5	Expression de $\widetilde{R}_{\text{opt}}$	204
Annexe E Calcul du SNR moyen en présence d'un décalage en fréquence		205

Introduction

Contexte général et motivations

L'Internet des Objets (IdO), aussi connu sous son appellation anglaise *Internet of Things* ou IoT, est une généralisation à très grande échelle de ce que le domaine des télécommunications a toujours réalisé : permettre à des objets d'émettre et de recevoir des informations. Mais avec l'IdO tout prend une dimension bien plus grande, avec non seulement l'idée de pouvoir communiquer avec tout objet connecté, mais aussi que tout objet soit connecté. Vous avez déjà votre montre, votre voiture et votre frigo connectés ? Il vous faut aussi votre lampe, votre fourchette et votre chien connectés ! À travers cette exagération, il faut percevoir ce que sera le monde de demain avec l'IdO : un monde plus interactif, apportant toujours plus de confort, de sécurité et d'efficacité aux activités humaines. De même, ce sera un monde plus "vert" et plus écologique, où l'IdO et ses millions de capteurs, nous permettront de mieux réguler notre consommation d'énergie. Au delà de ces aspects, l'IdO nous promet également que chaque objet sera capable d'échanger avec les autres, permettant au système d'évoluer et de s'adapter à chaque situation, formant ainsi une entité globale et autonome. C'est en tout cas la vision que nous offre l'IdO, et elle pourrait être issue d'un film de science-fiction.

C'est aussi pourquoi il y a un tel engouement des industriels autour de l'IdO, la première raison étant la nature quasi vierge du marché. Les plus raisonnables parlent de plus de 30 milliards d'objets connectés en 2020 [1] et chaque année ce chiffre augmente. Quelle sera la part de vérité dans ces prévisions, personne ne le sait. En revanche, tout le monde a parié sur une explosion du nombre d'objets connectés, et donc du besoin en objets connectés. Certains analystes financiers parlent d'un marché de plusieurs centaines de milliards de dollars de bénéfices pour 2020 [2], de quoi motiver un grand nombre d'industriels.

Ainsi, le nombre d'applications et de services liés au vaste domaine de l'IdO va croissant ces dernières années. Il est bien question ici de *vaste* domaine de l'IdO, qui regroupe un très large champ d'applications, ayant des contraintes et des besoins bien différents. Une caméra connectée, ou caméra IP, aura besoin d'un débit élevé pour transmettre de la vidéo et sera certainement raccordée au réseau électrique. Contrairement à une fourchette connectée, qui communiquera de faibles quantités de données, sans contrainte de latence, mais qui ne pourra fonctionner qu'à l'aide d'une batterie. Ainsi, dans la grande variété d'applications existantes ou envisagées dans le cadre de l'IdO, tous les degrés de contrainte en termes de latence, de débit, d'implémentation matérielle et de consommation d'énergie existent. Certaines applications ont trouvé rapidement des solutions, notamment dans le domaine de la domotique, aussi connu sous le terme de maison intelligente (*smart home*). D'autres ont demandé et demandent encore un travail d'innovation dans les domaines de l'intégration et des télécommunications. C'est notamment le cas pour les services de la ville intelligente (*smart city*), où la densité d'objets attendue est très élevée, avec des contraintes fortes en termes d'économies d'énergie et de portée, mais demandant un faible débit de données.

Il apparaît ainsi de façon nette, que les contraintes imposées par l'IdO sont plutôt antagonistes avec celles qui ont été considérées par les stratégies d'évolution des techniques de communications grand public de ces 20 dernières années. Historiquement, les priorités ont plutôt été d'augmenter le débit, pour des latences toujours plus faibles, avec des considérations modérées pour la complexité et la consommation d'énergie. C'est donc ici un nouveau type de réseau qui doit être étudié : les réseaux sans fil longue portée à faible consommation énergétique, ou LPWAN (*Low-Power Wide-Area Networks*)¹. Il existe, depuis le début des années 2000, des technologies de communications permettant de faibles consommations d'énergies. On peut notamment citer la norme IEEE 802.15.4 de type LPWAN (*Low-Power Wireless Personal Area Network*). Néanmoins, les portées offertes par de tels systèmes sont trop réduites, car, dans le cas de l'IdO, on s'intéresse plus particulièrement aux technologies de communication longue portée, qui permettent des transmissions de quelques centaines de mètres à plusieurs dizaines de kilomètres.

Des solutions de connectivité sans fil sont donc récemment apparues, remplissant les critères de longue portée et de faible consommation énergétique. Actuellement, on peut distinguer deux types de technologies : les solutions propriétaires et les solutions reposant sur l'évolution des réseaux cellulaires. Les solutions propriétaires LPWAN les plus connues sont certainement celles de Sigfox [3] et de Semtech [4], ce dernier développant la fameuse technique de transmission LoRa (*Longue Range*). Mais c'est en réalité un véritable écosystème de réseaux LPWAN propriétaires qui s'est constitué au cours des 10 dernières années, chaque entreprise rivalisant d'ingéniosité pour se démarquer des autres. On peut citer la compagnie Ingenu [5], anciennement On-Ramp Wireless, fondée par des anciens membres de Qualcomm, qui déploie son réseau LPWAN aux États-Unis et dont la technologie RPMA (*Random Phase Multiple Access*) permet d'atteindre une capacité très élevée. La société française Qowisio [6], déployant un réseau original bi-mode, basé sur une technologie bande étroite propriétaire et sur la technologie LoRa. Ou encore le groupe Weightless Special Interest Group (SIG) [7] et sa technologie de connectivité Weightless(-P), visant à offrir une qualité de service semblable à celle des réseaux cellulaires, en proposant, entre autres, des communications bi-directionnelles, une gestion de la puissance d'émission et une adaptation du schéma de codage à la qualité de lien radio. Toutes ces solutions bas débit furent spécifiquement créées pour l'IdO, répondant aux différents critères des LPWAN.

Cependant, ce n'est qu'après leur apparition que le 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*), le groupe de standardisation pour les réseaux cellulaires, décida d'étudier une évolution des technologies mobiles 2G et 4G, pour les rendre compatibles avec les contraintes propres à l'IdO. Car devant l'émergence du marché de l'IoT, le 3GPP ne pouvait se permettre d'attendre 2020 et la 5G pour proposer une solution LPWAN basée sur les réseaux mobiles. Ainsi, en Mai 2016, lors de la *Release 13* du 3GPP, sont parus les standards EC-GSM-IoT (2G), LTE-M (4G) et NB-IoT (4G). Ils constituent la base des solutions de communication cellulaire pour l'IdO, leur fonctionnement étant prévu en parallèle des services mobiles traditionnels. Ces standards modifient les technologies cellulaires correspondantes, les mettant en concurrence directe avec les solutions propriétaires. Contrairement à ces dernières, qui doivent déployer physiquement leurs réseaux (dans la plupart des cas), ces nouveaux standards n'impliquent pas, ou très peu, de modifications matérielles. En effet, leur mise en place est principalement constituée d'une simple mise à jour logicielle des stations de bases. Pour obtenir une amélioration du bilan de liaison de 15 à 20 dB sans une refonte complète de la couche physique, ces standards utilisent notam-

1. Il nous semble important de préciser que la notion de LPWAN abordée dans ce document fait expressément référence à une application dans le domaine de l'IdO. De plus, il est bien question ici de réseau de communication et non uniquement de système de transmission radio.

ment un mécanisme de répétition en aveugle (*blind repetition*). Ce mécanisme permet à l'émetteur, après avoir estimé la qualité du lien radio avec le récepteur, de transmettre un nombre adéquat de répétitions sans attendre d'acquittements de la part du récepteur. En Juin 2017, lors de la parution de la *Release 14*, ces standards ont évolué, offrant une légère extension de couverture supplémentaire, ainsi qu'une augmentation du débit maximal. Des solutions de localisation à faible consommation d'énergie ont également été ajoutées.

Axes d'étude et principales contributions

Objectifs et contributions

Cette thèse porte sur l'évolution des réseaux cellulaires dans le cadre de leur adaptation à l'IdO, permettant leur nouvelle appartenance à la catégorie des réseaux LPWAN. Nous nous intéresserons plus particulièrement aux mécanismes d'extension de couverture. Les principaux travaux du 3GPP portant sur la 2G et la 4G, nous avons choisi de concentrer notre étude sur les modifications apportées aux technologies 2G et sur le standard EC-GSM-IoT. Ce choix est entre autres guidé par la forte présence du réseau GSM à travers le monde, par le faible coût des composants radio et par la simplicité de mise en place de la solution EC-GSM-IoT.

Dans un premier temps, nous étudierons le mécanisme d'extension de couverture utilisé par EC-GSM-IoT : les répétitions en aveugle. Nous nous placerons au niveau du récepteur et nous nous intéresserons aux mécanismes de recombinaison de trames. Après avoir analysé le fonctionnement d'un couple émetteur-récepteur GSM classique, nous déduirons les différents emplacements de recombinaison possibles au sein de la chaîne de réception. Ensuite, nous réaliserons une analyse théorique des performances des schémas de recombinaison utilisant des échantillons dans le plan complexe. À l'aide de simulations, nous confirmerons les résultats analytiques obtenus. Cette étude nous permettra de mettre en évidence l'impact non négligeable du canal de propagation sur les performances de tels mécanismes.

Dans un second temps, nous étudierons les performances de ces mécanismes de recombinaison en présence d'imperfections dans la chaîne de réception. Cette étude mettra en exergue l'importance, dans de tels systèmes, de la qualité de correction du décalage en fréquence, ainsi que de l'estimation du canal. De nouvelles simulations viendront confirmer les résultats analytiques obtenus. Nous étudierons aussi l'utilisation de schémas de recombinaison hybrides, impliquant différents points de recombinaisons successifs. Ces schémas hybrides, ou mixtes, permettront de prendre le meilleur de chaque point de recombinaison utilisé, tout en compensant leurs défauts respectifs.

Enfin, nous mettrons en place un banc de test, visant à confirmer ou infirmer les différents résultats obtenus par l'analyse et la simulation. Ce banc de test se basera sur deux cartes radio de type USRP (*Universal Software Radio Peripheral*) et sur un canal de type AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). Les cartes USRP serviront de lien entre les domaines analogiques et numériques. En émission et en réception, l'ensemble du traitement du signal sera effectué sur ordinateur. De plus, le banc de test nous permettra de prendre en considération les imperfections propres au matériel utilisé et donc de tester les performances des mécanismes de recombinaison dans des conditions réalistes.

Aperçu du document

Cette thèse porte sur l'étude des mécanismes d'extension de couverture des réseaux cellulaires dans le cadre de l'IdO et des réseaux LPWAN.

Le premier chapitre présente l'évolution de la notion d'IdO et le cadre dans lequel se place cette thèse. Les contraintes liées à l'IdO sont mises en avant, et les solutions propriétaires LPWAN sont présentées. Ensuite, dans le contexte de l'adaptation des réseaux cellulaires, une description des différentes générations de réseaux mobiles est proposée. Les raisons de notre choix de la 2G comme une solution de connectivité privilégiée pour l'IdO et comme cas d'application pour notre étude, sont explicitées. Finalement, des précisions techniques sur les technologies 2G sont données.

Le deuxième chapitre présente un état de l'art des différentes solutions proposées pour une évolution des technologies 2G dans le cadre de l'IdO. Cette description s'appuie notamment sur les propositions effectuées au sein du GERAN (*GSM Edge Radio Access Network*), un groupe de spécification du 3GPP. Après avoir exposé les contraintes et objectifs que doivent remplir les solutions étudiées, une analyse de l'ensemble des solutions est effectuée. Cette analyse permettra de mieux comprendre les raisons qui ont poussé le 3GPP à choisir comme solution EC-GSM-IoT pour l'évolution de la 2G. Enfin, une description des standards LTE-M et NB-IoT, solutions choisies pour l'évolution de la 4G dans le cadre de l'IdO, sera effectuée. Ce chapitre se termine par une brève discussion autour des différentes techniques de localisation pouvant être utilisées pour l'IdO dans le cadre des réseaux cellulaires.

Le troisième chapitre porte sur l'étude des différents mécanismes de recombinaison possibles dans une chaîne de réception GSM classique. Dans un premier temps, une présentation des différents blocs du récepteur considéré et des différents mécanismes de recombinaison envisagés est réalisée. À cette présentation est associée un état de l'art des schémas de recombinaison classiquement employés. Puis, le chapitre présentera une étude théorique des performances des schémas de recombinaison utilisant des échantillons complexes, dans des conditions de synchronisation fréquentielle et temporelle parfaites, ainsi que d'une estimation de canal parfaite. Les résultats théoriques seront confrontés à des simulations, et mettront en avant l'influence du canal de propagation sur les performances.

Le quatrième chapitre propose de prendre en considération certaines imperfections de la chaîne de réception. Ainsi, une étude théorique des performances des schémas de recombinaison utilisant des échantillons complexes en présence d'un offset en fréquence ou d'une estimation de canal imparfaite est présentée. Pour ce dernier cas, des schémas hybrides de recombinaison sont employés. Un ensemble de résultats de simulations seront confrontés aux résultats théoriques, ce qui permettra de mettre en évidence le fort impact que peuvent avoir ces imperfections sur les performances du système, tout en mettant en avant les avantages liés à l'utilisation des schémas de recombinaison hybrides.

Le dernier chapitre présente le banc de test et l'analyse des résultats associés. Le banc de test comporte deux cartes radios USRP, ainsi qu'un émulateur de canal de propagation. L'une des deux cartes USRP sert de station de base émettrice et l'autre de récepteur. Le système implémenté se base sur une version simplifiée du standard EC-GSM-IoT. Le chapitre présente ensuite l'analyse des résultats obtenus à la suite des différents tests effectués et les compare aux résultats issus de la simulation et de la théorie. Le banc de test permet de faire ressortir les imperfections du matériel, et donc de tester les algorithmes de recombinaison dans des conditions proches de la réalité.

L'ensemble des résultats théoriques et ceux obtenus en simulation permettent ainsi de mieux évaluer les performances des différents mécanismes de recombinaison utilisés dans le cadre de l'IdO.

Publications

1. L. A. Dufrene, M. Liu, M. Crussière, J. F. Héland and J. Schwoerer, “*Blind repetitions for cellular-IoT : Performance analysis of combination mechanisms*”, Proceedings of 23rd International Conference on Telecommunications (ICT), Thessaloniki, 2016, pp. 1-6.
2. L. A. Dufrene, M. Crussière, J. F. Héland and J. Schwoerer, “*Performance Analysis of Time Diversity Combining with Frequency Offset for Cellular IoT*”, Proceedings of 14th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS), Bologna, 2017, 6 pages.
3. L. A. Dufrene, M. Crussière, J. F. Héland and J. Schwoerer, “*Time Diversity in Multipath Channels for Cellular IoT : Theoretical and Simulation Analysis*”, Proceedings of 10th IEEE International Workshop on Selected Topics in Mobile and Wireless Computing (STWiMob), Rome, 2017, 8 pages.

Brevet

1. L. A. Dufrene, J. Schwoerer, “*Procédé et Dispositif de Combinaison de Trames de Symboles Complexes*”, Brevet WO2017098170, 09/12/2015.

Introduction

De nos jours, l'IdO est un sujet qui connaît un incroyable engouement de la part de l'industrie des télécommunications. Pour l'année 2020, certains chiffres prévisionnels sont fantasmagoriques, annonçant plus de 50 milliards d'objets connectés et un marché total de plus de 1000 milliards de dollars. Mais cette ferveur autour de l'IdO n'a réellement débuté qu'après l'apparition du premier réseau LPWAN pour l'IdO, celui de Sigfox. Ce chapitre propose, tout d'abord, de revenir à la définition de l'IdO, pour mieux en cerner le concept. Puis, nous définissons le cas d'usage dans lequel se place cette thèse et mettons en avant la problématique de la connectivité. Après avoir présenté les principales solutions propriétaires, nous mettrons en avant la possibilité d'utiliser les réseaux cellulaires pour fournir cette connectivité. Ensuite, nous décrirons successivement les différentes générations de réseaux cellulaires, pour nous concentrer sur les technologies 2G, que nous considérons comme le meilleur candidat pour supporter l'IdO et que nous utiliserons comme cas d'application durant cette thèse. Enfin, une description de la couche physique des technologies 2G sera fournie.

1.1 Introduction sur l'Internet des Objets

1.1.1 La notion d'Internet des Objets

La notion d'IdO serait apparue pour la première fois au début des années 2000 [8], même si son utilisation ne s'est vraiment démocratisée qu'au début de la seconde décennie. Ce terme semble d'un côté simple et compréhensible, mais il est en même temps difficile à cerner. Où se situe donc la frontière entre l'objet relié au réseau (au sens large), mais qui fait partie de l'IdO, et celui qui n'en fait pas partie ?

C'est entre autres pour répondre à cette question que l'Union Internationale des Télécommunications (UIT) a publié la recommandation Y.2060 [9]. Intitulée "Présentation générale de l'Internet des objets", elle donne un ensemble de définitions et de caractéristiques de ce qui doit constituer l'IdO. Le document définit ainsi l'IdO sous ces termes : "infrastructure mondiale pour la société de l'information, qui permet de disposer de services évolués en interconnectant des objets (physiques ou virtuels) grâce aux technologies de l'information et de la communication interopérables existantes ou en évolution." Cette définition permet de préciser le concept de l'IdO en donnant sa caractéristique fondamentale : la possibilité pour tous les objets de communiquer entre eux, via un unique réseau commun, désigné ici en tant qu'infrastructure mondiale. C'est la caractéristique de l'interconnectivité. Cette notion est très bien représentée par la figure 1.1 [9], l'IdO ajoutant cette dimension.

1.1.1.1 Exemples d'applications

Au delà de la définition première, les communautés scientifiques et industrielles ont, pour l'instant, tendance à restreindre l'IdO aux objets communicant de façon autonome

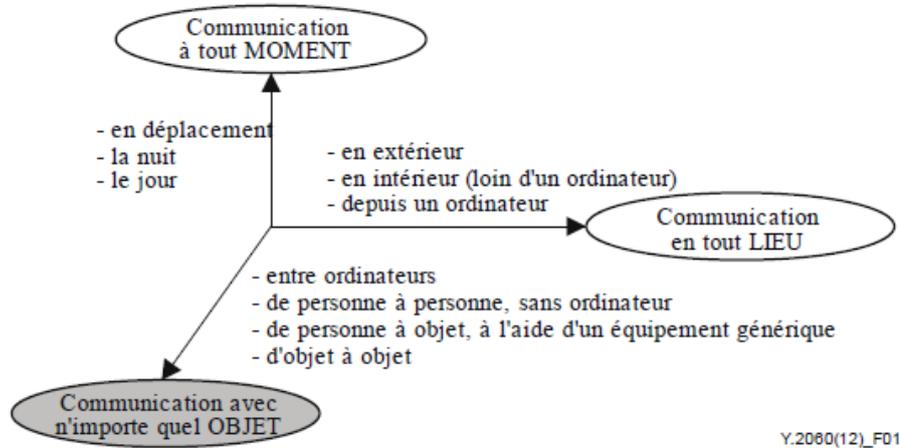


FIGURE 1.1 – Dimension supplémentaire ajoutée par l'IdO. [9]

avec le réseau. Ces aspects d'autonomie et d'automatisme sont au cœur des contraintes propres à ce qu'on définit aujourd'hui comme l'IdO, même s'il existe des cas d'usage où l'homme a encore le plein contrôle sur les transmissions de l'objet. Mais tout d'abord, donnons quelques cas d'application actuels et futurs de l'IdO :

- La maison intelligente : aussi appelé *smarthome*, et regroupant ce qui constitue aussi la domotique, la maison intelligente peut être gérée par un simple téléphone portable. On pense bien sûr au frigo connecté, qui écrit la liste des courses dont vous avez besoin tout seul ou au système d'alarme qui vous envoie des mails pour vous prévenir en cas d'intrusions. Mais la maison intelligente, c'est aussi la gestion de sa consommation d'électricité, avec des prises connectées qui rapportent des mesures de consommation.
- La ville intelligente : aussi appelée *smartcity*, la ville intelligente est une extension du concept de maison intelligente au niveau d'une ville. Les applications concernent en majorité le service public, comme les conteneurs poubelles qui indiquent leur taux de remplissage, les capteurs de température et de pollution ou encore les capteurs de présence dans les parkings pour indiquer quelles sont les places disponibles.
- La voiture intelligente : des systèmes commerciaux existent déjà, comme ceux de la marque Tesla [10], la voiture intelligente est "consciente" de son environnement et s'y adapte. Elle peut contrôler la vitesse du véhicule si besoin est, et se garer toute seule. Elle offre ainsi plus de sécurité au conducteur et aux autres conducteurs, de même que plus de confort lors de la conduite. De plus, des véhicules totalement autonomes peuvent déjà nous conduire partout sans intervention humaine ou presque. La prochaine étape consistera à relier ces véhicules au réseau. Ils pourront ainsi, d'eux mêmes, anticiper des embouteillages, ou encore interagir avec des objets connectés extérieurs.

La liste précédente n'est bien sûr pas exhaustive, mais elle donne un bon aperçu des applications actuelles et envisagées de l'IdO. Il est d'ailleurs intéressant de remarquer l'utilisation presque systématique de l'adjectif "intelligent". Ce terme renforce l'idée d'un système entièrement autonome et réactif. Dans le concept premier de l'IdO, les objets seraient capables de percevoir leur environnement, d'échanger des informations avec l'ensemble des objets, et pourraient s'adapter et réagir en fonction des informations reçues. L'IdO deviendrait alors une entité autogérée. Même si cette description reste assez éloignée de l'état actuel de l'IdO, il est probable qu'elle devienne réalité dans un avenir plus ou moins proche.

1.1.1.2 Les contraintes liées à la ville intelligente

Cette thèse s'intéresse plus particulièrement au cas de la ville intelligente. C'est le cas le plus exigeant en termes de connectivité et de densité de connexions, comme décrit dans la suite du paragraphe. C'est aussi le cas d'usage classique considéré dans la littérature scientifique sur l'IdO. À partir des exemples précédents, on peut dégager les caractéristiques générales suivantes des applications de la ville connectée :

- L'interconnectivité des objets : nous en avons déjà parlé, ce terme implique que tous les objets doivent pouvoir communiquer entre eux à travers le réseau. On pourra restreindre cette contrainte à "la connectivité", impliquant que tout objet doit pouvoir communiquer avec le réseau.
- La faible complexité des objets : comme énoncé dans les exemples, une proportion importante des objets sont de simples capteurs de mesure. De fait, les objets ont une puissance de calcul limitée, ainsi qu'un coût de revient qui doit rester le plus faible possible. Cette caractéristique contraint le choix des technologies de communication, limitant par exemple, l'efficacité de l'algorithme de correction d'erreur ou la précision des horloges.
- Le grand nombre d'objets : différentes études ont tenté d'estimer le nombre d'objets connectés qui seront présents sur Terre d'ici 2020 [1], ou encore leur densité par kilomètre carré en agglomération [11, Annexe E.1]. Il y aurait ainsi 30 milliards d'objets connectés en 2020 de par le monde, avec une densité en ville d'environ 50 000 objets par kilomètre carré. Même s'il ne s'agit que d'estimations et qu'au moment où ces lignes sont écrites, le nombre d'objets croît lentement, on peut dire, sans se tromper, que l'IdO sera très présent. Il est donc nécessaire que le réseau puisse soutenir une telle densité d'objets, impliquant potentiellement un grand nombre de connexions à la seconde.
- Le faible taux d'émission des objets : ce point vient nuancer la caractéristique précédente. En effet, dans la majorité des applications, les objets n'ont que de faibles quantités de données à transmettre, et ce, de façon sporadique ou régulière, mais généralement espacées dans le temps. Pour le cas d'usage classique d'un capteur, ce dernier transmet une faible quantité de données, correspondant habituellement à un relevé ou un "rapport", qui peut être envoyé toutes les heures ou tous les jours par exemple. Ce point implique une faible contrainte sur le débit requis.
- La durée de vie des objets : à la différence de systèmes de communication plus classiques, la majeure partie des objets seront alimentés par une batterie non rechargeable durant la durée de vie de l'objet. Cette contrainte rejoint celle sur le nombre d'objets, trop important pour considérer un rechargement individuel, surtout si les objets sont dispersés. On préférera donc utiliser des objets alimentés par des batteries, mais ayant une grande durée de vie, à cause de la faible densité d'émission (et de réception). C'est une contrainte forte pour le système de communication utilisé, qui doit permettre d'atteindre des durées de vie de l'ordre de la dizaine d'années.
- La faible ou l'absence de mobilité des objets : suivant les applications, un objet pourra être immobile. Cela pose le problème de l'absence d'évolution de la qualité du médium de connexion radio. Un objet immobile placé dans un environnement défavorable, doit pouvoir être connecté au réseau. Le réseau doit donc avoir une capacité de couverture suffisamment grande pour permettre à tous les objets de s'y connecter.

On peut aussi citer le besoin de localiser les objets, caractéristique demandée par une partie des applications, mais avec une précision relative. Les ordres de grandeurs sont de

la centaine de mètres à 1km en extérieur et de la dizaine de mètres en intérieur (à l'échelle d'une pièce). Mais encore une fois, la localisation n'est pas requise pour l'ensemble des applications de l'IdO, de même que l'ensemble des caractéristiques précédemment citées ne sont pas applicables à tous les cas d'usage de l'IdO. Néanmoins, dans la suite du document, nous nous intéresserons uniquement aux cas où les caractéristiques précédentes s'appliquent, toujours dans le contexte de la ville connectée.

En analysant les différents éléments susmentionnés, on comprend rapidement que l'équation à résoudre est loin d'être évidente : comment combiner une connectivité permanente, avec une densité d'objets très importante, un lien radio possiblement d'une très mauvaise qualité et qui n'évoluera pas, tout en devant minimiser la consommation d'énergie et la complexité de l'objet. La communauté scientifique et industrielle est donc face à une toute nouvelle problématique, l'évolution des télécommunications privilégiant habituellement le développement de l'accès à haut débit, à faible latence et pour des clients se déplaçant toujours plus rapidement. La solution à mettre en œuvre doit répondre à des contraintes bien différentes, voire opposées, à celles communément considérées, et ce, à grande échelle. Ce nouveau type de réseau recherché, ce sont les LPWAN : des liaisons sans fil, longue portée et à faible consommation énergétique. C'est ainsi que Semtech et Sigfox ont saisi cette opportunité pour proposer des solutions innovantes de connectivité pour l'IdO, dans le cadre des nouveaux réseaux LPWAN.

1.1.2 Les solutions propriétaires : Sigfox et LoRa

1.1.2.1 Sigfox

Sigfox [3] est un opérateur de l'IdO multinational et d'origine française. C'est le premier à avoir mis en place un réseau de type LPWAN dédié à l'IdO. Fondée en 2009, l'entreprise a son siège social localisé à Labège en banlieue toulousaine. Après une levée de fonds de plusieurs millions d'euros, Sigfox couvre l'ensemble du territoire métropolitain français en 2014, et est présent dans près de 32 pays depuis début 2017. Sigfox opère et commercialise lui-même son réseau, comme il le fait en France ou en Allemagne, ou alors fait appel à des opérateurs partenaires, les *Sigfox Operators*. C'est le cas dans la grande majorité des pays étrangers.

La technologie radio utilisée est dite à bande (très) étroite UNB (*Ultra Narrow Band*), et opère sur les bandes non licenciées Industrielle, Scientifique et Médicale (ISM) à 868 MHz. Ces bandes, bien que d'utilisation gratuite, imposent des taux d'émission maximum (*duty cycle*), ainsi que des puissances d'émission à ne pas dépasser. De plus, il est nécessaire de partager la bande avec d'autres systèmes de transmissions, générant ainsi des interférences.

En voie montante, la modulation utilisée est une modulation différentielle à deux états de phase DBPSK (*Differential-Binary Phase-Shift Keying*). Les messages transportent très peu de données utiles : 12 octets au maximum, à un débit de 100 bits par seconde (bps)¹. Chaque message transmis utilise une bande de 100 Hz, d'où la notion de bande très étroite, et est répété 3 fois à des fréquences centrales différentes. Cette dernière technique de saut de fréquence (*frequency hopping*), alliée à la répétition des messages, permet d'améliorer les performances du système en ajoutant de la diversité temporelle et fréquentielle, au détriment de la capacité. À cause des temps de transmission longs (plusieurs secondes par transmission) et des restrictions de la bande ISM, seuls 140 messages par jour peuvent être émis au maximum en voie montante.

1. Les caractéristiques de transmission fournies ici correspondent aux normes européennes. Par exemple, aux États-Unis, un canal Sigfox possède une largeur de bande de 600 Hz et les puissances d'émission sont augmentées.

Les transmissions ne sont pas synchronisées entre l'émetteur et le récepteur. En effet, les messages sont diffusés par l'objet sans destinataire particulier, car il n'est pas associé à une station de base et le protocole d'échange est indépendant de la qualité du lien radio entre le(s) récepteur(s) et l'émetteur. Ainsi, plusieurs stations de base peuvent recevoir le même message, offrant de la diversité spatiale au système. La portée d'une station de base Sigfox se situant entre 30 et 50 km en zone rurale et entre 3 à 10 km en ville, les coûts de déploiement du réseau sont réduits, tout en permettant facilement une réception multi-points des messages en voie montante.

L'aspect bande étroite du signal concentre l'énergie dans une faible portion du spectre, améliorant ainsi les performances du récepteur. Mais comme aucune allocation de ressources n'est effectuée au préalable, la station de base doit constamment rechercher des signaux transmis sur l'intégralité de la bande d'étude. Un schéma simplifié d'une chaîne de réception de station de base Sigfox est présenté sur la Fig. 1.2. La bande étudiée est tout d'abord ramenée en bande de base et échantillonnée à 192 kHz². Puis, les échantillons sont transmis au banc de filtres polyphases, qui permet de séparer la bande totale en entrée en sous canaux utiles à démoduler. Chaque filtre est de type passe-bande, centré sur un canal fixé. Le banc de filtres est optimisé pour avoir une complexité minimale, tout en permettant à la chaîne de démodulation d'obtenir les performances requises. Les sorties du banc de filtres, préalablement sous-échantillonnées, sont multiplexées temporellement pour qu'il n'y est qu'une seule chaîne de démodulation à réaliser. Pour éviter de démoduler des canaux vides de signal utile, un mécanisme de détection de signature repère d'abord la présence ou non d'un signal, puis le transmet le cas échéant au processus de démodulation. De cette façon, la station de base optimise son temps de traitement et repère rapidement les signaux émis aléatoirement dans la bande totale. Le coût de conception des stations de base est également réduit.

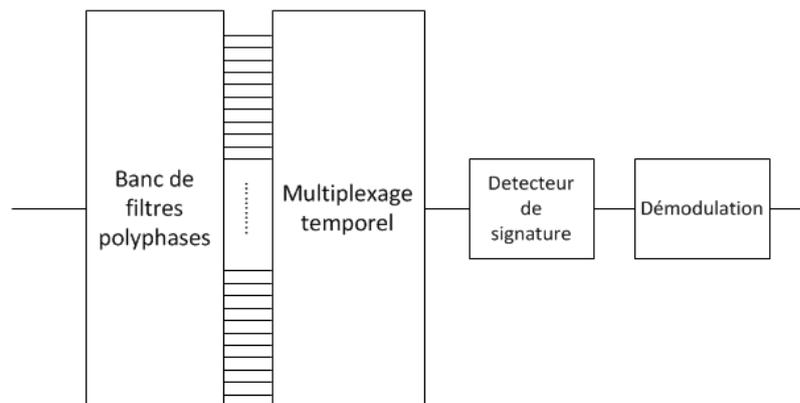


FIGURE 1.2 – Représentation schématique de la chaîne de réception d'une station de base Sigfox.

La technologie de Sigfox possède aussi une voie descendante, même si la voie montante reste son activité principale. En effet, pour recevoir un message sur la voie descendante, l'objet doit obligatoirement indiquer, lors d'une transmission en voie montante, qu'il est disponible à la réception d'un message. Il attend alors pendant une vingtaine de secondes une éventuelle réponse, puis retourne en sommeil. En voie descendante, la modulation utilisée est une GFSK (*Gaussian Frequency Shift Keying*), à un débit de 600 bps, sur un canal de largeur de bande 1.5 kHz. Aucune répétition n'est effectuée, mais la puissance d'émission peut atteindre 27 dBm, contre 14 dBm en voie montante, pour améliorer les

2. Il s'agit en fait d'un convertisseur analogique-numérique issue d'une carte son, donc bon marché.

chances de réception. À cause des restrictions de la bande ISM, la voie descendante est limitée à 4 messages par jour.

Enfin, le 14 février 2017, Sigfox a intégré à son offre originelle une solution de géo-localisation : “Spot’it”. La localisation est effectuée par le réseau au moment où l’objet envoie un message, et est basée sur la puissance du signal reçu. Au moins 3 stations de base réceptrices sont nécessaires pour effectuer une localisation. Cette triple information, alliée à une carte de couverture (principe de la localisation par *fingerprinting*), permet une localisation de l’objet au kilomètre près. La précision peut être améliorée si un plus grand nombre de stations de base participent. L’avantage de cette solution est qu’elle peut être offerte sans modification des objets et sans synchronisation avec le réseau, mais avec une précision relative. La section 2.3.3 présente un état de l’art des différentes techniques de localisation basées sur un réseau de type cellulaire.

1.1.2.2 LoRa

À la différence de Sigfox, LoRa, ou *Longue Range* sous son nom complet, n’est pas un opérateur mais une technique de modulation. Développée à l’origine par la société grenobloise Cycléo, puis rachetée par Semtech en 2012 [4], elle est aujourd’hui une solution supportée par une trentaine d’opérateurs dans le monde, notamment Orange et Bouygues Télécom en France. Ces derniers ont commencé le déploiement de leur propre réseau LoRa début 2016. De plus, une organisation à but non lucratif, la *LoRa Alliance* [12], fondée par Semtech et regroupant des centaines d’industriels, se charge de la normalisation d’un ensemble de protocoles dédiés aux réseaux LoRa, rassemblés sous le nom de LoRaWAN [13].

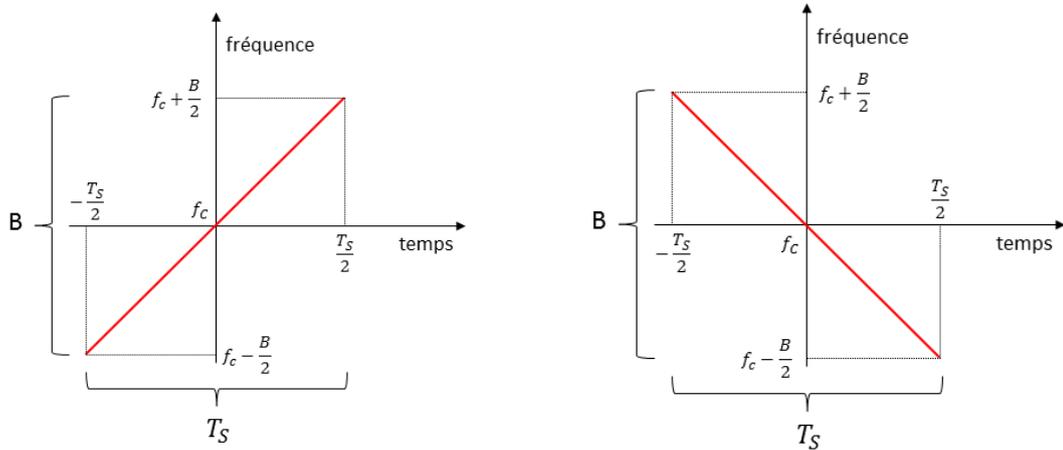
En Europe, LoRa opère sur les bandes non licenciées ISM allant de 867 à 869 MHz. Les largeurs de bandes considérées sont 125 ou 250 kHz en voie montante et 125 kHz en voie descendante, pour des débits allant de 250 bps à 50 kbps.

Semtech conserve encore la description complète de sa technologie, et ils sont les seuls à fournir des émetteurs et récepteurs LoRa. On connaît néanmoins certains détails, et c’est la modulation utilisée qui fait la force de LoRa. Contrairement à Sigfox, la technique utilisée est dite à étalement de spectre SS (*Spread Spectrum*). Les techniques d’étalement de spectre permettent, comme leur nom l’indique, d’étaler le spectre fréquentiel du signal émis, pour qu’il occupe une bande bien plus large que la bande qu’il aurait dû occuper avec une technique de modulation classique. L’idée est de pouvoir, en réception, retrouver le spectre restreint d’origine du signal et ainsi dilater les signaux à bande étroite interférents. Ces techniques sont donc naturellement plus résistantes aux interférences, au brouillage (*jamming*) et aux évanouissements du signal dus aux trajets multiples (*multipath fading*) causés par le canal de propagation.

Une méthode classique pour réaliser la fonction d’étalement de spectre est la DSSS (*Direct-Sequence Spread Spectrum*), qui consiste à multiplier le signal utile en bande de base par une séquence d’étalement générée à un rythme bien plus élevé que le rythme symbole, et ainsi étaler le spectre du signal d’origine. Un élément de la séquence d’étalement est appelé un *chip* et on parle alors de débit *chip*. Le débit *chip* est généralement égal à la bande étalée du signal (voir la section 1.2.2.2 pour plus de détails sur la technique DSSS).

Mais pour réaliser l’étalement de spectre, LoRa utilise une technique différente, de rampe fréquentielle ou CSS (*Chirp Spread Spectrum*) [14] [15] [16]. Cette technique est illustrée Fig. 1.3, avec B la largeur de bande utilisée par le signal après étalement et T_S la durée d’un symbole. À partir d’une fréquence centrale, on construit une rampe de fréquence symétrique sur laquelle le signal est émis. La rampe de fréquence, appelée un *chirp*, peut être montante (*up-chirp*) (Fig. 1.3a) ou descendante (*down-chirp*) (Fig. 1.3b). Les symboles de données ne sont modulés que sur des rampes montantes. De plus, la largeur de bande

B étant constante, c'est la pente de la rampe qui changera en fonction du débit symbole choisi.



(a) Un chirp montant.

(b) Un chirp descendant.

FIGURE 1.3 – Représentation temps/fréquence des chirps montant et descendant.

Le facteur d'étalement SF (*Spreading Factor*) fait le lien entre les différents débits binaire (R_b) et symbole (R_S). Ces débits sont définis ainsi,

$$R_b = SF \times \frac{B}{2SF} \quad \text{bits/sec,} \quad (1.1)$$

$$R_S = \frac{B}{2SF} \quad \text{symboles/sec,} \quad (1.2)$$

Le facteur d'étalement SF varie entre 7 et 12, la valeur 12 correspondant au débit symbole minimal, mais la transmission peut alors fonctionner dans des conditions radio plus difficiles, l'étalement fréquentiel du signal d'origine étant plus important. Pour générer M symboles différents, la technologie LoRa retarde un *chirp* montant d'un temps $\tau_m = \frac{m}{B}$, avec $m \in \{0, 1, \dots, M - 1\}$. Les Fig. 1.4a et 1.4b décrivent la modulation du symbole m . Le retard appliqué sur le *chirp* montant oblige le report de la partie du *chirp* dépassant du temps symbole au début de celui-ci. On observe donc un signal fréquentiel en dents de scie. Avec un SF donné, $M = 2^{SF}$ *chirps* orthogonaux peuvent être ainsi générés.

Le processus de réception et de démodulation requière une excellente synchronisation fréquentielle et temporelle, du fait de la nature de la modulation. Néanmoins, nous ne disposons pas d'informations formelles sur le récepteur LoRa, la description de la chaîne de réception (et d'émission) étant gardée secrète.

Enfin, on peut noter la proposition par Semtech [4] d'une méthode de localisation TDOA (*Time Difference of Arrival*) basée sur la différence de temps d'arrivée des signaux en provenance de l'objet. C'est donc le réseau qui effectue cette localisation, plusieurs stations de base LoRa pouvant recevoir le même message, à la manière du réseau de Sigfox. Les portées des deux solutions sont d'ailleurs comparables. Les stations de bases LoRa pouvant disposer d'une base de temps commune, elles peuvent calculer la différence de temps entre les réceptions en différents sites et ainsi estimer la position de l'émetteur. Le réseau pourra, tout comme Sigfox, s'aider du *fingerprinting* pour améliorer ses performances de localisation.

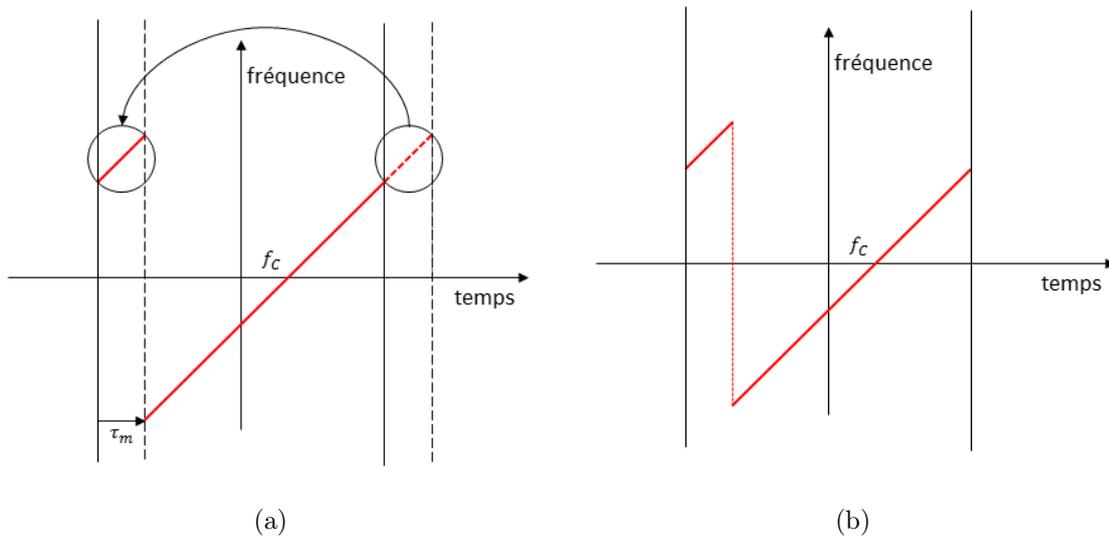


FIGURE 1.4 – Description de la modulation d'un symbole dans la technologie LoRa. Les figures (a) et (b) représentent le même symbole modulé.

1.1.3 L'opportunité des réseaux cellulaires

Comme décrit précédemment, Sigfox et la technologie LoRa ont été créés pour répondre au besoin urgent de connectivité longue portée et à faible puissance de l'IdO. Par ces deux exemples, on peut constater à quel point ces solutions sont opposées. D'un côté Sigfox utilise l'UNB, où toute l'énergie du signal est contenue dans une bande d'une centaine de Hertz. De l'autre LoRa emploie de l'étalement de spectre pour étendre la bande du signal. Mais malgré cette franche opposition de méthode, leur objectif reste le même, et les performances observées sont très convaincantes. Avec une puissance d'émission en voie montante aussi faible que 14 dBm, une portée de plusieurs dizaines de kilomètres peut être atteinte.

Néanmoins, ces solutions ne sont pas sans inconvénients. Leur déploiement sur un territoire conséquent nécessite notamment des investissements significatifs. En effet, il est nécessaire pour les opérateurs de déployer l'ensemble du réseau de passerelles, car ce sont de tout nouveaux réseaux qui se construisent ici. Ceci demande du temps et des investissements importants. La question du retour sur investissement est aussi une inquiétude récurrente, car le revenu moyen par utilisateur, l'ARPU (*Average Revenue Per User*), est très faible dans le cadre de l'IdO, et un très grand nombre d'objets clients est nécessaire pour pouvoir rentabiliser les frais liés au réseau (déploiement, gestion, évolution ...). De plus, personne ne sait comment se répartiront les parts de marché entre opérateurs, accroissant les risques liés à ces investissements. Enfin, ces deux systèmes fonctionnent sur les bandes libres, sujettes à un grand nombre de limitations, notamment en termes de *duty cycle* et de puissance d'émission, et avec la présence de systèmes interférents. Les inconvénients soulevés ici peuvent être étendus à la majorité des réseaux LPWAN propriétaires, dédiés à l'IdO. De même, on pourra, suivant les cas, relever le manque de services proposés, avec l'absence de service de *paging*³, pas de gestion de la qualité de service et parfois une voie descendante inexistante.

3. Le *paging* est un service permettant au réseau d'indiquer à un utilisateur, ou un groupe d'utilisateurs, qu'il a un message à lui/leur transmettre. Suivant les protocoles établis, le ou les utilisateurs concernés doivent faire une demande d'allocation de ressources ou directement écouter la voie descendante.

La présence des défauts précédents chez les solutions LPWAN propriétaires font des réseaux cellulaires une solution intéressante pour servir de connectivité à l'IdO. Le développement des réseaux de téléphonie mobile a commencé dès le début des années 90 avec l'émergence des technologies dites de seconde génération, les technologies 2G. Leur expansion et la multiplication des services proposés, associée à une amélioration constante de la qualité de ces services font des réseaux cellulaires une base solide, pouvant directement servir de réseau pour l'IdO. En effet, muni d'une simple carte SIM (*Subscriber Identity Module*) et d'un modem cellulaire, n'importe quel objet peut d'ores et déjà communiquer via le réseau cellulaire. Mais comme spécifié plus tôt dans ce chapitre, l'IdO présente des contraintes fortes. Un téléphone mobile et un objet de l'IdO n'ont pas les mêmes besoins, que ce soit en termes de débit maximum de données, de latence ou de d'économies d'énergie. Une évolution des réseaux cellulaires pour un fonctionnement adapté à l'IdO, conjointement avec les services mobiles habituels, semble donc être le meilleur compromis. D'autant qu'une évolution logicielle au sein des stations de base et/ou du réseau reviendrait à un coût négligeable, car elle serait effectuée par une simple mise à jour et de façon quasi instantanée. De plus, l'environnement des réseaux cellulaires permettrait de faire mieux que les technologies propriétaires, en ajoutant par exemple une gestion de la qualité de service, un mécanisme de *paging* et de l'allocation de ressources. Les bandes de fréquences utilisées étant réservées à l'usage des réseaux mobiles, elles possèdent de nombreux avantages comparées aux bandes libres. Enfin, le regroupement d'entreprises derrière les réseaux cellulaires est très complet, avec tout un ensemble d'équipementiers et d'opérateurs, prêts à soutenir "une solution LPWAN basée mobile".

Il est intéressant de noter le retard qu'ont pris les réseaux cellulaires sur le marché des LPWAN, par rapport à des solutions provenant d'acteurs indépendants. Même s'ils sont toujours dans la course, il n'est pas anodin qu'Orange ou Bouygues préfèrent déployer un réseau LoRa au prix fort, plutôt que d'attendre une solution mature, basée sur les réseaux mobiles. En effet, il est ici question de la peur des opérateurs traditionnels de se faire voler l'ensemble du marché de l'IdO par des opérateurs émergents, tel que Sigfox. Il leur faut donc être présent, et ce le plus efficacement possible, même si cela implique une prise de position non traditionnelle et potentiellement risquée.

1.1.4 Objectifs de la thèse

Nous nous sommes consacrés à l'évolution des réseaux mobiles actuels, avec l'objectif qu'ils deviennent concurrentiels face aux réseaux Sigfox et LoRa sur le marché de l'IdO. Plus spécifiquement, notre travail s'intéresse aux couches basses, et à l'adaptation des systèmes de transmission radio, permettant à terme de répondre aux nouvelles contraintes imposées par l'IdO, qui ont déjà été évoquées (voir la section 1.1.1.2). En parallèle des discussions au 3GPP et de l'évolution des standards existants, nous devons contribuer à l'étude des solutions proposées.

1.2 Les réseaux cellulaires

Les tout premiers réseaux mobiles furent déployés dans les années 1980 avec les technologies dites de première génération ou 1G. À la différence des générations suivantes, les réseaux 1G se basaient uniquement sur des systèmes de transmission analogiques, transportant uniquement de la voix. L'utilisation de systèmes analogiques posa certains problèmes importants, avec notamment l'absence de cryptage et la possibilité d'écouter aisément n'importe quelle conversation, ou encore d'usurper l'identité de quelqu'un en lui dérochant

son identifiant. De plus, l'itinérance internationale (*roaming* en anglais) étant impossible ou alors exceptionnellement prévue entre les pays, la notion de mobilité qu'on associe aujourd'hui aux réseaux cellulaires s'en trouvait restreinte. Enfin, à cause du prix élevé des communications et des téléphones volumineux les rendant plutôt transportables que portables, les réseaux 1G reçoivent un accueil variable suivant les pays, sans réel succès. Ils seront rapidement supplantés par les réseaux 2G.

1.2.1 Les technologies 2G : GSM, GPRS et EDGE

L'histoire des technologies 2G commence au début des années 1990 avec le standard GSM (*Global System for Mobile communications*). Ce dernier marque une grande avancée par rapport aux réseaux 1G grâce à l'utilisation de systèmes de transmission pleinement numériques et par son aspect international, GSM ayant été pensé dès le début pour permettre la *roaming*, avec l'idée de concevoir un standard européen. Ainsi, les premiers réseaux 2G furent mis en place en 1991. Les technologies GSM sont originellement prévues pour fonctionner à 900 MHz (GSM 900), mais une légère adaptation de celles-ci a permis de développer des systèmes dans la bande des 1800 MHz, sous la norme DCS 1800 (*Digital Cellular System 1800*). Deux autres normes GSM existent, une à 850 MHz (GSM 850) et une à 1900 MHz (GSM 1900). Cette dernière est particulièrement utilisée aux États-Unis et au Canada. Dans ce document, nous nous intéresserons uniquement à la norme GSM 900, même si la majeure partie des informations données sont également valables pour les autres normes. Les évolutions de la norme GSM sont élaborées par l'ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) en collaboration avec le 3GPP.

Fin 2016, on comptait 4.8 milliards d'utilisateurs uniques du réseau mobile, soit un taux de pénétration de 65 % de la population mondiale [17] [18]. Les réseaux 2G sont présents dans plus de 200 pays, pour plus de 600 réseaux commerciaux, avec une forte expansion du réseau et du nombre d'abonnés dans les pays en voie de développement et plus particulièrement en Afrique Centrale.

1.2.1.1 GSM : le réseau cœur

Chaque réseau GSM géré par un opérateur donné constitue un PLMN (*Public Land Mobile Network*). Le réseau GSM a été pensé pour transporter des flux d'informations de type "voix" entre un mobile et un autre mobile, quels que soient leurs PLMN respectifs, ainsi qu'avec le réseau de téléphonie fixe, le RTCP (Réseau de Téléphonie Commuté Public). C'est pourquoi l'ensemble des connexions sont orientées circuit, ce qui signifie qu'un faisceau de communication est réservé de bout en bout de la chaîne de transmission, une fois que la connexion est établie. Ceci permet de facilement acheminer les paquets de "voix" dans l'ordre, tout en assurant une bonne qualité de service, un silence de plus de 200 ms dans une conversation étant considéré comme dérangeant.

Un schéma de l'architecture d'un réseau GSM basique est proposé Fig. 1.5. Le réseau est séparé en deux entités : le sous-système radio BSS *Base Station Sub-system*, et le sous-système d'acheminement NSS *Network Sub-System*. Le BSS gère l'ensemble des mécanismes d'établissement du lien radio entre les usagers et le réseau. C'est lui qui va communiquer directement avec le mobile, aussi appelé MS (*Mobile Station*). Il gère également le *handover*. Un *handover* se produit lorsque le réseau décide de changer la station de base communiquant avec le MS pour qu'il bénéficie d'une meilleure connexion, tout en permettant une conversation ou un transfert de données ininterrompu lors de ce changement. Le NSS administre quant à lui, l'authentification du MS, le transfert des données vers le(s) bon(s) destinataire(s) et l'itinérance du MS au sein du PLMN ou lorsqu'il se connecte à un autre

PLMN. C'est cette fonction d'itinérance qui permet au MS de se connecter à n'importe quel point du réseau GSM global, tout en étant correctement identifié et localisé.

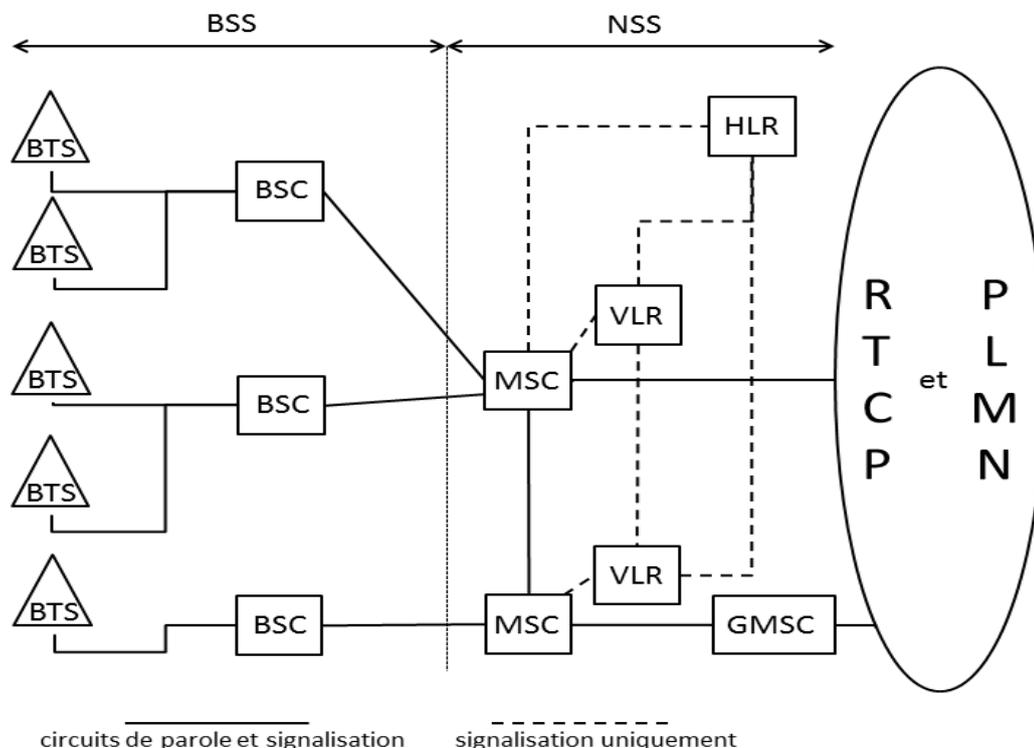


FIGURE 1.5 – Architecture d'un réseau GSM basique.

Le BSS est composé de stations de base ou BTS (*Base Transceiver Station*) et de leurs contrôleurs ou BSC (*Base Station Controller*). La BTS s'occupe de toute la partie transmission et réception radio. Elle est en charge de la couche physique et vérifie que les trames reçues ont été correctement décodées. Elle transfère ensuite les données à son BSC de rattachement. Le BSC est la partie intelligente de la BTS. C'est lui qui gère la ressource radio, en régissant l'allocation des canaux ou le contrôle de puissance par exemple. C'est aussi lui qui prend la décision du *handover*. Un BSC administre plusieurs BTS en même temps, le nombre de BTS administrées dépendant de la charge planifiée de ces BTS.

Le NSS est composé des commutateurs mobiles, les MSC (*Mobile-services Switching Center*), associés à leurs bases de données, les VLR (*Visitor Location Register*). De manière générale, à chaque MSC est associé un VLR placé physiquement au même endroit, ce qui conduit à une seule entité, le MSC-VLR. Le NSS comporte aussi une base de données des utilisateurs, le HLR (*Home Location Register*), incluant leurs localisations au sein du réseau ainsi que les caractéristiques de leurs abonnements. Dans le HLR, le niveau de localisation de l'abonné est le VLR auquel il est connecté. De plus, un HLR est toujours associé à un seul PLMN, et les informations concernant un abonné spécifique sont stockées dans un HLR unique, qui ne change pas. Le VLR n'est qu'une copie locale des informations des abonnés connectés à ce dernier, les rendant directement accessibles au MSC. À noter que le VLR dispose d'une localisation plus précise des utilisateurs, ces derniers étant localisés via l'adresse LAI (*Location Area Identification*), regroupant quelques BTS. Enfin, le MSC est un commutateur qui gère la bonne transmission des données, ainsi que le *handover* des usagers s'il est impliqué. L'entité GMSC est parfois utilisée, même si sa fonction est

généralement incluse dans un MSC. Le GMSC est un commutateur de données tout comme le MSC, mais il ne gère aucun BSC. Il est à l'interface avec le RTCP ou un autre PLMN.

1.2.1.2 GSM : l'interface radio

Le standard GSM utilise une technique de multiplexage en temps et en fréquence FTDMA (*Frequency and Time Division Multiple Access*). Les transmissions se déroulant dans les sens montant et descendant, on dit que le système est duplex. En l'occurrence, une fréquence est associée à la voie montante et une autre à la voie descendante : on parle alors de fréquences (ou porteuses) duplexes. C'est un modèle de duplexage en fréquence FDD (*Frequency Division Duplex*). Mais le MS ne pouvant pas émettre et recevoir simultanément, le système est seulement *half-duplex* (à la différence du *full-duplex*). Dans la norme GSM 900, la séparation des deux fréquences duplexes est de 45 MHz, chaque canal ayant 200 kHz de bande passante.

À chaque BTS est associé un ensemble d'une ou plusieurs fréquences duplexes. Cet ensemble est orthogonal à ceux des BTS adjacentes pour éviter toutes interférences. Le spectre attribué à chaque opérateur étant limité, les fréquences duplexes sont réparties entre les BTS au sein d'un même motif (*cluster* en anglais). La Fig. 1.6 décrit un exemple de répartition des fréquences porteuses entre différentes BTS, ainsi qu'un exemple de motif. Chaque case hexagonale est appelée cellule, et constitue la zone de couverture d'une BTS. Le terme de réseau *cellulaire* vient de ce pavage du territoire en cellules. Le motif central regroupant 7 cellules est translaté, de sorte que les mêmes fréquences duplexes soient les plus géographiquement éloignées possibles. Un opérateur peut donc couvrir une surface illimitée en utilisant un spectre limité. Mais le dimensionnement des cellules et la répartition des fréquences pour éviter de trop grandes interférences est un problème complexe.

Pour réduire les coûts de construction du réseau, les opérateurs préfèrent utiliser 3 antennes directives, couvrant chacune une cellule, chaque antenne étant associée à un secteur. Ainsi, une BTS couvre 3 secteurs hexagonaux, l'ensemble constituant une grande cellule. La BTS, appelée BTS tri-sectorisée, est alors placée à la jonction de trois hexagones sur la Fig 1.6. De plus, à chaque secteur sont associées des fréquences différentes, et le *handover* inter-secteur devient alors possible.

Enfin on pourra noter que toutes les cellules (ou secteurs) n'ont pas nécessairement la même taille. Elles seront plus petites en ville, où la densité de population est élevée et où la présence de bâtiments détériore la qualité du lien radio, et plus large en zone rurale. La portée d'une BTS peut ainsi varier entre 1 km et 35 km au maximum.

En plus du multiplexage en fréquence, le système GSM emploie également le multiplexage temporel. Ainsi, le temps est divisé en sous-ensembles, dont l'unité de base est le *slot*, de durée $0.577 \mu\text{s}$. Une présentation de la hiérarchie des différents ensembles temporels est proposée sur la Fig. 1.7. Un enchaînement de 8 *slots* constituera donc une trame TDMA, une multitrame durera plusieurs trames TDMA, et ainsi de suite jusqu'à l'hypertrame. En ce qui concerne la multitrame, elle est définie comme l'enchaînement d'un même *slot* (les *slots* sont numérotés de 0 à 7) entre plusieurs trames TDMA successives. Une trame TDMA fera donc partie de 8 multitrames différentes. On constatera la présence de deux types de multitrames, la multitrame de trafic étant dédiée aux transferts de voix et de données, et la multitrame de contrôle étant dédiée aux canaux de contrôle. Suivant la nature des informations portées par les *slots* d'une trame TDMA, certains *slots* feront partie de multitrames de trafic, alors que les autres feront partie de multitrames de contrôle.

Chaque élément de la hiérarchie temporelle disposant d'identifiants propres, le réseau dispose d'une référence temporelle au niveau *slot* qu'il partagera avec le MS. Il est important de noter que la structure sur le plan temporel présentée ici, doit être répliquée sur

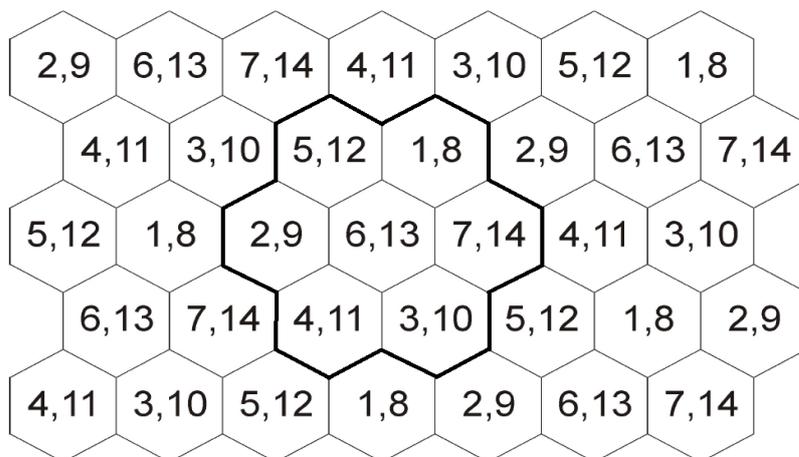


FIGURE 1.6 – Répartition de 14 fréquences duplexes au sein d'un motif.

l'ensemble des fréquences. De plus, une BTS aura toutes ses fréquences en voie montante et descendante synchronisées temporellement. Néanmoins, le réseau GSM n'étant pas synchronisé dans son ensemble, deux BTS n'émettront et ne recevront pas les mêmes *slots* aux mêmes instants.

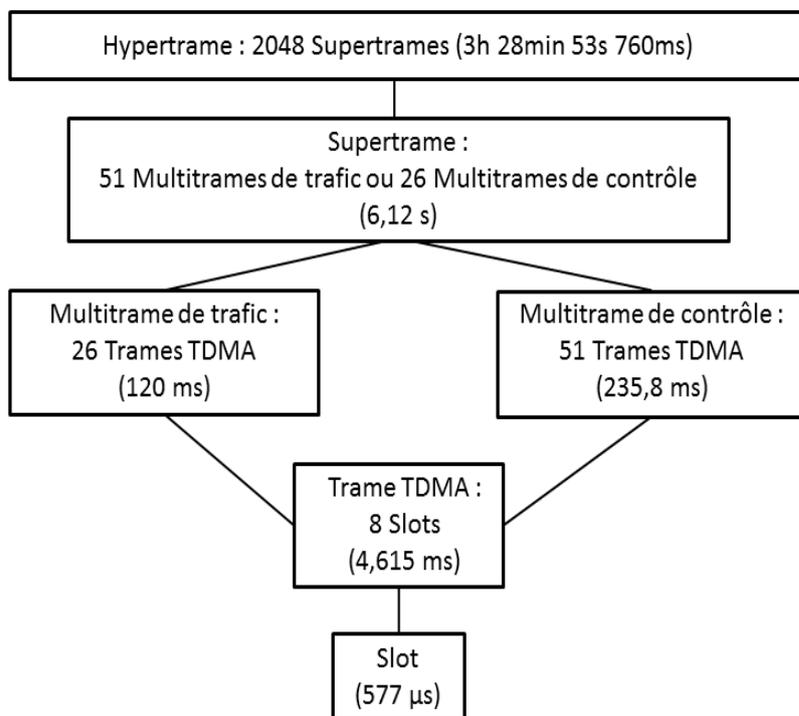


FIGURE 1.7 – Hiérarchie des ensembles temporels utilisés dans GSM.

Concernant le MS, il peut transmettre ou réceptionner des données sur la durée d'un *slot*. Si le MS est engagé dans une transmission, un *slot* au sein d'une trame TDMA en voie montante et un autre en voie descendante lui sont attribués. Ces mêmes *slots* seront utilisés à la trame TDMA suivante, comme illustré par la Fig. 1.8. Le *slot* en voie montante et celui

en voie descendante portent le même numéro au sein de leurs trames TDMA respectives. La succession du même *slot* entre des trames TDMA définit ainsi un canal physique. C'est aussi la définition d'une multitrame, bien qu'une multitrame soit délimitée par un certain nombre de trames TDMA. Un canal physique est bien sûr lié à la fréquence. Le MS dispose donc, lors d'une transmission, de deux canaux physiques à des fréquences différentes. On parle alors de canal physique duplex. Il existe une désynchronisation d'une durée de quelques *slots* entre les voies montante et descendante. Ce décalage permet au MS d'émettre et de recevoir sur le même numéro de *slot*, en lui laissant le temps de changer de fréquence et d'effectuer des mesures de contrôle. Le système GSM est donc un système *half-duplex*, où la réception et l'émission ne sont pas réalisées simultanément. Théoriquement, une BTS peut donc gérer 8 conversations simultanées par fréquence duplexe.

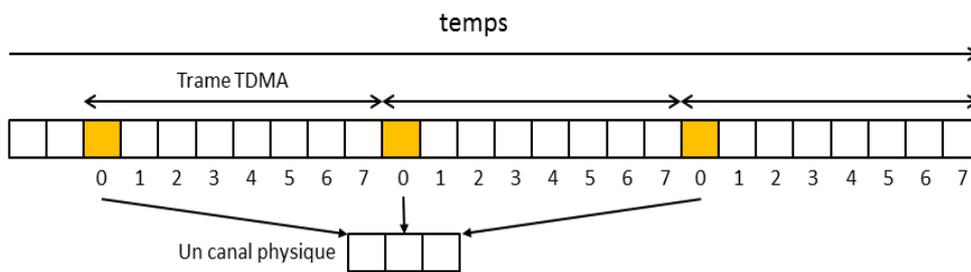


FIGURE 1.8 – Représentation d'une succession de trames TDMA et des *slots* correspondants. Exemple d'un canal physique.

Le standard GSM définit également un mécanisme de sauts de fréquence, pouvant modifier à chaque trame TDMA, la fréquence duplexe utilisée par le MS. Un canal physique duplex est alors défini par la suite des fréquences employées. Néanmoins, dans ce manuscrit, nous ne considérerons pas cette technique pour faciliter la présentation des systèmes.

La transmission de données se fait au sein d'un *burst*. Il existe différentes structures de *burst* en fonction de la nature des informations transmises. Un *slot* ne peut contenir qu'un seul *burst*, dont la durée est toujours légèrement inférieure à celle du *slot*. Suivant la nature des données transportées, un codage de canal adapté est appliqué aux données avant leur disposition (on parlera de *mapping*) dans un ou plusieurs *bursts*. Le codage de canal le plus communément utilisé en GSM est un code convolutif à 16 états de rendement $\frac{1}{2}$, associé à un entrelacement temporel. Le mécanisme d'entrelacement permet d'obtenir de la diversité temporelle et de réduire la probabilité d'avoir une suite de bits erronés avant le décodeur en réception, une succession d'erreurs pouvant aisément entraîner des erreurs lors du décodage.

Le *burst* une fois constitué est appliqué à une modulation gaussienne à changement minimum de phase GMSK (*Gaussian Minimum-Shift Keying*). Il y a différentes implémentations possibles pour une telle modulation, un exemple étant l'application première de la modulation MSK classique, suivie d'un filtre gaussien. La nature gaussienne du filtre permet d'obtenir un spectre compact et d'adoucir les transitions de phase de la MSK, au détriment de l'apparition d'interférences inter-symboles ISI (*Inter-Symbols Interferences*). Associées à sa propriété d'enveloppe constante, la GMSK a permis aux constructeurs d'utiliser des amplificateurs de puissances moins chers, tout en réduisant les distorsions du signal en sortie. La compacité du spectre permet d'obtenir des débits symboles d'environ 271 kBd (kilo-Bauds) pour seulement 200 kHz de bande. La présence d'ISI nécessite l'emploi d'un égaliseur en réception, de sorte à compenser les effets des interférences, et ainsi favoriser

une démodulation correcte des symboles reçus.

La modulation GMSK utilisant un bit par symbole, GSM a un débit de transmission de 271 kbps. En ce qui concerne les débits utiles, cela dépend de la nature des données envoyées et donc du schéma de codage de canal employé. La voix dispose du débit le plus élevé et est transmise à 13 kbps. La transmission de données utilisateur (*data*) est également possible, mais à un débit moindre de 9.6 kbps. De plus, l'échange se fait toujours en mode circuit.

Il apparaît que le standard GSM a été pensé pour que les constructeurs puissent concevoir des téléphones compacts et à un prix abordable, tout en optimisant l'utilisation du spectre. Mais le système GSM se concentre presque exclusivement sur la voix, les débits proposés pour la *data* étant trop faibles pour l'envoi de fichiers volumineux ou une utilisation satisfaisante d'Internet. Ainsi, les évolutions des systèmes et réseaux ont, par la suite, essentiellement consisté à aller toujours vers plus de débit en toute situation de réception.

1.2.1.3 GPRS : l'avènement de la transmission de données

La nécessité de pouvoir utiliser de la *data* via son téléphone devait mener à deux modifications majeures de GSM. La première est l'augmentation du débit. La seconde est la refonte complète du réseau et de l'établissement de la connexion, pour passer d'un système en mode circuit à un système en mode paquet, et ainsi ne plus réserver des ressources inutilement. C'est dans cette optique que fut normalisé le GPRS (*General Packet Radio Service*), aussi appelé 2.5G. Défini par l'ETSI et mis en place en l'an 2000, le GPRS représente une évolution majeure par rapport au GSM.

Le réseau GPRS fonctionne en parallèle du réseau GSM, avec la différence qu'il est orienté paquet. La Fig. 1.9 donne une description générale du réseau cœur GPRS ou *Backbone* GPRS. Le BSS est conservé et relié directement au réseau GPRS. Le HLR est mis en commun entre le NSS et le réseau GPRS, sa base de données s'enrichissant de nouveaux paramètres d'abonnement. Le SGSN (*Serving GPRS Support Node*) est relié à un ou plusieurs BSC. C'est un routeur de données, dont le rôle est comparable au MSC-VLR. Le GGSN (*Gateway GPRS Support Node*) représente le lien entre le réseau GPRS où il est présent, et les autres réseaux de données, aussi appelés réseaux PDP (*Packet Data Protocol*). Un exemple de réseau PDP est le réseau Internet (réseau IP), un réseau X.25 ou encore un autre réseau GPRS. Le GGSN est donc une passerelle entre les différents réseaux et son rôle est similaire au GMSC de GSM. En voie descendante, le GGSN doit avoir mémorisé le SGSN vers lequel il doit acheminer les données, si une connexion avec le MS destinataire est déjà engagée. S'il s'agit d'une initialisation de connexion depuis le réseau PDP externe et adressée à un MS spécifique, le GGSN doit demander au HLR le SGSN auquel le MS est rattaché. Le SGSN et le GGSN étant uniquement des entités fonctionnelles, ils peuvent être regroupés dans le même matériel à la façon du MSC et du GMSC. D'autres connexions SGSN-MSC et GGSN-MSC sont aussi prévues dans la norme, sans être obligatoires.

Au niveau protocolaire, des adresses IP sont attribuées aux SGSN et GGSN. En effet, la transmission de données au sein du *Backbone* est réalisée par encapsulation IP. Les données sont donc, quel que soit leur protocole d'origine, encapsulées dans des paquets IP et transmises entre SGSN et GGSN. Le GPRS ajoute aussi la notion de contexte PDP lors de l'établissement d'un échange de données entre le MS et un réseau PDP. Le contexte PDP contient l'ensemble des informations concernant la transmission, comme l'adresse PDP (adresse IP par exemple) du MS, l'adresse IP du SGSN ou encore la qualité de service négociée du lien. Un contexte PDP doit être activé par le MS pour qu'il puisse exister au niveau du réseau PDP et ainsi configurer l'ensemble des paramètres nécessaires à la bonne transmission des données. D'autres éléments protocolaires sont aussi apportés par le GPRS mais ne seront pas détaillés ici, par souci de concision.

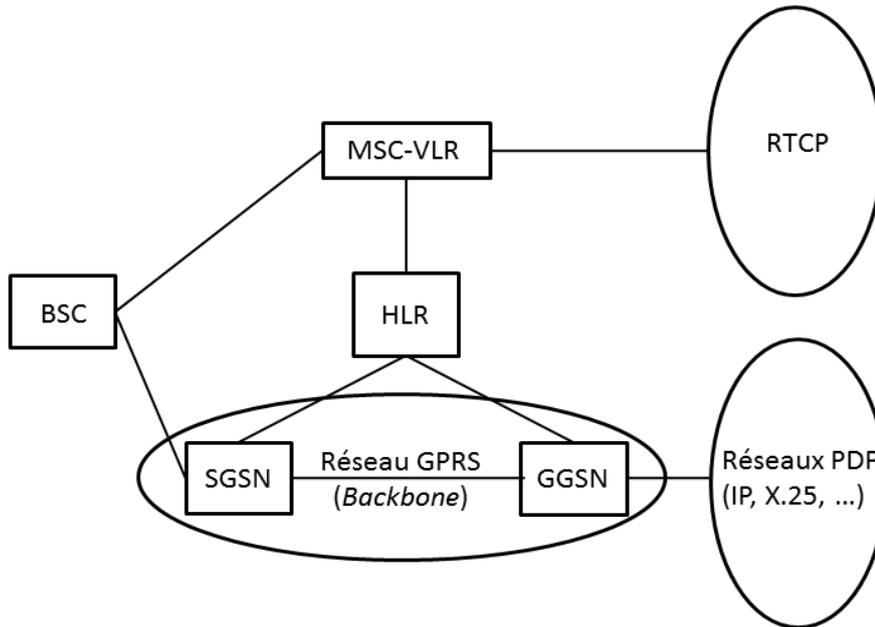


FIGURE 1.9 – Architecture du réseau GPRS.

Le GPRS apporte aussi des améliorations en vue d'augmenter le débit. Il définit tout d'abord une nouvelle multitrame, composée de 52 trames TDMA, et coexistant avec les multitrames GSM classiques. Cette multitrame peut transporter des données de trafic ou de contrôle propres au GPRS, et cette structure peut coexister avec les multitrames GSM. Le GPRS ajoute l'unité du "bloc" au sein de sa multitrame, un bloc étant composé de 4 trames TDMA successives. Ainsi, l'attribution de ressources en GPRS concerne un *slot* sur au moins 4 trames TDMA (un bloc), sachant qu'une allocation dynamique des blocs en voie montante est possible. En voie descendante un multiplexage des MS sur un même bloc est réalisable, un indicateur permettant aux MS concernés de savoir si le bloc leur est destiné ou non. L'attribution de plusieurs *slots* au sein d'une même trame TDMA est aussi rendue possible. Le nombre de *slots* pouvant aller jusqu'à 8, soit une trame TDMA complète, le débit s'en trouve multiplié. Le nombre de *slots* qui peuvent être attribués à un MS, dépend de sa capacité à pouvoir gérer plusieurs transmissions. On parle alors de terminal multislots. Enfin, le GPRS introduit un système d'ARQ (*Automatic Repeat reQuest*), permettant la retransmission des paquets erronés.

De nouveaux schémas de codage de canal CS (*Channel coding Scheme*) sont définis pour la protection des données. Les débits associés sont présentés dans le Tableau 1.1. C'est la qualité du lien radio qui détermine le CS utilisé lors de la transmission de *data*. Ainsi, du schéma CS-1 au schéma CS-4, le niveau de protection des données diminue pour un débit croissant. Les données de contrôle sont toujours transmises en utilisant le schéma CS-1, les informations transportées étant d'une grande importance pour le fonctionnement du système. Le codage de canal utilisé est un code convolutif identique à celui employé dans le système GSM, de rendement $\frac{1}{2}$, et associé à un mécanisme de poinçonnage. Le poinçonnage permet, suivant un motif qui peut être régulier, de ne pas émettre certains bits. Par exemple, il est possible de poinçonner un bit sur 3. Ainsi, le débit est augmenté, mais au détriment de la protection des données. Seul le schéma CS-4 n'utilise pas de techniques de codage de canal, les données transportées n'étant pas protégées.

<i>Channel coding scheme</i>	CS-1	CS-2	CS-3	CS-4
Rendement du code convolutif	1/2	2/3	3/4	1
Débit par <i>slot</i> attribué (kbps)	9.05	13.4	15.6	21.4
Débit maximum (8 <i>slots</i>) (kbps)	72.4	107.2	124.8	171.2

TABLE 1.1 – Débits associés au schémas de codage de canal du GPRS.

Ainsi, le standard GPRS prévoit un débit maximum de 171 kbps, représentant une augmentation considérable par rapport au système GSM. Néanmoins, pour des raisons techniques, seuls les schémas CS-1 et CS-2 sont utilisés en pratique. De plus, les MS multislots les plus performants ne peuvent gérer au maximum que 4 *slots* en réception, car ils doivent aussi avoir le temps d'émettre et d'effectuer des mesures de contrôle. Le débit réel du GPRS se situe donc plus vers les 50 kbps. Néanmoins, malgré un débit moyen toujours faible, le GPRS a instauré les bases de la transmission de *data* sur mobile, en créant la structure d'un réseau orienté paquet, ainsi que l'ensemble des mécanismes protocolaires pour la transmission de paquets dans un système prévu à la base pour transmettre de la voix.

1.2.1.4 EDGE : un pas vers la 3G

La dernière évolution notable du système GSM se nomme EDGE (*Enhanced Data rates for GSM Evolution*) et fut déployée à partir de l'année 2003. EDGE apporte de grandes modifications aux couches basses, de sorte à augmenter le débit du système, tout en gardant l'architecture et les protocoles utilisés dans le réseau cœur. Avec EDGE, le BSS devient le GERAN (*GSM/EDGE Radio Access Network*) et son développement est géré par un sous-groupe du même nom au 3GPP.

La première évolution majeure apportée par EDGE est la possibilité d'utiliser une modulation de phase à 8 états 8-PSK (*8-Phase Shift Keying*) à la place de la modulation GMSK classique. Contrairement à cette dernière, la modulation 8-PSK permet de mapper 3 bits sur un même symbole, triplant ainsi le débit binaire. Son efficacité spectrale est donc meilleure mais au détriment de sa robustesse vis à vis du bruit. L'utilisation de la modulation 8-PSK n'est donc possible que lorsque le bilan de liaison est suffisamment bon.

9 nouveaux schémas de codage de canal et de modulation sont ainsi définis dans le système EDGE, les MCS (*Modulation and Channel coding Schemes*). Les débits et modulations associés aux MCS sont décrits dans le Tableau 1.2. Tout comme pour GPRS, le niveau de protection des données est décroissant avec le numéro du MCS sélectionné. Les canaux de contrôle n'utilisent donc que le MCS-1. Les MCS 1 à 4 emploient la modulation GMSK, et les MSC 5 à 9 la modulation 8-PSK. Le Tableau 1.2 indiquent également des familles de MCS. Une technique d'adaptation de lien utilisant ces familles est prévue dans le système EDGE. Ainsi, si la qualité du lien radio évolue lors d'une transmission, il est possible de changer de MCS au sein d'une même famille. Le système peut donc dynamiquement améliorer le débit ou améliorer la protection des données en fonction des besoins. Concernant le codeur, un code convolutif de rendement $\frac{1}{3}$ est utilisé pour tous les MCS. Un mécanisme de poinçonnage avec un rendement variable est ensuite appliqué.

La dernière amélioration majeure apportée par le système EDGE est la modification du système ARQ de GPRS en "Type II HARQ IR" (*Type II Hybride ARQ Incremental Redundancy*). À la différence de l'ARQ qui répète l'ensemble des données envoyées lors

MCS	Modulation	Rendement du codage de canal (données)	Famille(s)	Débit par <i>slot</i> (kbps)
MCS-1	GMSK	0.53	C	8.8
MCS-2	GMSK	0.66	B	11.2
MCS-3	GMSK	0.85	A,A'	14.8
MCS-4	GMSK	1	C	17.6
MCS-5	8-PSK	0.37	B	22.4
MCS-6	8-PSK	0.49	A,A'	29.6
MCS-7	8-PSK	0.76	B	44.8
MCS-8	8-PSK	0.92	A'	54.4
MCS-9	8-PSK	1	A	59.2

TABLE 1.2 – Schémas de modulation et codage de canal utilisés par EDGE

d'un acquittement négatif, l'IR transmet en partie ou en totalité de nouvelles informations. Considérons, par exemple, un bloc de données protégé par le code convolutif de rendement $\frac{1}{3}$. Le mécanisme de poinçonnage permet ensuite de n'émettre qu'un bit sur 3, augmentant ainsi le débit binaire effectif de la transmission. Si une répétition est nécessaire, l'émetteur choisira de transmettre une quantité identique de bits, mais ceux-ci pourront être différents de ceux émis lors de la transmission originale. Il suffit pour cela d'émettre des bits précédemment poinçonnés. Ce mécanisme permet donc l'acquisition de nouvelles informations par le récepteur, augmentant ainsi les chances de décoder correctement la trame émise et donc améliorant les performances du système.

Dans la littérature, on peut trouver que le système EDGE propose un débit maximal de 384 kbps, même si sa valeur est en réalité de 473.6 kbps, correspondant à 8 *slots* en MCS-9. La valeur seuil associée à EDGE de 384 kbps lui permis, entre autres, d'être reconnu par l'UIT comme faisant partie des systèmes de type IMT-2000 (*International Mobile Telecommunications 2000*). On peut donc considérer EDGE comme un système de 3^{ème} génération (3G). On peut aussi conclure que EDGE remplit son objectif, et offre un débit bien plus élevé que le GPRS, même si celui-ci est d'environ 220 kbps en pratique.

D'autres évolutions de EDGE ont aussi eu lieu par la suite. EDGE phase-2 introduit une modification permettant une interaction entre le BSS et différents réseaux cœurs, notamment des réseaux 3G (voir section 1.2.2). Plus récemment, le standard Evolved-EDGE a ajouté un grand nombre d'améliorations. Il a introduit de nouvelles modulations avec une plus grande efficacité spectrale, une réduction de la latence, l'emploi de Turbo-codes et la possibilité d'émettre et de recevoir en simultané (*full duplex*). Théoriquement, Evolved-EDGE permet d'atteindre des débits jusqu'à 1 Mbps (Méga bps), même si en pratique ce débit est de l'ordre de 600 kbps. Cette évolution a aussi pour objectif de permettre aux opérateurs de continuer à rentabiliser les investissements faits sur les réseaux 2G. Néanmoins, face à l'émergence des technologies 3G et 4G, Evolved-EDGE n'est pas déployé en pratique.

1.2.1.5 Conclusion

Les technologies 2G ont certainement subi le plus grand nombre de modifications et d'améliorations dans l'histoire des technologies cellulaires actuelles. En passant d'un réseau orienté circuit à un réseau orienté paquet, la 2G a posé les bases pour les générations futures. Enfin, avec EDGE, des débits suffisants ont été atteints pour permettre une utilisation

convenable de certains services Internet. Le Tableau 1.3 donne un résumé des différents éléments caractéristiques de chaque technologie. L'ouvrage *Réseaux GSM* [19] est une très bonne source d'informations concernant l'ensemble des technologies 2G, et nous invitons les lecteurs souhaitant plus de détails à le consulter.

Standard	Réseau orienté paquet ou circuit	Modulation(s) employée(s)	Débit maximal pratique
GSM	circuit	GMSK	12 kbps
GPRS	paquet	GMSK	~ 50 kbps
EDGE	paquet	GMSK et 8-PSK	~ 220 kbps

TABLE 1.3 – Caractéristiques principales des technologies 2G.

1.2.2 Les technologies 3G : UMTS, HSPA et HSPA+

Durant les années 90, la question de l'utilisation de la *data* sur mobile et de l'augmentation des débits est rapidement devenue un problème, notamment à cause du développement rapide d'Internet. Les utilisateurs mobiles, toujours plus nombreux et utilisant toujours plus Internet à leur domicile, demandaient un service d'une qualité toujours meilleure. En anticipation de cette difficulté, l'UIT avait lancé un appel pour le développement d'un système 3G unique et mondial. Nommé à l'origine FPLMTS (*Future Public Land Mobile Telecommunications System*), puis IMT-2000 en rapport avec la bande des 2 GHz, du débit de 2 Mbps et de l'année 2000, ce système unique ne vit jamais le jour, et en 1998, une dizaine de techniques d'accès radio avaient été proposées à l'UIT.

Pour être considérée comme une technologie 3G, il est nécessaire de remplir le cahier des charges imposé par le modèle IMT-2000. On peut citer la nécessité de proposer des débits élevés, avec au minimum 144 kbps en forte mobilité (> 120 km/h), 384 kbps de manière idéale en mobilité moyenne (< 120 km/h) et jusqu'à 2 Mbps en faible mobilité (< 10 km/h). Le système doit aussi permettre la conception de mobiles de petites tailles et bon marché. De plus, il doit être interopérable avec les services des réseaux 2G précédents, ainsi qu'avec les services des réseaux orientés circuit (par ex. RTCP) et paquet (par ex. Internet). Au final, les 5 familles de technologies suivantes ont été originellement estampillées IMT-2000 :

- IMT Direct Spread (IMT-DS) comprenant l'UMTS/UTRA-FDD,
- IMT Multicarrier (IMT-MC) comprenant le CDMA2000,
- IMT Time Code (IMT-TC) comprenant l'UMTS/UTRA-TDD et le TD-SCDMA,
- IMT Single Carrier (IMT-SC) comprenant l'UWC-136 dont fait partie EDGE,
- IMT Frequency Time (IMT-FT) comprenant le DECT.

Une sixième famille "IMT OFDMA TDD WMAN" (WiMAX mobile) a été ajoutée en octobre 2007. Parmi les technologies précédentes, seules trois sont grandement déployées et vendues en tant que solution de connectivité 3G. Le système UMTS/UTRA-FDD, basé sur un duplexage en fréquence (d'où le FDD), est principalement utilisé en Europe et au Japon, mais aussi en Amérique. Le système TD-SCDMA, basé sur un duplexage temporel TDD (*Time Division Duplex*), utilisé en Chine, est une version modifiée du système UMTS/UTRA-TDD. Le système TD-SCDMA a été spécifié lors de la Release 5, la Chine souhaitant avoir un système indépendant, dans le but d'acheter le moins de brevets possibles aux entreprises occidentales. Enfin, le système CDMA2000 est majoritairement employé aux États-Unis et en Corée du Sud. Il serait aussi possible de citer EDGE, mais ce dernier est commercialement reconnu comme une solution 2G. De plus, en contradiction

avec ce qui est dit dans la section précédente (1.2.1.4), EDGE seul ne fait pas partie des technologies 3G. En réalité, c'est le standard UWC-136, dont EDGE n'est qu'une brique technologique intermédiaire, qui fait partie des systèmes de type IMT-2000. À la différence de EDGE, le standard UWC-136 prévoit bien des communications à 2 Mbps en faible mobilité. Néanmoins, l'usage veut tout de même que EDGE soit également classé dans les systèmes de type IMT-2000.

Devant le large éventail de solutions 3G disponibles, nous avons choisi de consacrer cet état de l'art à la solution utilisée en Europe, à savoir le système UMTS/UTRA-FDD, que nous désignerons désormais simplement par le terme UMTS ou l'UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*).

Enfin, différentes bandes de fréquences ont été distribuées suivant les technologies et les régions du monde. En Europe, pour l'UMTS, la bande 1920-1980 MHz est utilisée pour la voie montante, et la bande 2110-2170 MHz pour la voie descendante.

1.2.2.1 Le réseau UMTS, héritage de GSM/GPRS

L'UMTS a été spécifié par le 3GPP et est toujours maintenu par ce dernier. Le tout premier réseau commercial UMTS fut déployé en fin d'année 2001 au Japon. Mais ce n'est qu'en 2003 qu'on voit apparaître les premières offres UMTS en Europe. À cette époque, la plupart des opérateurs téléphoniques ayant choisi le standard GSM pour leurs réseaux 2G, les infrastructures sont conformes au standard GPRS. C'est pourquoi, la première version du réseau cœur UMTS, celle de la Release 99 du 3GPP, ne comporte pas de changement par rapport au réseau cœur GPRS (voir Fig. 1.9). On retrouve les MSC-VLR, le HLR et les SGSN-GGSN. En effet, le déploiement d'un réseau cœur est extrêmement coûteux, et il est nécessaire d'attendre plusieurs années avant de réussir à le rentabiliser. Il y a bien sûr des modifications mineures, comme un redimensionnement des équipements pour pouvoir supporter la nouvelle charge des abonnés 3G, ainsi qu'une mise à jour logicielle pour prendre en compte les nouveaux services proposés par l'UMTS. Néanmoins, les années suivantes vont voir croître la demande de services liés à Internet, avec des débits demandés toujours plus importants et une qualité de service toujours meilleure. Pour répondre à la demande, le 3GPP modifiera progressivement le réseau cœur, de sorte à diminuer la latence, augmenter la capacité tout en gérant mieux l'augmentation de charge. Le développement des services Internet influencera aussi grandement l'évolution du réseau cœur.

Les modifications apportées par l'UMTS sur le réseau concernent donc principalement le BSS. La Fig. 1.10 présente un schéma de l'architecture classique de l'UTRAN (*Universal Terrestrial Radio Access Network*), l'équivalent du GERAN pour l'UMTS. On retrouve la station de base, appelée "Node B" (nous dirons un Node B), associée à un contrôleur, le RNC (*Radio Network Controller*), un RNC pouvant être en charge de plusieurs Node B. L'ensemble des Node B et de leur contrôleur forment un RNS (*Radio Network Subsystem*), et l'ensemble des RNS forment l'UTRAN. Les rôles du Node B et du RNC sont respectivement comparables à ceux de la BTS et du BSC utilisés en GSM. Une liaison supplémentaire inter-contrôleur a été ajoutée, la liaison "Iur". Elle est notamment utilisée lors des *handovers* entre RNS ayant le même SGSN et/ou MSC. Enfin, on peut constater que le MS est devenu un UE (*User Equipment*), un "équipement utilisateur". Le changement de philosophie mis en avant ici, permet de constater que la téléphonie n'est plus au cœur du système, et qu'il est désormais question d'un équipement quelconque (une tablette par exemple) se connectant à un réseau de données via le réseau cellulaire 3G.

Avant de décrire la nouvelle couche physique utilisée en UMTS, nous souhaiterions présenter un mécanisme important apporté par l'UMTS. Il s'agit des *bearer services*, qu'on peut traduire par des services de liaison. Lorsqu'une connexion doit être établie entre

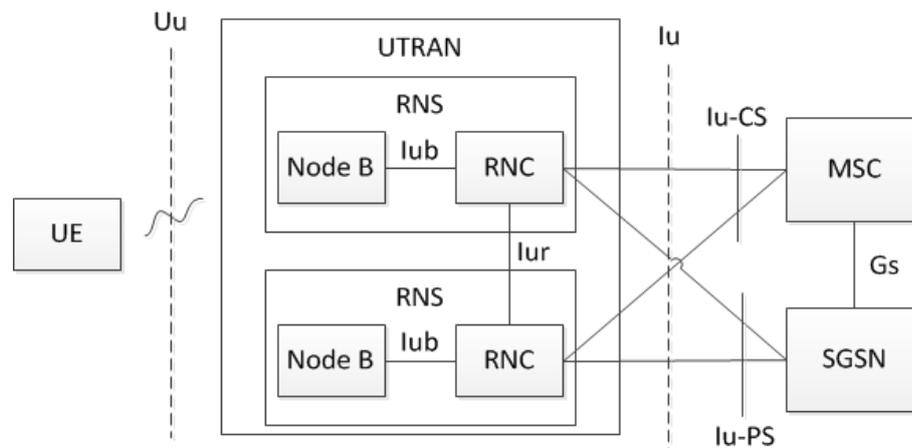


FIGURE 1.10 – Architecture de l'UTRAN.

l'UE et le réseau, une certaine qualité de service doit être respectée en fonction du service demandé. Par exemple, on s'attend à avoir une latence plus faible pour un service de jeu en ligne, que lors d'une consultation de sa boîte mail. La qualité de service doit être négociée entre l'UE et le réseau, et celle-ci concerne l'ensemble de la chaîne de transmission, de l'UE jusqu'au GGSN. On peut séparer cette qualité de service globale en 3 qualités de service distinctes, la première sur l'interface radio entre l'UE et le Node B, la seconde entre l'UTRAN et le réseau cœur, et la dernière au sein du réseau cœur. Chacune de ces qualités de service sera un *bearer service* UMTS. Un *bearer service* est spécifié par un ensemble de paramètres qui ont été négociés, comme le débit, la latence ou encore le taux d'erreurs binaires seuil. De plus, il est possible de re-négocier dynamiquement la qualité de service de l'interface radio, ainsi que sur l'interface Iu. De cette façon, en fonction de l'évolution de bilan de liaison ou de la charge de l'UE au cours de la connexion, la qualité de service offerte est toujours parfaitement adaptée.

Ainsi, sous sa forme proposée lors de la parution de la Release 99, l'UMTS réutilise en grande partie le réseau GSM/GPRS, limitant donc les investissements à effectuer. Il modifie néanmoins le sous-système d'accès radio, la couche physique de l'interface radio étant grandement transformée.

1.2.2.2 L'interface air de l'UMTS

Tout comme le GSM, l'UMTS utilise un duplexage en fréquence FDD et une structure temporelle. On retrouve donc une structure à base de *slots* et de trames, mais avec une configuration différente et sans la hiérarchie complexe de GSM. En effet, l'accès multiple entre plusieurs utilisateurs n'est plus partagé en temps suivant la technique TDMA, mais différencié par le code d'étalement attribué à chaque utilisateur suivant la technique CDMA (*Code Division Multiple Access*). Le principe du CDMA est de différencier un flux d'information d'un autre, par le code qu'il utilise. Tous les flux peuvent ainsi utiliser les mêmes ressources temps-fréquence et toujours être distingués en réception. Pour réaliser ce multiplexage, le CDMA emploie une technique d'étalement de spectre par séquence directe DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*). On peut parler alors de DS-CDMA ou simplement de CDMA, mais le nom officiel employé pour l'UMTS est W-CDMA (*Wideband-CDMA*), signifiant que chaque signal transmis ou reçu par chaque utilisateur utilise une large bande, en commun avec les autres utilisateurs du fait de la fonction d'étalement.

Un code est une séquence constituée de "+1" et "-1", les *chips*, émis à un débit plus

élevé que le débit symbole originel, réalisant donc l'étalement de spectre. Cette séquence a une taille finie, correspondant au SF⁴ (*Spreading Factor*) du code. Chaque bit, converti en symbole réel "+1" ou "-1", est alors multiplié par la séquence complète. On peut ainsi dire que chaque bit est étalé d'un facteur SF.

Les codes utilisés doivent avoir des propriétés d'auto-corrélation et de corrélation croisée bien particulières. L'auto-corrélation correspond à la multiplication de la séquence par une version décalée ou non d'elle-même. Une bonne auto-corrélation dans notre cas d'application sera minimale s'il y a un décalage, et maximale si les séquences sont parfaitement synchronisées. La corrélation croisée correspond à la multiplication de la séquence par une autre séquence non décalée de la même famille de codes. Au sein d'une famille, la corrélation croisée recherchée doit être minimale. De cette façon, et alliée à l'auto-corrélation, il est possible de distinguer les différents flux utilisant des codes différents d'une même famille. Une famille de codes disposant d'une corrélation croisée parfaite est dite orthogonale (les codes sont orthogonaux entre eux). L'UMTS utilise la famille des codes orthogonaux de Walsh-Hadamard. Une description du principe du CDMA, impliquant les codes de Walsh-Hadamard, est disponible dans l'Annexe A.1.

Les codes de Walsh-Hadamard disposent donc d'une corrélation croisée parfaite, mais leur auto-corrélation ne l'est pas, car elle présente plusieurs valeurs élevées suivant le décalage de la séquence. Le récepteur ne peut donc pas déterminer à quel moment la séquence commence. De plus, la corrélation croisée des codes orthogonaux varie grandement si les séquences en présence sont décalées, au lieu d'être synchronisées. C'est un problème, car les émissions simultanées de plusieurs UE ne pourront jamais être parfaitement synchronisées. C'est pourquoi les codes orthogonaux ne sont pas utilisés en UMTS pour distinguer différents émetteurs, mais pour différencier les flux au niveau d'un émetteur, que ce soit l'UE ou le Node B. Ainsi, il est certain que les différentes séquences seront synchronisées et pourront être distinguées en réception. Ces codes sont nommés "codes de canalisation" (*channelization codes* en anglais) dans le système UMTS.

Les codes de canalisation présentent aussi un autre inconvénient, limitant le nombre de codes utilisables en parallèle. Pour présenter cet inconvénient, on s'appuie sur la représentation en arbre des codes de Walsh-Hadamard, Fig. 1.11. Si un flux utilise un code d'une branche supérieure (SF faible), un autre flux ne peut pas utiliser un code d'une branche découlant de cette branche (SF élevé), ou alors les flux ne seront plus orthogonaux. Cet aspect limite grandement le nombre déjà faible de codes pour un SF donné. C'est notamment un problème pour le Node B, où à un flux utilisateur est attribué un code. Le Node B ne peut donc servir qu'un nombre limité d'UE en parallèle. C'est pourquoi la gestion des codes est centralisée dans le RNC.

Maintenant que les flux montants ou descendants d'un utilisateur peuvent être différenciés, il est nécessaire de pouvoir séparer les flux de deux UE multiplexés ou de deux cellules⁵ voisines. L'UMTS utilise pour cela des séquences pseudo-aléatoires PN (*Pseudo-Noise*), les séquences de Gold. Ces codes ressemblent à du bruit, et possèdent de bonnes propriétés d'auto-corrélation et de corrélation croisée. De plus, il est très facile de générer un très grand nombre de codes, l'UMTS en disposant de plusieurs millions. Il n'y a donc pas de limitation sur le nombre de codes disponibles. Dans le système UMTS ils sont nommés "codes d'embrouillage" (*scrambling codes*), un code d'embrouillage différent étant attribué à chaque UE par le RNC, et à chaque Node B (ou à chaque cellule). En récep-

4. Pour rappel le SF est le facteur d'étalement du code. Il est à différencier du SF utilisé dans le CSS de LoRa, la définition n'étant pas exactement la même.

5. Tout comme dans le système GSM, le terme de cellule fait référence à un secteur. Deux cellules peuvent donc être opérées par un même Node B ou deux Node B différents.

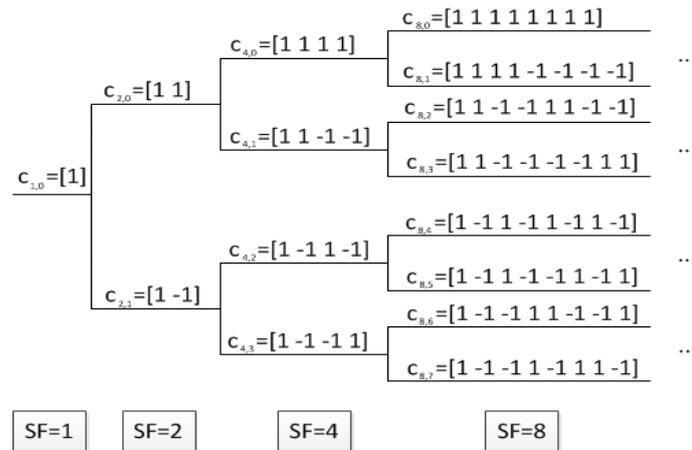


FIGURE 1.11 – Arbre des codes de Walsh-Hadamard.

tion, on peut donc identifier un émetteur par son code d’embrouillage et le distinguer des autres émetteurs. Des codes de type “S(2) étendu” sont également utilisés comme codes d’embrouillage, plus courts que les séquences de Gold, mais nous ne détaillerons pas leur utilisation dans ce manuscrit.

Le double mécanisme de code de canalisation et de code d’embrouillage est présenté Fig. 1.12, sous une forme simplifiée. Les deux types de codes ont le même débit de 3.84 Mcps (Méga-chips par seconde). En considérant par exemple un SF de 4, on aurait donc un débit symbole de $\frac{3.84}{4} = 960$ kbd. Ce système permet donc d’obtenir des débits symboles élevés, tout en permettant un multiplexage de plusieurs flux d’un même émetteur et d’émetteurs différents sur les mêmes ressources temps-fréquence.

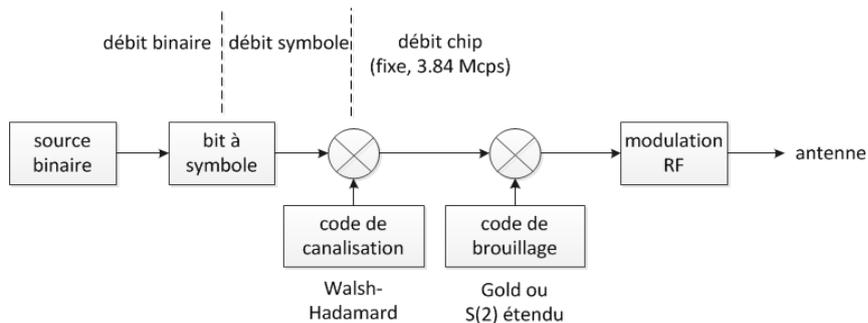


FIGURE 1.12 – Schéma simplifié du codage W-CDMA en UMTS.

L’accès multiple par répartition de codes permet d’utiliser les mêmes fréquences duplexes dans des cellules voisines. Chaque porteuse possède une bande de 5 MHz, incluant 580 kHz de bande de garde aux deux extrémités, pour une bande utile de 3.84 MHz, correspondant au débit *chip*. Classiquement, les porteuses sont espacées de 5 MHz, mais cet écart peut varier à la discrétion des opérateurs, entre 4.2 et 5.8 MHz par pas de 200 kHz, sachant qu’un écart inférieur à 5 MHz n’est pas conseillé. En effet, les propriétés des codes d’embrouillage n’étant pas parfaites, une transmission souffrira déjà d’interférences dans sa propre bande. On parle alors de MAI (*Multiple Access Interference*). Il est donc nécessaire de prendre le maximum de dispositions pour limiter les fuites d’énergie dans les bandes voisines. Des efforts ont été notamment réalisés sur l’amplification de puissance et sur le filtrage. Le contrôle de puissance est aussi un mécanisme primordial dans le cas du

CDMA, de sorte à éviter le *near-far effect*. Cet effet se produit lorsqu'un récepteur reçoit deux transmissions simultanées, mais avec des puissances très différentes. Cela peut par exemple se produire lorsque deux UE transmettent à une même puissance à un Node B, avec le premier UE beaucoup plus proche du Node B que le second. Le signal du second UE sera donc masqué par le signal du premier et ne pourra pas être décodé. Le contrôle de puissance est donc géré par le RNC, et des directives sont continuellement envoyées aux UE au cours des transmissions, pour qu'ils adaptent dynamiquement leurs puissances d'émission.

Concernant la modulation, les voies montante et descendante utilisent chacune un mécanisme différent de modulation QPSK (*Quadrature PSK*, soit à 4 états de phase). La Fig. 1.13 représente un schéma du mapping réalisé par le Node B. Ce type de modulation est appelé *Balanced QPSK*. À chaque flux utilisateur en voie descendante est associé un code de canalisation. Ce code vient multiplier les branches I et Q des symboles QPSK. Les branches I et Q étant orthogonales, il est possible de réaliser cette multiplication avec le même code de canalisation. Chaque signal complexe ainsi obtenu est également multiplié par un gain G_i (G_1 à G_n sur la Fig. 1.13), permettant un certain contrôle de l'interférence MAI et permettant ainsi d'augmenter la robustesse de certains canaux par rapport à d'autres. Tous ces flux sont ensuite sommés, et multipliés par le code d'embrouillage associé à la cellule. On notera donc que les codes d'embrouillage précédemment cités sont utilisés dans le plan complexe. De plus, on constatera également l'importante pression mise sur la gestion des codes de canalisation en voie descendante. En effet, en plus des canaux de données destinés aux utilisateurs, des canaux de contrôle commun propres à la cellule sont aussi à émettre en voie descendante. Les codes de canalisation sont donc une ressource devant être gérée avec parcimonie.

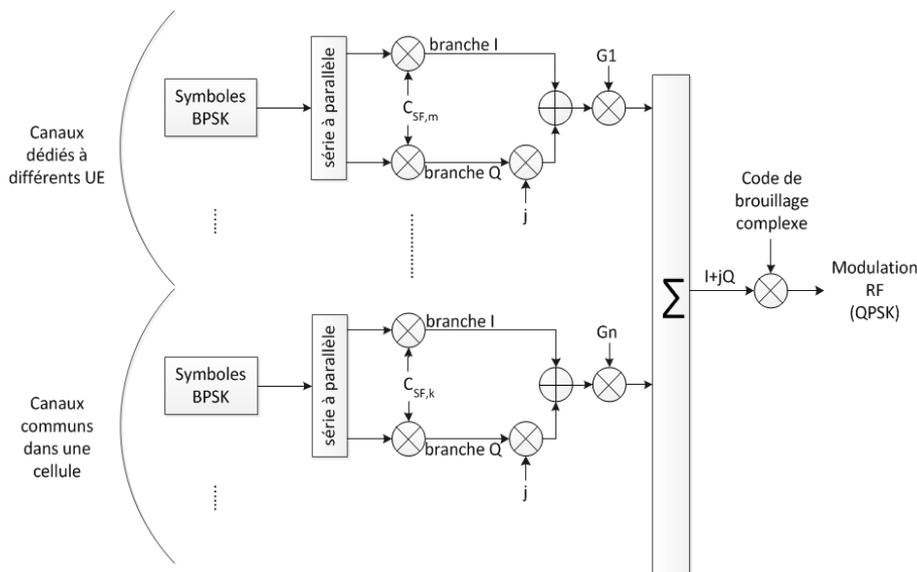


FIGURE 1.13 – Schéma simplifié du mapping *Balanced QPSK* en voie descendante.

L'UE, quant à lui, partage les canaux suivant les branches I et Q, comme décrit Fig. 1.14. On parle alors de *Dual-Channel QPSK*, où deux sources de données distinctes viennent alimenter les voies I et Q de la modulation QPSK, à la différence de la *Balanced QPSK* utilisée en voie descendante. En voie montante, un ou plusieurs canaux sont donc attribués à la branche I, et d'autres, distincts des premiers, sont attribués à la branche Q. Les branches étant orthogonales, il est encore une fois possible d'utiliser le même code de canalisation

pour les deux branches. La suite de la modulation est identique à la voie descendante, le code d'embrouillage complexe étant cette fois-ci associé à l'UE. À noter que les différents gains sont toujours associés aux canaux, émis ici sur la voie I ou Q.

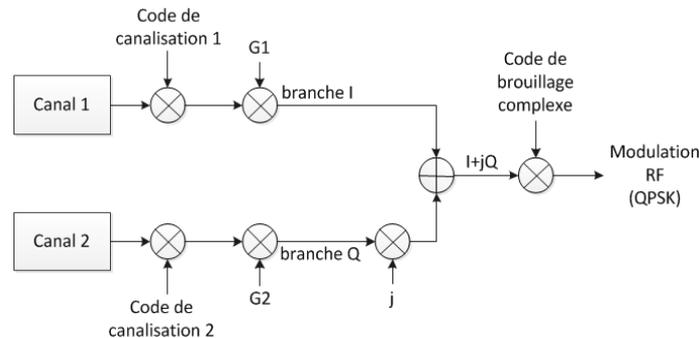


FIGURE 1.14 – Schéma simplifié du mapping *Dual-Channel* QPSK en voie montante.

Vient ensuite la question du codage de canal, qui a beaucoup évolué en UMTS par rapport aux systèmes 2G. Il n'y a plus ici de schémas de codage de canal prédéfinis, mais un large ensemble de possibilités, variant suivant les canaux émis et l'évolution du bilan de liaison. Nous ne rentrerons pas dans les détails de ce système appelé *rate matching*, mais il permet à l'UMTS d'obtenir une grande dynamique du rendement de codage de canal, notamment par l'utilisation de mécanismes de poinçonnage ou de répétitions. Concernant les codeurs disponibles, deux codeurs convolutifs de rendement respectif $\frac{1}{2}$ et $\frac{1}{3}$, ainsi qu'un turbo code de rendement $\frac{1}{3}$ peuvent être utilisés.

Les débits atteignables dépendent du facteur d'étalement considéré. La voie montante peut employer des SF de valeurs 4, 8, 16, 32, 64, 128 et 256. La voie descendante peut également utiliser un SF de 512. Les débits maximaux atteignables au niveau de la couche physique sont présentés dans le Tableau 1.4. En voie montante, il est possible d'utiliser jusqu'à 3 codes orthogonaux sur les 4 disponibles du SF 4 pour l'émission de *data*. Le dernier code étant bloqué par l'utilisation d'un code de SF 256, dédié à un canal de signalisation obligatoire lors de la transmission de *data*. Grâce à l'orthogonalité des branches I et Q, il est donc possible pour l'UE de transmettre simultanément 6 canaux de *data* et un canal de signalisation. Ce type de transmission est appelée "transmission multicode". En voie descendante, la modulation QPSK permet d'atteindre des débits deux fois plus élevés qu'en voie montante pour le même SF. Le Node B peut aussi utiliser des transmissions multicodes en attribuant 3 codes à des canaux de *data*, destinés à un unique UE. Le dernier code est réservé à un canal de signalisation. Concernant la voie descendante, les débits donnés sont approximatifs. C'est la présence de bits de signalisation entre les blocs de données utiles qui vient diminuer le débit final. De plus, les débits maximaux sont ici majorés, les en-têtes des couches MAC et réseaux étant négligées. Il est aussi nécessaire de prendre en compte le rendement du codage de canal, venant diminuer les débits donnés dans ce tableau.

1.2.2.3 La montée en débit et en complexité : les évolutions HSPA et HSPA+

Depuis la Release 99, le système UMTS n'a cessé d'être amélioré, même si l'attention du 3GPP est désormais focalisée sur les évolutions de la 4G et la 5G. Les deux principales améliorations de l'UMTS portent le nom de HSPA (*High Speed Packet Access*) et HSPA+ (ou *HSPA Evolution*), commercialement regroupées sous l'appellation "3G+". Ces évolutions ont été progressives, se développant au fur et à mesure des Releases du 3GPP, en commençant par la Release 5 en 2002. En effet, le HSPA et le HSPA+ sont des agrégations

SF	Débit binaire brut en voie montante (kbps)	Débit binaire brut approximatif en voie descendante (kbps)
512	/	6
256	15	21
128	30	51
64	60	90
32	120	210
16	240	432
8	480	912
4	960	1872
multicode	5760	5616

TABLE 1.4 – Détails des débits binaires par canal de *data* en voie montante et descendante.

d'améliorations, regroupant un ensemble d'évolutions successives de l'UMTS, dont seules les principales seront données ici. L'Annexe A.2 donne une description plus complète des technologies HSPA et HSPA+.

Le HSPA est un regroupement des deux technologies HSDPA (*High Speed Downlink Packet Access*) pour la voie descendante et HSUPA (*High Speed Uplink Packet Access*) pour la voie montante. La première est apparue avec la Release 5 et la seconde avec la Release 6 en 2005. Les améliorations majeures concernent à la fois une augmentation du débit, une réduction de la latence du système et une recherche d'une plus grande dynamique dans l'adaptation de lien et l'allocation de ressources en voie descendante. En effet, le système UMTS avait été pensé à la base pour le transfert de données volumineuses et était donc inadapté à des transmissions courtes mais fréquentes, comme celles générées par l'utilisation d'Internet en générale. Le système HSDPA permet donc, dans un premier temps, de répondre à ce besoin pour la voie descendante. Ensuite, il ajoute également le support du Type II HARQ IR (*Incremental Redundancy*), déjà employé dans le système EDGE (voir la section 1.2.1.4), ainsi que du Type II HARQ Chase. Ce dernier mécanisme permet une recombinaison des trames répétées juste avant le processus de décodage du code correcteur d'erreurs. À la différence du mécanisme de redondance incrémentale IR, l'émetteur retransmet des trames identiques, qui seront stockées au niveau du récepteur pour être recombinaisonnées. Il a néanmoins été démontré que la technique IR offrait généralement de meilleures performances que le mécanisme Chase pour un rendement de codage de canal donné, au prix d'une plus grande complexité. Enfin, le HSDPA introduit une modulation d'amplitude en quadrature à 16 états ou 16-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), doublant ainsi le débit maximal en voie descendante. En voie montante, le HSUPA ajoute la modulation QPSK, ainsi que des améliorations équivalentes à celles apportées par le HSDPA.

En Release 7, le HSUPA se dote également de la modulation 16-QAM. La voie descendante obtient aussi des améliorations avec l'ajout de la modulation 64-QAM et de l'utilisation de techniques multi-antennes MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) avancées. Dans la Release 99, l'UMTS employait déjà des techniques MIMO en voie descendante, avec la possibilité d'utiliser un précodage espace-temps, technique nommée STTD (*Space-Time Transmit Diversity*) au 3GPP, ou encore la technique du *beamforming*. De plus amples détails sur ces techniques MIMO sont fournis dans l'Annexe A.2. La Release 7 introduit le multiplexage spatial mono-utilisateur ou SU-MIMO (*Single-User MIMO*). Le SU-MIMO permet la transmission de plusieurs flux de données indépendants sur les mêmes ressources

temps-fréquences, en les séparant sur le plan spatial. Chaque flux est transmis sur une couche spatiale (terme consacré) à destination d'un même récepteur. Le débit se trouve donc multiplié par le nombre de couches spatiales. La Release 7 introduit du SU-MIMO à deux couches spatiales ou 2×2-MIMO (2 antennes en émission et 2 en réception respectivement), l'ajout de plusieurs antennes au niveau de l'UE augmentant nécessairement sa complexité.

Les Releases 8 à 12 mirent en place progressivement le système HSPA+, composé du *Dual-Carrier HSDPA* (DC-HSDPA) et du *Dual-Carrier HSUPA* (DC-HSUPA), même si certaines sources considèrent l'introduction du SU-MIMO en Release 7 comme le début du HSPA+. Le principal mécanisme ajouté par le HSPA+ est l'agrégation de porteuses, permettant donc à l'émetteur d'utiliser non plus une seule bande de 5 MHz, mais plusieurs, contiguës ou non, et augmentant d'autant le débit maximal. L'appellation *Dual-Carrier* fait référence à l'utilisation première de deux porteuses par un même UE ou un même Node B. Au final, en ajoutant les modulations d'ordre élevé et la technique SU-MIMO à l'agrégation de porteuses, il est possible d'obtenir des débits de plusieurs centaines de Mbps en voie descendante. Le HSPA+ fait d'ailleurs partie des systèmes IMT-Advanced, descendant des systèmes IMT-2000, et qui constituent les normes dites 4G. Le livre suivant [20] constitue une source d'informations riche, concernant principalement le HSPA+, jusqu'à la Release 12 de 2014. Les lecteurs intéressés sont invités à le consulter si un complément d'informations est souhaité.

1.2.2.4 Conclusion

Alors que la 2G a vu se mettre en place un véritable réseau de téléphonie sans fil, ainsi que le début de la transmission de *data*, la 3G a vu l'utilisation d'Internet sur mobile se découpler et a dû évoluer avec cette tendance. En soi, la 3G a rempli ses objectifs vis à vis des utilisateurs. Les débits offerts n'ont cessé d'augmenter et la latence de diminuer, mais au prix d'une complexité toujours plus grande. La nécessité de gérer les MAI, de réduire les interférences entre porteuses, l'ajout de modulations d'ordres plus élevés, l'utilisation de techniques MIMO et l'agrégation de porteuses ont mis une forte pression sur la conception de l'UE, notamment sur l'amplificateur de puissance devant être fortement linéaire, rester à un coût raisonnable et avoir une consommation énergétique limitée. Néanmoins, il est aujourd'hui possible d'intégrer ces technologies dans un système compact, rendant accessible aux utilisateurs les débits élevés fournis par la 3G. Un autre point noir des technologies 3G, est l'existence de différents systèmes 3G non compatibles entre eux, rajoutant de la complexité aux UE souhaitant pouvoir réaliser du *roaming* international. L'ouvrage [21] décrit une version détaillée de l'UMTS jusqu'à la Release 5. Le Tableau 1.5 résume les performances théoriques maximales des technologies UMTS, HSPA et HSPA+.

En ce qui concerne les débits maximaux réels, on associe souvent à l'UMTS des débits de 384 kbps en voie montante et descendante ou 2 Mbps uniquement en voie descendante. Pour la voie descendante, on comprend que le débit maximal de 2 Mbps (avec multicode et codage de canal de rendement $\frac{1}{2}$) implique une concentration de toutes les ressources radio du Node B pour un unique UE, ce qui n'est pas réalisable dans les faits et le débit de 384 kbps est plus souvent cité. En voie montante, il semble que sur le terrain, l'implémentation des UE ne leur permettaient pas de dépasser les 384 kbps. Ces valeurs de 384 kbps et 2 Mbps sont aussi à mettre en relation avec le cahier des charges des technologies IMT-2000. Pour le HSPA, les débits maximaux réels, dans des conditions de transmission usuelles, se situent vers 3 Mbps en voie descendante et 1 Mbps en voie montante. Pour le HSPA+, les débits réels dépendent de la Release implémentée sur le réseau, ainsi que de la combinaison modulation, multiplexage spatial et agrégation de porteuses choisie. En effet, un certain

nombre d'opérateurs ont préféré se concentrer sur la 4G, plutôt que sur l'évolution du HSPA+. Ainsi, il est commun d'avoir des débits théoriques maximaux de 21 Mbps en voie montante et 42 Mbps en voie descendante. Pour les débits réels, ils sont de l'ordre du triple de ceux du HSPA classique, le HSPA+ offrant surtout plus de capacité aux cellules, ainsi qu'une meilleure QoS pour les UE en bordure de cellule. À noter que tous les débits donnés ici ne prennent pas en compte le rendement du codage de canal.

Standard	UMTS Release 99	HSPA	HSPA+
Débit maximal approx. en voie montante	6 Mbps (384 kbps usuellement)	12 Mbps (1 Mbps)	70 Mbps (3 Mbps)
Débit maximal approx. en voie descendante	6 Mbps (384 kbps usuellement)	14 Mbps (3 Mbps)	340 Mbps (10 Mbps)
Latence	250 ms	70 ms	30 ms

TABLE 1.5 – Caractéristiques usuelles des technologies 3G et 3G+.

1.2.3 Les technologies 4G : LTE et LTE-A

En 2005, à l'époque de la parution de la Release 5 du 3GPP incluant le début du HSDPA, un nouveau standard concurrent à l'UMTS est apparu : le WiMAX mobile (*Worldwide Interoperability for Microwave Access mobile*), plus connu sous le nom de IEEE 802.16e. Normalisé par l'IEEE et le WiMAX Forum, des groupements d'entreprises comparables au 3GPP, le WiMAX mobile a pour objectif de permettre à ces nouveaux acteurs de gagner des parts de marché sur le secteur des télécommunications mobiles, en concurrence directe avec les acteurs traditionnels. Le 3GPP se devait donc de réagir, et c'est ainsi que débutèrent les travaux sur le LTE (*Long Term Evolution*), travaux qui se terminèrent en décembre 2008 pour la Release 8 du 3GPP. Le LTE, de la même manière que le WiMAX mobile, se base sur la technologie radio OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*), en rupture avec les technologies cellulaires précédentes. Le 3GPP se détache donc du CDMA utilisé dans l'UMTS, et donc aussi des brevets associés, possédés par un nombre restreint d'entreprises. Cette nouvelle technologie d'accès a fait du LTE une technologie dite 4G, même si, à la façon du WiMAX mobile, le système LTE fait techniquement partie des technologies IMT-2000 (3G). De plus, le LTE a été largement adopté comme solution de connectivité 4G par les opérateurs, de sorte que la famille des technologies CDMA 2000 n'aura pas de successeur opérationnel dans la 4^{ème} génération de technologies cellulaires. De même, le WiMAX mobile ne rencontra pas le succès escompté et est aujourd'hui utilisé minoritairement comme solution 4G.

Les motivations derrière le LTE ne se cantonnaient évidemment pas uniquement au contexte industriel, et des objectifs plus techniques étaient aussi à l'œuvre. Face au succès de l'utilisation d'Internet sur mobile et à la démocratisation des *smartphones*, le LTE se devait d'offrir une plus grande capacité, des débits plus élevés et une latence réduite, comparés aux systèmes UMTS et HSPA. L'agilité en fréquence était aussi au cœur des considérations, le système devant fonctionner avec des largeurs de bandes variables. Enfin, le LTE devait proposer un service de qualité suffisante aux utilisateurs en forte mobilité (jusqu'à 350 km/h). Toutes ces exigences (et d'autres non citées ici) étaient remplies lors de l'introduction du LTE fin 2008.

En analogie avec l'UMTS, le LTE dispose de 2 modes de fonctionnement, l'un en FDD et l'autre en TDD. Nous nous intéresserons ici uniquement au mode FDD, en continuité

de la section sur l'UMTS.

1.2.3.1 Les nouveaux réseaux cœur et d'accès

À la différence de l'UMTS qui basait son réseau cœur sur celui de la 2G, le standard LTE introduit de tout nouveaux réseaux cœur et d'accès, respectivement nommés EPC (*Evolved Packet Core*) et E-UTRAN (*Evolved-UTRAN*⁶). Ils doivent remplir de fortes exigences, notamment en termes de capacité, de maintien de service en mobilité, d'adaptation rapide de QoS, de connectivité IP et de latence. Une particularité du LTE par rapport à ses prédécesseurs, est le support unique des services paquets. La voix doit donc être transportée en mode paquet, c'est ce qu'on appelle la VoIP (*Voice over IP*). En réalité, devant les fortes contraintes de QoS imposées par la VoIP, la plupart des opérateurs ont préféré garder le transfert de la voix en mode circuit. L'UE passe donc sur le réseau 2G ou 3G lors d'un appel. Une interconnexion avec les réseaux 2G et 3G est donc prévue dans le standard. Des évolutions comme VoLTE (*Voice over LTE*) et VoWiFi (*Voice over WiFi*) ont aussi été mises en place plus récemment.

La Fig. 1.15 présente l'architecture classique des réseaux cœur et d'accès du LTE. Concernant l'EPC, il a été conçu pour séparer les plans de contrôle et usager de l'UE. Le plan usager regroupe tout ce qui a trait aux traitements des données émises ou destinées à l'utilisateur. Le plan contrôle regroupe toutes les fonctionnalités de contrôle du plan usager, comme l'établissement et la relâche de connexion. C'est le MME (*Mobility Management Entity*) qui va gérer le plan contrôle et c'est la S-GW (*Serving-GateWay*) qui va gérer le plan usager. Cette séparation permet de dimensionner séparément les plans contrôle et usager, ainsi que d'optimiser l'implémentation matérielle des équipements selon leur rôle. L'architecture EPC prévoit également un mécanisme d'équilibrage de charges inter-MME, permettant à la charge de s'équilibrer automatiquement entre les différents nœuds MME d'une même zone géographique (on parlera de *pool*).

Dans le détail, la S-GW est le point de passage de tous les paquets IP en provenance de et destinés à l'UE. Il garde en mémoire les *bearers* (notion héritée de l'UMTS) de l'UE lorsque ce dernier est en mode veille et sert de point d'ancrage pour l'interconnexion avec les autres réseaux 3GPP 2G et 3G. Le MME gère toute la signalisation entre l'UE et l'EPC. Il est responsable de l'établissement, la reconfiguration et la relâche des *bearers* de l'UE. Il est aussi en charge de la sécurité entre l'UE et le réseau cœur. Le HSS a un rôle similaire à celui qu'il a dans les réseaux 2G/3G. Concernant la P-GW (*Packet Data Network GateWay*), ses fonctions concernent principalement l'allocation d'une adresse IP à l'UE et la mise en application de la qualité de service négociée. La P-GW peut inspecter les paquets IP reçus, de sorte à appliquer une éventuelle facturation, et d'assurer la qualité de service en rapport avec le flux concerné. Elle sert aussi de point d'ancrage avec les réseaux non-3GPP, comme le CDMA 2000 et le WiMAX. Enfin, le PCRF (*Policy and Charging Rules Function*), nœud optionnel, communique au P-GW les informations de facturation ou de QoS à appliquer. Ces dernières sont spécifiques à l'abonnement de l'utilisateur. Par exemple, si l'utilisateur dépasse la quantité maximale de *data* allouée par son forfait, le PCRF peut indiquer au P-GW de brider la connexion Internet de l'UE.

Concernant le réseau d'accès, on remarque tout de suite la disparition du contrôleur de station de base. Cette fonctionnalité est désormais incluse dans la station de base, renommée eNode B (eNB ou *evolved-Node B*). L'inconvénient principal de cette disparition est la montée en complexité de la station de base, de même que son implication dans la gestion de la mobilité. C'est pourquoi une connexion inter-eNB est disponible, le lien X2. En compa-

6. Pour rappel l'UTRAN est le nom du réseau d'accès de l'UMTS

raison, les avantages sont nombreux. La latence du système s'en trouve fortement réduite. Les investissements des opérateurs, en vue d'une augmentation du nombre d'utilisateurs, sont aussi réduits, cette configuration évitant la multiplication inutile des contrôleurs. Enfin, une même eNode B peut être connectée à plusieurs MME et/ou S-GW. Cette existence d'un raccordement multiple permet un éventuel équilibrage de charges entre les nœuds, de même qu'une redondance en cas de panne d'un nœud du réseau. Le lien X2 est notamment utilisé dans le cadre de la coordination d'interférence inter-cellulaire ICIC (*Inter-Cell Interference Coordination*). En effet, le facteur de réutilisation de fréquence en LTE est classiquement de 1, c'est à dire que, tout comme dans le cas de l'UMTS, les différentes cellules peuvent utiliser la même bande de fréquence. Des détails sur l'ICIC sont fournis plus loin, à la section 1.2.3.4.

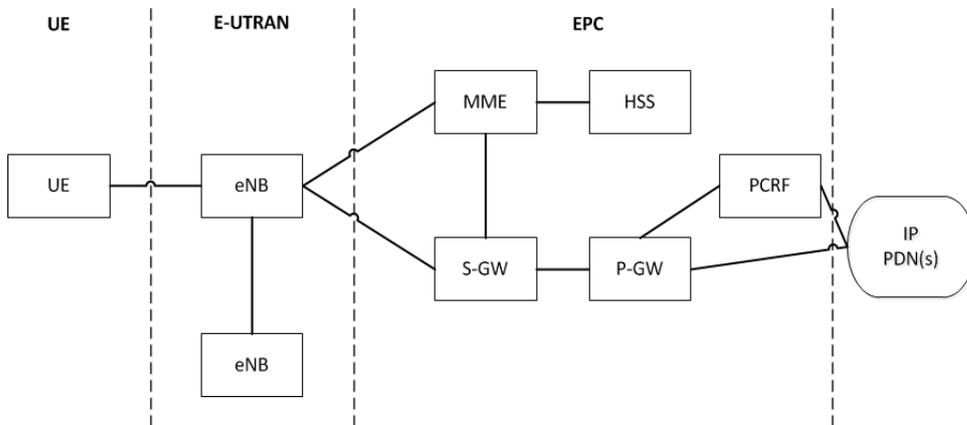


FIGURE 1.15 – Architecture du réseau d'accès et du réseau cœur LTE.

La séparation des plans contrôle et usager, ainsi que l'utilisation d'un seul élément pour l'E-UTRAN ont aussi permis une évolution plus simple du réseau, qui s'enrichit de nouvelles fonctionnalités à chaque Release. Pour le réseau d'accès, on pourra aussi évoquer la volonté d'être au plus près de l'utilisateur, avec la conception de cellules de très petites tailles (cellule micro, pico et femto). Ces petites cellules offrent une meilleure qualité de service, car elles peuvent avoir un meilleur bilan de liaison avec leurs utilisateurs. De plus, les stations de base associées sont moins voyantes et plus simples à mettre en place. La cellule femto est prévue pour couvrir le domicile de l'utilisateur, l'eNode B étant placée directement chez ce dernier.

1.2.3.2 La modulation OFDM

L'histoire de l'OFDM commence à la fin des années 1960 [22], mais son utilisation dans des systèmes industriels ne débuta réellement qu'à partir des années 1990. La modulation OFDM est par exemple utilisée pour la connexion Internet filaire ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Lines*), ou encore dans le standard DVB-T (*Digital Video Broadcasting - Terrestrial*), dédié à la diffusion terrestre de la télévision numérique. Les raisons du choix de la modulation OFDM pour le système LTE et du mécanisme de multiplexage associé OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) sont multiples, et elles seront exposées au cours de cette section. Il doit être noté que la modulation OFDM n'est utilisée qu'en voie descendante, et un dérivé, le SC-FDMA (*Single Carrier Frequency Division Multiple Access*), est utilisé en voie montante.

1.2.3.2.1 Principe général de l'OFDM

Le principe sur lequel repose l'OFDM est simple : la modulation consiste à répartir l'information à transmettre entre N sous-canaux ou N sous-porteuses, chacune de ces sous-porteuses transmettant $\frac{1}{N}$ ^{ème} de la ressource totale. Le filtrage de mise en forme étant classiquement rectangulaire, les spectres de ces sous-porteuses sont des sinus cardinaux qui se recouvrent mutuellement, comme présenté Fig. 1.16. Le signal résultant vérifie par construction des propriétés d'orthogonalité qui permettent d'extraire en réception l'information portée par une sous-porteuse, sans pâtir d'interférences dues à la présence des sous-porteuses voisines. Ainsi, dans le cas du LTE, où des sous-ensembles de sous-porteuses sont attribués de façon spécifique à chaque utilisateur, l'interférence entre les utilisateurs peut être nulle en théorie. C'est le principe de l'OFDMA. Cette dernière caractéristique représente un changement majeur par rapport au système UMTS utilisant le CDMA, le service offert par ce dernier étant dégradé par la présence des autres utilisateurs. La modulation OFDM étant par nature très agile en fréquence, elle peut être employée pour des largeurs de bandes variables. Celles considérées dans le système LTE sont de 1.4, 3, 5, 10, 15 et 20 MHz. L'existence de largeurs de bandes de tailles variables est aussi un avantage par rapport à la 3G, l'optimisation de l'utilisation de la ressource fréquentielle étant un facteur clé dans le déploiement d'un réseau cellulaire. Enfin, un autre avantage de l'OFDM est que le canal peut être considéré comme non sélectif en fréquence pour chacune des sous-porteuses, ce qui permet en réception de ne mettre en œuvre qu'une égalisation à un coefficient complexe par sous-porteuse. En effet, comme la largeur de bande d'une sous-porteuse est typiquement très inférieure à la bande de cohérence du canal, la réponse fréquentielle du canal vu par chaque sous-porteuse est plate.

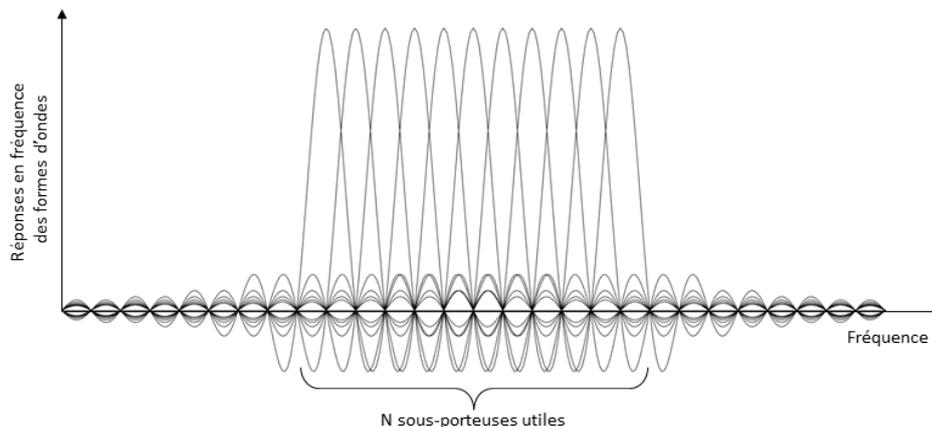


FIGURE 1.16 – Représentation fréquentielle d'un symbole OFDM.

1.2.3.2.2 Le signal OFDM

Le signal OFDM est composé de N sous-porteuses, régulièrement espacées d'une valeur Δf . Nous considérons que le spectre de chaque sous-porteuse est décrit par un sinus cardinal de largeur $\frac{1}{T_u}$, avec T_u la durée d'un symbole OFDM, équivalente à la durée du fenêtrage rectangulaire. Ainsi, la valeur minimale de Δf pour que la condition d'orthogonalité des sous-porteuses soit respectée est $\Delta f = \frac{1}{T_u}$.

Durant la durée T_u , le signal transporte N symboles d'information a_n (avec $0 \leq n \leq N - 1$), pour N sous-porteuses. Les a_n sont des symboles complexes prenant leurs valeurs dans un alphabet dépendant de la modulation employée, cette dernière étant typiquement une modulation d'amplitude QAM ou de phase PSK. On considère que le symbole a_n est transporté par la $n^{\text{ème}}$ sous-porteuse de fréquence $f_n = f_0 + n\Delta f$, avec f_0 la fréquence d'origine. On peut ainsi exprimer le signal OFDM sur l'intervalle de temps $[0, T_u[$ comme,

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \Re \left[a_n \Pi(t) \exp \left(j2\pi \left(f_0 + \frac{n}{T_u} \right) t \right) \right], \quad (1.3)$$

avec $\Re[\cdot]$ la partie réelle et $\Pi(t)$ la fonction porte, correspondant à l'effet du fenêtrage temporel rectangulaire. Le facteur $\frac{1}{\sqrt{N}}$ permet de normaliser l'énergie du signal. En notant f_c la fréquence centrale du signal, telle que $f_c = f_0 + \frac{N}{2T_u}$, on a,

$$s(t) = \Re \left[\Pi(t) \exp(j2\pi f_c t) \underbrace{\sum_{n=0}^{N-1} \frac{a_n}{\sqrt{N}} \exp \left(j2\pi \left(n - \frac{N}{2} \right) \frac{t}{T_u} \right)}_{\tilde{s}(t)} \right], \quad (1.4)$$

que l'on peut réécrire comme,

$$s(t) = \Re [\Pi(t) \tilde{s}(t) \exp(j2\pi f_c t)], \quad (1.5)$$

avec $\tilde{s}(t)$ l'enveloppe complexe du signal $s(t)$. Le spectre de cette enveloppe complexe étant limité à l'intervalle de fréquence $[-\frac{N}{2T_u}, \frac{N}{2T_u}]$, le signal $\tilde{s}(t)$ peut donc être échantillonné à la fréquence $\frac{N}{T_u}$. L'expression du $k^{\text{ème}}$ échantillon temporel d_k est donc,

$$\begin{aligned} d_k &= \tilde{s} \left(\frac{kT_u}{N} \right), \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \frac{a_n}{\sqrt{N}} \exp \left(j2\pi \left(n - \frac{N}{2} \right) \frac{k}{N} \right), \\ &= (-1)^k \sum_{n=0}^{N-1} \frac{a_n}{\sqrt{N}} \exp \left(j2\pi \frac{nk}{N} \right). \end{aligned} \quad (1.6)$$

Ce dernier résultat montre que le signal peut être facilement généré en utilisant une transformée de Fourier discrète inverse IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*). La multiplication par $(-1)^k$ permet de recentrer le spectre autour de la fréquence nulle, et donc d'obtenir une représentation en bande de base du signal.

1.2.3.2.3 Le modulateur OFDM

Un modulateur classique OFDM est décrit Fig. 1.17. Les symboles complexes d'information à transmettre passent d'abord dans un convertisseur série-parallèle (le bloc "S/P"). Puis, l'opération d>IDFT est mise en œuvre efficacement par l'algorithme d'IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*), et va transposer les symboles complexes du plan fréquentiel au plan temporel. Une unique opération d'IFFT est réalisée pour l'ensemble de la bande attribuée à la cellule. Enfin, les échantillons temporels sont remis en série et transmis au bloc radiofréquence (RF), puis à l'antenne. En réception, une opération de FFT permettra de retrouver le symbole émis à l'origine sur chaque sous-porteuse.

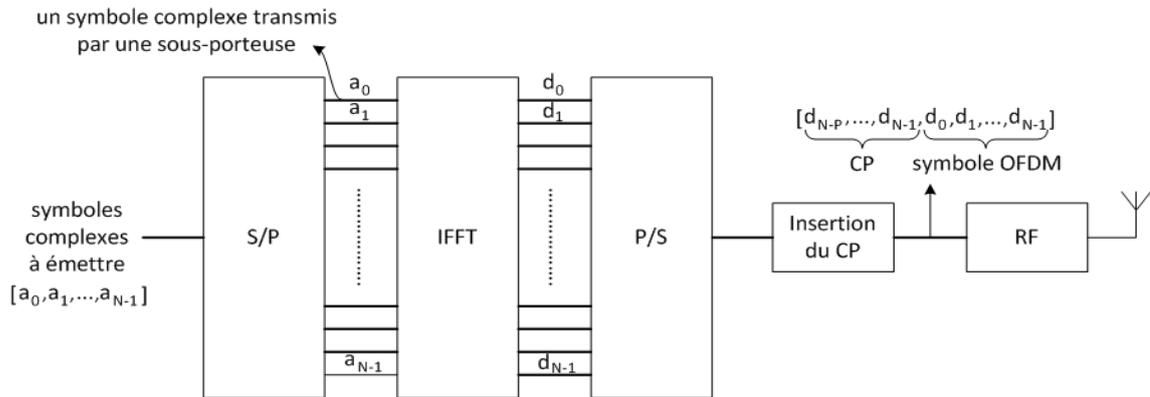


FIGURE 1.17 – Schéma d'un modulateur OFDM.

On remarquera l'insertion d'un préfixe cyclique CP (*Cyclic Prefix*) devant le symbole OFDM avant les traitements RF. Le CP, de taille P , n'est qu'une répétition de la fin du symbole OFDM au début de celui-ci, et représente un intervalle de garde. On parle alors de CP-OFDM. L'objectif de cet intervalle de garde est d'éviter que deux symboles OFDM successifs n'interfèrent entre eux, l'interférence (temporelle) étant causée par les répliques du signal provenant des trajets multiples (canal multi-trajets). Au sein de l'intervalle de garde, le signal peut également être nul et on parle alors de *Zero Padding* OFDM (ZP-OFDM). Si l'intervalle de garde de type CP a une longueur supérieure à celle de la réponse impulsionnelle du canal, il permet alors, non seulement de remplir le précédent rôle de l'intervalle de garde de type ZP, mais aussi de faire apparaître le signal comme périodique sur l'intervalle de temps constitué du CP et du symbole OFDM. En conséquence, il est possible de montrer que la convolution du symbole OFDM par le canal de propagation peut se ramener, dans le plan fréquentiel, à la multiplication par un scalaire complexe, de chaque symbole porté par une sous-porteuse. Ce scalaire est égal à la réponse fréquentielle du canal de propagation sur la sous-porteuse en question. L'étape d'égalisation du symbole OFDM est donc simplifiée, mais au prix d'une consommation d'énergie accrue pour transmettre le CP. En réception le CP est supprimé dès le début de la chaîne de réception numérique, avant l'opération de FFT.

1.2.3.2.4 L'OFDMA en LTE

Comme déjà expliqué, le multiplexage utilisé en LTE se nomme OFDMA et consiste à attribuer à chaque utilisateur un sous-ensemble de sous-porteuses. Avec l'OFDM, il est possible de choisir les sous-porteuses attribuées en fonction de la qualité du canal de propagation expérimenté par l'utilisateur sur chacune d'elles. En principe, il est donc possible de n'attribuer à un UE que les sous-porteuses où son bilan de liaison est le meilleur, de sorte à maximiser la capacité du système. C'est le mécanisme de *scheduling* en fréquence, géré par le *scheduler*.

En réalité, la granularité d'attribution des ressources fréquentielles en LTE ne se fait pas par sous-porteuse mais par ensemble de 12 sous-porteuses contiguës, de 15 kHz chacune. Un ensemble de 12 sous-porteuses s'appelle un PRB (*Physical Resource Block*), occupant une bande de 180 kHz de large. Les informations qui suivent sont résumées sur la Fig. 1.18. Un PRB représente un groupe de sous-porteuses fixes, définies par le système. Une allocation de ressources sur la voie descendante (ou montante) attribue toujours les PRB par couple, chacun des PRB représentant une durée d'un *slot* de 0.5 ms, pour 7 symboles OFDM (en

comptant la présence du CP). Un couple de PRB s'étend donc sur 2 *slots*, équivalent à une sous-trame. Les PRB d'un même couple peuvent être disjoints en fréquence et ils n'ont alors aucune sous-porteuse en commun. La Fig. 1.18 représente l'allocation d'un couple de PRB où les 2 PRB sont identiques. Plusieurs couples de PRB peuvent être attribués pour le même flux, augmentant ainsi le débit, les PRB étant toujours choisis de sorte à maximiser le bilan de liaison d'un UE donné.

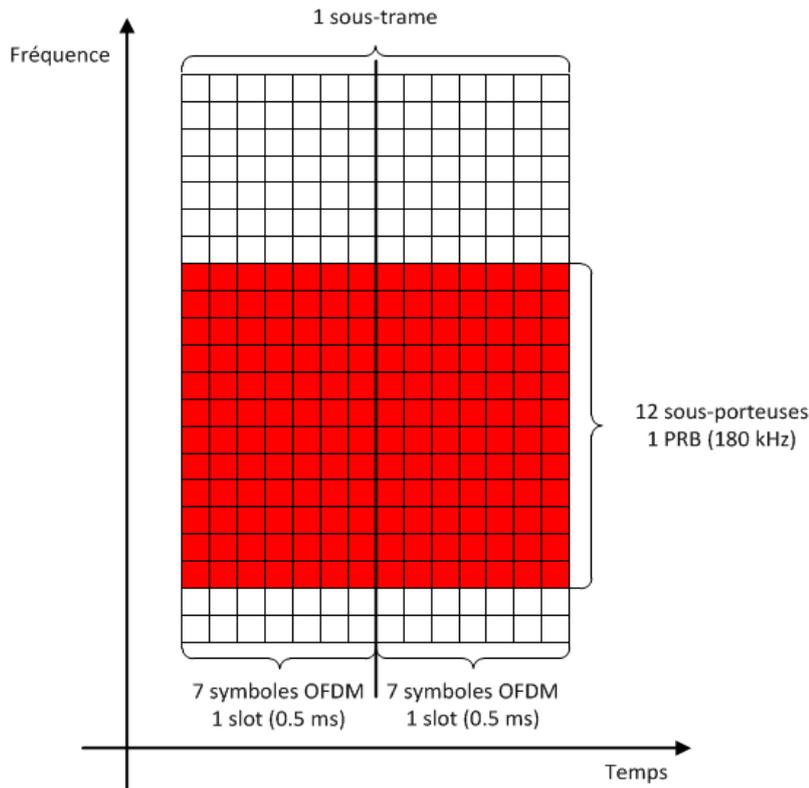


FIGURE 1.18 – Exemple d'allocation d'un couple de PRB.

1.2.3.2.5 Les inconvénients

Malgré ses nombreux avantages, la modulation OFDM présente quelques inconvénients majeurs. Tout d'abord chaque émetteur doit posséder une excellente synchronisation en fréquence. En effet, si les sous-porteuses émises sont décalées en fréquence, alors elles interféreront avec les sous-porteuses des émetteurs voisins, brisant l'orthogonalité. La synchronisation temporelle doit aussi être bonne, un trop grand retard pouvant interférer temporellement le symbole OFDM suivant. Enfin, les contraintes mises sur l'amplificateur de puissance sont très fortes. Le PAPR (*Peak to Average Power Ratio*), ratio entre la puissance moyenne et la puissance crête du signal, est très élevé, nécessitant l'emploi d'un amplificateur fortement linéaire. Augmenter la plage de linéarité et donc l'efficacité d'un amplificateur conduit à une augmentation de son coût et de sa consommation d'énergie. Ces inconvénients font que l'OFDM reste viable pour son utilisation en voie descendante mais pas en voie montante, pour laquelle la modulation SC-FDMA a été choisie.

1.2.3.3 La modulation SC-FDMA

Le schéma d'un modulateur SC-FDMA est présenté sur la Fig. 1.19. Ce dernier se base sur un modulateur OFDM classique, auquel on a ajouté une étape de pré-codage par DFT. La taille M de la DFT dépend du nombre de sous-porteuses allouées à l'UE, donc $M \leq N$, même si de manière générale, un unique UE n'occupera pas toute la bande disponible. Ainsi, un symbole z_m émis sur une sous-porteuse est une combinaison linéaire des symboles d'informations en entrée. De plus, par rapport à l'OFDM, les sous-porteuses utilisées par l'UE doivent toutes être contiguës. Cela revient à dire que, si plusieurs PRB sont alloués à un UE⁷, alors ils seront nécessairement contigus en fréquence. Cette contrainte, ajoutée au pré-codage par DFT, transforme le spectre du signal émis en un spectre classique d'un signal mono-porteuse.

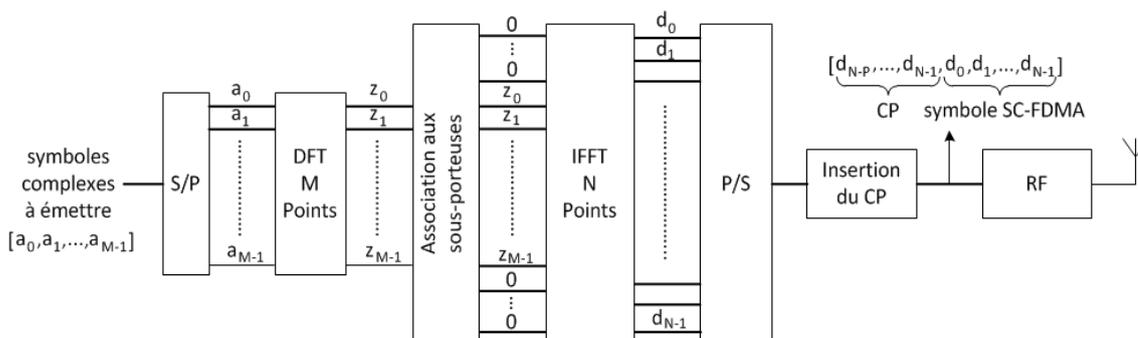


FIGURE 1.19 – Schéma d'un modulateur SC-FDMA.

Grâce à ces modifications, le SC-FDMA dispose de nombreux avantages pour la voie montante. Tout d'abord, le SC-FDMA garde une certaine agilité en fréquence, la bande allouée à un UE pouvant être de largeur variable. Il est aussi possible de choisir une bande de fréquence où l'UE expérimente un canal propice, même si la contiguïté des PRB restreint cet avantage. De plus, l'égalisation est toujours facilitée par la présence d'un préfixe cyclique. Enfin, l'avantage principal est que le PAPR se situe entre celui de l'OFDM et celui d'une modulation mono-porteuse classique, ce qui permet de réduire le coût et la consommation énergétique de l'amplificateur de puissance au sein de l'UE. On peut aussi noter que les contraintes sur la synchronisation fréquentielle sont relâchées, la modulation SC-FDMA étant moins sensible à la présence d'un offset en fréquence.

1.2.3.4 Gestion de l'interférence entre cellules

À la façon de l'UMTS et du HSPA, des cellules LTE voisines utilisent typiquement la même bande de fréquence, impliquant des interférences entre cellules. Pour contrôler ces interférences, les eNode B voisins doivent se coordonner, d'où la notion d'ICIC (*Inter-Cell Interference Coordination*). Une première technique ICIC nommée FFR (*Fractional Frequency Reuse*) permet d'interdire, pour une certaine durée, l'utilisation de certaines ressources fréquentielles aux cellules voisines. De cette façon, le système peut diminuer facilement les interférences entre cellules, au prix d'une capacité par cellule réduite. L'autre technique est nommée *Soft Reuse* et permet de modifier la puissance d'émission sur certaines ressources en fréquence. En voie montante, comme un UE en bordure de cellule aura tendance à émettre avec une puissance plus élevée qu'un UE proche du centre, il

7. Comme en voie descendante, l'allocation de ressources s'effectue par couple de PRB et plusieurs couples de PRB peuvent être alloués.

interférera naturellement plus avec les cellules voisines. Un raisonnement analogue peut être mené en voie descendante, une puissance plus importante devant être utilisée pour atteindre les UE en bordure de cellule, ce qui augmente l'interférence subie par des UE également en bordure, mais servis par d'autres cellules. Le *Soft Reuse* consiste donc à permettre aux UE éloignés d'une cellule d'émettre (ou de recevoir) avec plus de puissance, mais sur des ressources en fréquences déterminées. Les autres cellules ont connaissance de ces fréquences protégées et peuvent les allouer à des UE proches du centre. En voie montante, ces UE peuvent facilement se faire entendre en augmentant leurs puissances d'émission. En voie descendante, les cellules interférentes peuvent réduire leurs puissances d'émission. Les interférences entre cellules ne sont donc pas nulles, comme cela peut être le cas avec la technique FFR, mais elles sont fortement réduites et elles ne détériorent que peu la capacité de chaque cellule [23].

Les techniques ICIC reposent donc à la fois sur l'allocation de ressources (*scheduler*) et sur le contrôle de puissance d'émission, notamment dans le cas de la voie montante. Cette coordination entre cellules peut être statique, semi-statique ou dynamique. La coordination statique est généralement fixée par l'opérateur, et reste valable durant une longue période (une journée). La coordination semi-statique passe par des communications via les liens X2. Typiquement, la coordination semi-statique est mise à jour avec une latence de quelques dizaines de millisecondes, ce qui ne permet pas de s'adapter précisément aux évolutions du canal radio. Le lien X2 et les protocoles utilisés ne permettent pas une latence plus faible entre deux eNode B, réservant la coordination dynamique aux cellules gérées par un même eNode B.

1.2.3.5 Schémas de modulation et codage

Concernant la modulation et le codage, le système LTE utilise de nombreuses techniques déjà évoquées dans le cadre de la 2G et de la 3G. Un codeur convolutif et un turbo codeur, tous deux de rendement $\frac{1}{3}$, peuvent être employés. Le code convolutif est utilisé pour des blocs de petites tailles en entrée ($< 100\text{bits}$), car il offre de meilleures performances que le turbo-code dans ce cas. Le système LTE emploie également des codes en blocs pour protéger certaines informations de contrôle, dont le bloc d'entrée est uniquement constitué de quelques bits, mais dont la réception est primordiale pour le bon fonctionnement du système. Le rendement du codage de canal est adapté dynamiquement, le LTE employant des mécanismes de poinçonnage ou de répétition pour respectivement augmenter ou diminuer le rendement. À ce mécanisme est associé un entrelacement des données. Un mécanisme d'embrouillage (*scrambling*) est ensuite appliqué aux données. Le processus d'embrouillage est effectué par l'addition modulo 2 des données binaires à une séquence pseudo-aléatoire de Gold de longueur 31, à la façon de l'UMTS. Ici, il n'est pas question d'étalement de spectre, l'addition étant effectuée bit à bit. Deux propriétés de la séquence de Gold sont utilisées. Tout d'abord, comme dans la 3G, elle permet de différencier le flux d'un UE de flux interférents ou encore les flux d'un même UE dans le cas du MIMO, réduisant encore l'interférence entre les canaux. Ensuite, l'aspect pseudo-aléatoire (ou bruité) de la séquence de Gold évite au signal d'avoir des propriétés de périodicité non désirées, pouvant créer des lobes spectraux secondaires plus importants que souhaités. Enfin, différents schémas de modulation sont utilisés. On retrouve les modulations BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM. Les modulations d'ordres élevés sont plus aisément utilisées que dans le système UMTS, grâce aux nombreux mécanismes de réductions d'interférences et à l'efficacité de l'égalisation en réception. Pour configurer le codage de canal à utiliser, 29 MCS⁸ sont définis dans

8. Pour rappel un MCS *Modulation and Coding Scheme* est un schéma de codage et de modulation.

le système LTE, mais ne seront pas détaillés dans ce manuscrit.

Pour encore augmenter le débit et la qualité de service du système, les techniques MIMO sont introduites dès les premières spécifications du LTE, avec comme obligation pour la station de base d'avoir au moins 2 antennes émettrices et 2 antennes réceptrices (2×2), et pour l'UE d'avoir au moins une antenne émettrice et 2 antennes réceptrices (1×2). Les techniques MIMO utilisées sont similaires à celles du HSPA et HSPA+ (voir l'Annexe A.2), avec un nouveau mécanisme de multiplexage spatial multi-utilisateurs ou MU-MIMO (*Multi-User MIMO*) pour la voie descendante. Le MU-MIMO est une combinaison des principes de multiplexage spatial et de *beamforming*. Ainsi, une eNode B peut transmettre plusieurs flux d'informations destinés à plusieurs UE différents, sur les mêmes ressources temps-fréquence. Chaque flux est transmis en utilisant un précodage spatial particulier calculé de sorte à minimiser l'interférence entre les flux d'information à destination d'utilisateurs distincts. Sous certains aspects, le précodage utilisé en MU-MIMO s'apparente à la formation de voie traditionnelle pour les antennes réseaux. Il permet ainsi de contrôler le rayonnement des antennes pour transmettre chaque flux dans la ou les directions de propagation de chaque utilisateur. On comprend alors de manière générale, que les UE doivent être suffisamment distants pour que les flux n'interfèrent pas (trop) entre eux. Pour respecter les contraintes d'échantillonnage spatial, la création des faisceaux est basée sur l'utilisation d'antennes organisées en réseaux avec une distance entre antennes de $\frac{\lambda}{2}$, avec λ la longueur d'onde.

Ainsi, le système LTE montre sa supériorité face aux systèmes 3G. Grâce à son utilisation de l'OFDM et à sa gestion efficace des interférences entre cellules, le système LTE parvient à réduire considérablement les interférences subies par le signal. Le LTE peut donc plus aisément utiliser des modulations d'ordres élevés, ainsi que les techniques MIMO. Le *scheduling* en fréquence associé aux modulations OFDM et SC-FDMA permet une utilisation optimale du spectre. Son agilité en fréquence lui permet aussi de s'adapter à différentes configurations de largeur de bandes. Ces avantages, alliés à de nombreux autres mécanismes non présentés dans ce manuscrit, ont fait du LTE une grande réussite, à la fois techniquement que commercialement. Les lecteurs souhaitant plus de détails sur le système LTE peuvent consulter le livre [23].

1.2.3.6 LTE-A et LTE-MTC : le LTE à long terme

Le LTE-A (*LTE-Advanced*), système commercialement présenté comme la 4G+, est l'évolution logique du système LTE, paru en 2011 avec la Release 10 du 3GPP. L'emploi du terme *Advanced* est à mettre en relation avec le label IMT-Advanced (IMT-A), que le LTE-A possède. Pour devenir un membre des technologies estampillées IMT-A, le LTE-A a, entre autres, un débit et une capacité supérieurs à ceux du système LTE. L'accès au rang de technologie IMT-A a permis au LTE-A de bénéficier de bandes de fréquences supplémentaires, notamment la bande des 800 MHz⁹, dont les fréquences basses favorisent la propagation en espace libre. Le concurrent direct du LTE-A est le WiMAX 2.0 de l'IEEE, plus connu sous le nom de norme IEEE 802.16m, faisant lui aussi partie des systèmes IMT-A. Comme son prédécesseur, le WiMAX 2.0 n'a pas connu le succès escompté, conséquence logique du faible succès du WiMAX mobile.

Parmi les améliorations apportées par le LTE-A en vue d'augmenter le débit et la capacité du système, on pourra citer l'agrégation de porteuses, similaire à celle effectuée

9. Même si la bande des 800 MHz était à l'origine réservée aux systèmes IMT-A, elle a été regroupée avec les autres bandes IMT-2000 sous la classification de bandes IMT. En revanche, la ressource spectrale étant rare, les pays ont privilégié l'attribution de certaines bandes à des technologies performantes. C'est le cas de la bande des 800 MHz.

dans le HSPA+, avec un premier palier fixé à 5 bandes de 20 MHz. Ce palier fut augmenté avec les Releases suivantes pour atteindre 2 fois 100 MHz. Les bandes de fréquences agrégées peuvent être disjointes. Un schéma SU-MIMO 8×8 a été ajouté en voie descendante, ainsi que les schémas 2×2 et 4×4 en voie montante. Depuis la Release 12, le LTE-A soutient également la modulation 256 QAM en voie descendante. Enfin, on peut aussi citer la possibilité pour les UE de se voir allouer des PRB disjointes en voie montante [23]. Pour cela, la puissance d'émission doit être réduite (pour l'amplificateur de puissance), limitant l'utilisation de ce mécanisme aux UE dans de bonnes conditions radios. En revanche, l'utilisation du spectre en voie montante devient plus performante, et le *scheduling* en fréquence peut permettre de compenser la perte d'efficacité due à la baisse de puissance en émission.

Pour conclure sur les évolutions du système LTE, nous parlerons brièvement du LTE-Cat0, début du LTE-MTC. Par LTE-MTC, on entend l'évolution des systèmes LTE vers les transmissions dédiées au M2M (*Machine to Machine*) ou MTC (*Machine Type Communications*). Ce que nous nommons ici LTE-Cat0 est en réalité la définition d'une nouvelle catégorie d'UE en Release 12, la fameuse catégorie 0. En effet, les UE compatibles avec le fonctionnement du LTE et/ou du LTE-A sont répartis en catégories. Chaque catégorie dispose de caractéristiques propres, comme par exemple un débit maximal ou une liste des modulations supportées. Il existe des catégories en voie montante et descendante. La catégorie 0 définit des UE de faible complexité, avec une réduction de complexité de l'ordre de 50 % par rapport à la catégorie 1 (la moins complexe après la catégorie 0 au moment de la Release 12). La catégorie 0 limite les débits en voie montante et descendante à 1 Mbps et le nombre d'antennes imposées se réduit à une seule antenne en réception. De plus, l'UE peut désormais fonctionner en mode half-duplex et non plus full-duplex. Enfin, la Release 12 introduit un mode réduisant la consommation énergétique de l'UE, le PSM (*Power Saving Mode*). Configuré dans ce mode, l'UE dispose de périodes de sommeil durant lesquelles il n'est plus joignable, réduisant ainsi sa consommation d'énergie. Cet ensemble de caractéristiques encourage des objets peu complexes avec des ressources énergétiques limitées à utiliser la 4G comme solution de connectivité¹⁰. C'est donc un premier pas vers l'utilisation des réseaux cellulaires pour l'IdO.

1.2.3.7 Conclusion

La 4G constitue actuellement la dernière génération de technologies cellulaires, la cinquième génération (5G) se profilant pour l'horizon 2020. Tout comme les technologies 3G, le LTE et le LTE-A ont utilisé un large ensemble de mécanismes pour supporter la charge croissante des utilisateurs de *data* mobile. Mais contrairement à la 3G, employant un multiplexage CDMA, l'OFDMA employé en 4G permet de diminuer drastiquement les interférences subies par les transmissions, améliorant grandement les performances du système. Il est difficile de déterminer un débit moyen du LTE et du LTE-A, celui-ci dépendant de la configuration de la transmission. On pourra tout de même retenir qu'avec 200 MHz de bande après agrégation, une modulation 256-QAM et un multiplexage 8×8 -MIMO, un débit théorique de 12.8 Gbps est atteignable au niveau de la couche physique.

Mais l'évolution de la 4G ne s'est pas uniquement dirigée vers l'augmentation des débits, et avant la Release 13 et le "véritable" commencement de la prise en charge de l'IdO sur les réseaux cellulaires, le LTE s'était déjà en partie tourné vers les communications M2M avec l'ajout de la catégorie 0 pour les UE. On peut aussi noter la mise en place de protections

¹⁰. L'objectif premier de la catégorie 0 était de fournir une alternative se basant sur la 4G, au modem 2G, et ceci à coût égal.

pour le réseau dès la Release 10, contre une forte augmentation du nombre d'utilisateurs, luttant ainsi contre un risque de saturation.

1.2.4 Conclusion sur le potentiel des réseaux cellulaires dans le cadre de l'IdO

À ce stade, nous avons fourni une vision d'ensemble des besoins de l'IdO et des différentes générations de technologies cellulaires. Dans le cadre de l'étude de l'évolution des technologies cellulaires dans le contexte de l'IdO, nous devons désormais choisir une génération comme base de notre travail. En effet, nous ne pouvons pas exhaustivement rechercher l'ensemble des évolutions possibles pour toutes les générations de technologies, car une étude complète demanderait une quantité de travail non compatible avec la durée de la thèse. Il nous semble donc important de choisir une génération d'étude, mais laquelle ?

Les réseaux 2G existent depuis de nombreuses années et sont les réseaux les plus déployés sur la planète. De plus, ils ont été pensés pour fonctionner avec des UE (ou MS) de faible complexité et consommant peu d'énergie. Les débits proposés sont compatibles avec ceux requis par les usages de l'IdO. Un point négatif est la possibilité d'une réutilisation des fréquences 2G pour la 4G, cette dernière utilisant déjà les bandes 800 MHz et 2.6 GHz, limitant l'avenir de la 2G au profit de celui de la 4G. Néanmoins, cette possibilité se restreint aux pays développés, les pays en voie de développement utilisant encore massivement les réseaux 2G.

Les technologies 3G semblent plus délicates à utiliser. Au premier abord, l'emploi du CDMA semble une excellente idée pour l'IdO, offrant la possibilité de multiplexer un très grand nombre d'UE, avec des communications longues portées et des débits variables. En réalité, le système souffre déjà des interférences, situation qui empirerait avec l'arrivée de l'IdO sur le système. Le nombre limité de codes d'étalement en voie descendante est aussi problématique. De plus, le standard CDMA 2000 est aussi très utilisé, obligeant l'évolution conjointe de plusieurs technologies. Enfin le CDMA demande toujours l'utilisation de brevets, possédés par une poignée d'entreprises, exigeant donc un surcoût non désirable, dans le cas de l'IdO.

Enfin, le LTE semble, tout comme le système GSM/GPRS, propice à être utilisé dans le contexte de l'IdO. Le standard est largement utilisé à travers le monde comme solution de connectivité 4G. Les modulations OFDM et SC-FDMA permettent une grande flexibilité en fréquence et donc en débit. De plus, le LTE emploie des techniques de codage de canal très performantes, lui permettant d'avoir une très bonne couverture. Il a été aussi montré, par la création d'une catégorie 0 d'UE, qu'un fonctionnement à faible complexité et avec des économies d'énergie était compatible avec le système LTE. Comme inconvénient majeur, on peut citer le déploiement progressif du LTE, qui n'atteint pas encore celui de la 2G.

Les deux générations qui se dégagent sont donc la 2G et la 4G. C'est d'ailleurs le choix effectué par le 3GPP pour évoluer dans le contexte de l'IdO en attendant la 5G. Même si la 2G est amenée à disparaître dans un futur plus ou moins lointain, dans l'état actuel du déploiement mondial, la 2G supplante la 4G. L'objectif étant ici de modifier rapidement les standards pour combattre efficacement les solutions LPWAN indépendantes, la 2G nous semble être une réponse efficace et adaptée. De plus, les équipements 2G sont déjà amortis et la technologie maîtrisée, augmentant le potentiel de la 2G pour le développement d'objets à bas coût. Néanmoins, sur le long terme, il semble difficile de se passer d'une évolution de la 4G, au moins dans les pays développés souhaitant utiliser leurs fréquences 2G pour la 4G, et offrant déjà une bonne couverture 4G dans les principales villes et sur les grands axes.

1.3 Description de la couche physique du système GSM/GPRS

Comme nous allons étudier plus particulièrement les solutions d'évolutions des technologies 2G pour l'IdO, il nous semble nécessaire de donner de plus amples précisions sur le fonctionnement de la couche physique du système GSM/GPRS. Nous décrirons donc dans cette section le fonctionnement de la modulation GMSK, ainsi qu'une partie des canaux logiques utilisés dans le système GSM/GPRS.

1.3.1 La modulation GMSK dans le système GSM

1.3.1.1 Les modulations CPM

Les explications et équations suivantes sont particulièrement inspirées de l'ouvrage [24].

Avant de décrire à proprement parler la modulation GMSK, nous allons tout d'abord nous intéresser à la modulation MSK. La modulation MSK fait partie des modulations dites à modulation de phase continue ou CPM (*Continuous Phase Modulation*). Comme son nom l'indique, une modulation CPM a la particularité d'imposer une continuité de la phase du signal émis. Une expression générale du signal est donnée sous la forme,

$$s(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi(t, \mathbf{I}) + \phi_0). \quad (1.7)$$

L'amplitude du signal A est supposée constante, de même que la phase initiale du signal ϕ_0 . f_c est la fréquence porteuse à laquelle est transmis le signal. Enfin, $\phi(t, \mathbf{I})$ est la phase modulée du signal, avec \mathbf{I} l'ensemble des symboles en entrée du modulateur jusqu'à l'instant t . La séquence d'information \mathbf{I} prend typiquement ses valeurs dans une constellation de taille fixe, dépendant de la modulation utilisée, avec les éléments $\pm 1, \pm 3, \pm 5$, etc ... Une expression générale de la phase modulée est,

$$\phi(t, \mathbf{I}) = 2\pi \sum_{k=-\infty}^n I_k h_k q(t - kT), \quad nT \leq t \leq (n+1)T, \quad (1.8)$$

où les I_k représentent la séquence d'information, T est la durée d'un symbole I_k , les h_k sont les indices de modulation et $q(t)$ est une forme d'onde normalisée propre à la modulation CPM choisie. D'après l'équation (1.8), on constate la présence d'une forme de mémoire dans la phase modulée, par l'utilisation de l'ensemble des I_k jusqu'à l'instant t . C'est pourquoi on appelle les modulations CPM des modulations à mémoire, et c'est aussi pourquoi la phase est continue : la transition de phase induite par un nouveau symbole en entrée, commence nécessairement au dernier état de phase de sortie.

1.3.1.2 La modulation MSK

La modulation MSK est une modulation à symbole binaire ($I_k = \pm 1$), employant un indice de modulation constant $h = \frac{1}{2}$, ainsi qu'une forme d'onde particulière, décrite par,

$$q(t) = \int_0^t g(\tau) d\tau, \quad (1.9)$$

avec $g(t)$ un pulse rectangulaire de durée T , de sorte que $q(T) = \frac{1}{2}$ si l'origine du pulse est à $t = 0$. Ainsi, on peut exprimer la phase modulée d'après l'équation (1.8) comme,

$$\begin{aligned} \phi(t, \mathbf{I}) &= \frac{1}{2}\pi \sum_{k=-\infty}^{n-1} I_k + \pi I_n q(t - nT), \\ &= \theta_n + \frac{1}{2}\pi I_n \frac{t - nT}{T}, \quad nT \leq t \leq (n+1)T, \end{aligned} \quad (1.10)$$

où θ_n est la valeur de la phase modulée à l'instant $t = nT$. C'est cette valeur qui constitue la mémoire du système et la continuité de la phase. En remplaçant la phase modulée du signal émis dans l'équation (1.7), on obtient,

$$s(t) = A \cos\left(2\pi\left(f_c + \frac{1}{4T}I_n\right)t - \frac{1}{2}n\pi I_n + \theta_n + \phi_0\right). \quad (1.11)$$

On peut constater deux choses à partir des formules précédentes. Tout d'abord, la modulation MSK effectue un changement de phase de $\pm\frac{\pi}{2}$ suivant la valeur du symbole émis. Si $I_n = +1$, alors la transition sera de $+\frac{\pi}{2}$, et inversement si $I_n = -1$. Ce changement de phase ne s'effectue pas brutalement, mais de manière continue durant toute la durée du symbole. Plus la durée du symbole T sera élevée, et plus la transition de phase sera douce. Ensuite, on peut interpréter l'expression du signal à l'équation (1.11), comme celui d'un signal modulé en fréquence ou FSK (*Frequency Shift Keying*), mais à phase continue. On parle alors de modulation CPFSK (*Continuous Phase FSK*). Dans une telle modulation, à chaque symbole est associée une fréquence centrale correspondante, et la fréquence du signal est modifiée de façon continue en fonction des symboles en entrée. Une modulation FSK classique fonctionne de façon équivalente, à la différence que la fréquence est changée de manière brutale à chaque temps symbole, créant des lobes secondaires importants dans le spectre du signal. Les modulations CPFSK enlèvent cette discontinuité, et diminuent les lobes secondaires du spectre. En réalité donc, la modulation MSK fait partie des modulations CPFSK, qui sont elles-même une forme de modulation CPM. Ici, les fréquences correspondant respectivement aux symboles $I_n = +1$ et $I_n = -1$ sont,

$$\begin{aligned} f_1 &= f_c + \frac{1}{4T}, \\ f_2 &= f_c - \frac{1}{4T}. \end{aligned} \quad (1.12)$$

Ces fréquences sont séparées d'un intervalle $\Delta f = \frac{1}{2T}$. Cet écart de fréquences est l'intervalle minimal garantissant que la modulation CPFSK est orthogonale [24]. Cette orthogonalité assure que les signaux modulés n'interfèrent pas entre eux. C'est parce que l'intervalle Δf est minimal que la modulation MSK porte son nom de *Minimum-Shift Keying*.

La modulation MSK possède de nombreux avantages. Étant une modulation de phase, l'amplitude du signal ne varie pas et on parle alors de modulation à enveloppe constante. Ajoutée à la caractéristique de continuité en phase et aux transitions douces et progressives de la phase, la modulation MSK peut être utilisée avec des amplificateurs de puissance bon marché et économes en énergie. En effet, à l'époque de la parution du standard GSM, c'était un véritable challenge pour les constructeurs de concevoir un téléphone mobile qui soit à la fois compact, bon marché et avec une autonomie en énergie suffisante.

1.3.1.3 La modulation GMSK

Néanmoins, à la modulation MSK classique, on a préféré la modulation GMSK pour des raisons qui seront exposées plus loin. Pour construire la modulation GMSK, on utilise un filtre gaussien passe-bas de réponse impulsionnelle $h(t)$, égale à,

$$h(t) = \frac{\exp\left(-\frac{t^2}{2\lambda^2}\right)}{\sqrt{2\pi}\lambda}, \quad (1.13)$$

avec λ défini par l'égalité,

$$\frac{\lambda}{T} = \frac{\sqrt{\ln(2)}}{2\pi BT}. \quad (1.14)$$

Le produit BT présent dans la constante λ caractérise une modulation GMSK. On parlera toujours d'une modulation GMSK ayant un certain BT . Comme précédemment T est la durée d'un symbole (donc d'un bit dans notre cas) en seconde, et B est la bande passante à -3 dB en Hertz. Le produit BT est compris entre 0 et 1, et celui choisi pour le standard GSM vaut 0.3. Comparée à la modulation MSK classique donc, il suffit de convoluer le pulse rectangulaire $g(t)$ de l'équation (1.9) avec la réponse impulsionnelle du filtre gaussien pour obtenir une modulation GMSK. La forme d'onde $q(t)$ est égale à l'intégrale du résultat de la convolution et les étapes suivantes restent inchangées,

$$q(t) = \int_0^t (g \star h) d\tau = \int_0^t v(\tau) d\tau, \quad (1.15)$$

avec \star l'opérateur du produit de convolution. La Fig. 1.20 représente la forme du pulse $v(t)$ normalisé en fonction du produit BT choisi. On constate que plus le produit BT est faible, plus le pulse est long et donc plus il y aura d'IIS. En revanche, un produit BT faible implique, pour une valeur de T fixée par le système, que la bande à -3 dB B , diminue. Le spectre du signal modulé est donc plus compact, au prix d'une augmentation de l'IIS. Dans le système GSM, pour un produit $BT = 0.3$, il est convenu que le pulse dure 3 temps symbole, entre $t = -1.5T$ et $t = +1.5T$.

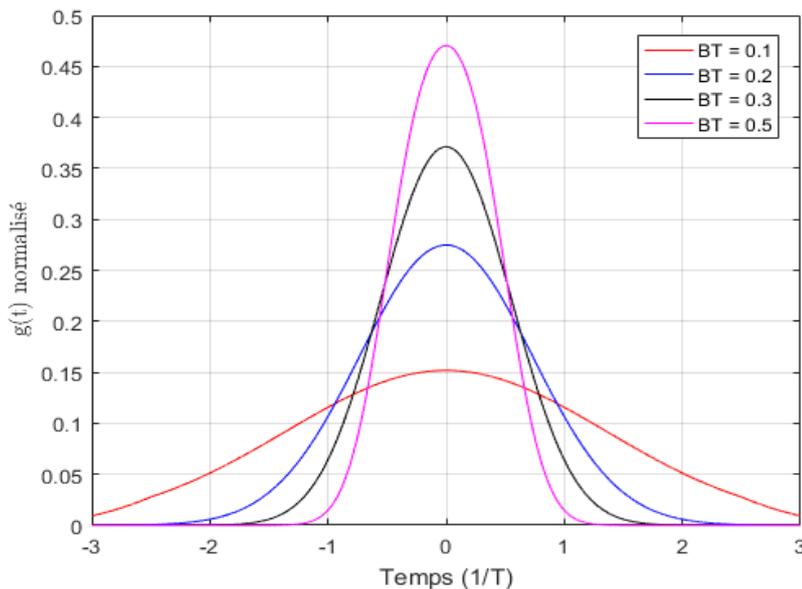


FIGURE 1.20 – Forme de pulse utilisée en GMSK pour différents produits BT .

La modulation GMSK a donc un spectre plus étroit que celui de la modulation MSK classique. C'est la raison principale du choix de cette modulation pour le standard GSM. Les densités spectrales de puissance d'une modulation MSK et de la modulation GMSK ($BT = 0.3$) sont présentées sur la Fig. 1.21. Les lobes secondaires de la modulation GMSK sont presque inexistantes comparés à ceux de la modulation MSK. Les interférences entre porteuses sont ainsi fortement réduites, ce qui améliore les performances globales du système. De plus, malgré un débit d'environ 270 kbps ($1000 \times \frac{13}{48} \approx 270.833$), seule une bande passante de 200 KHz a été retenue pour chaque canal GSM, montrant ici l'efficacité de la modulation GMSK. L'efficacité spectrale de la modulation GMSK utilisée est d'environ 1.35 bit/s/Hz.

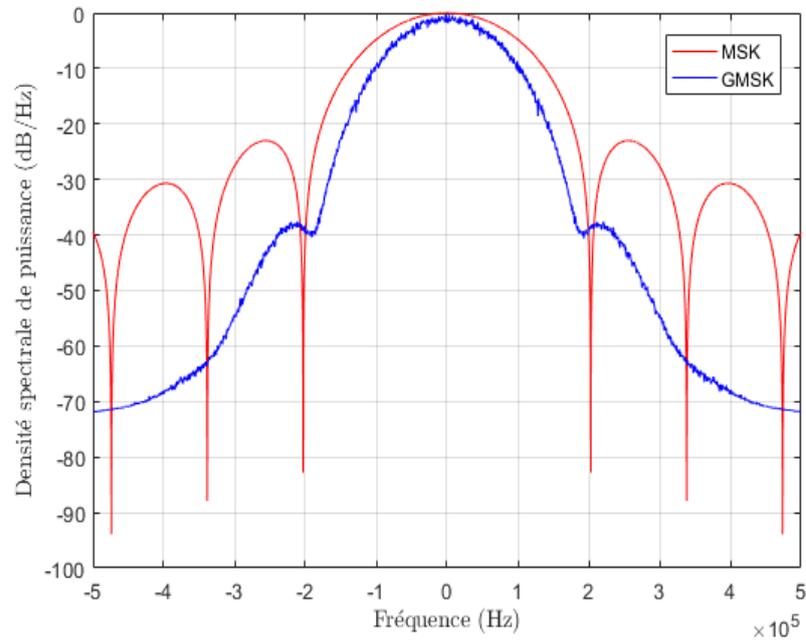


FIGURE 1.21 – Densités spectrales de puissance d’une modulation MSK et de la modulation GMSK de produit $BT = 0.3$.

Enfin, on pourra constater sur la Fig. 1.22 que la transition de phase est encore plus douce et progressive que dans le cas de la modulation MSK. Cette caractéristique réduit encore la pression mise sur l’amplificateur de puissance.

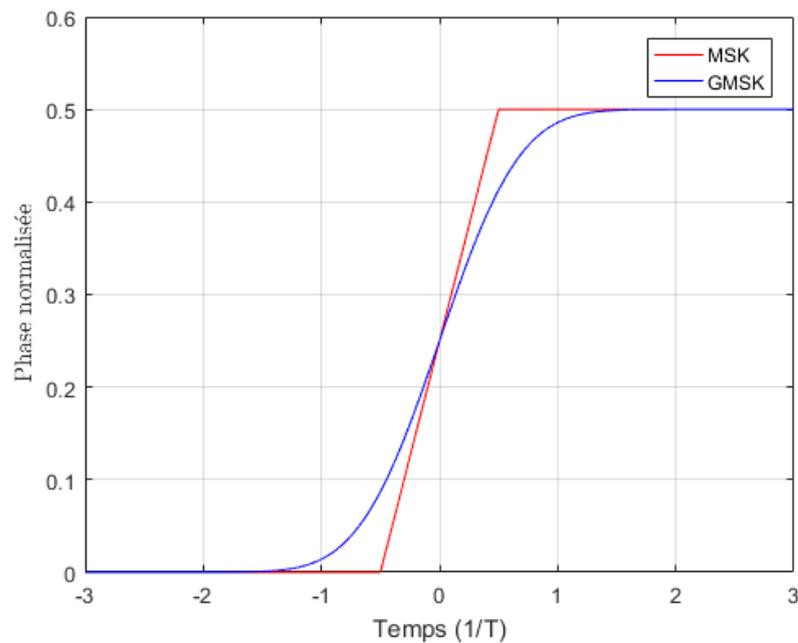


FIGURE 1.22 – Transition de phase d’une modulation MSK et de la modulation GMSK de produit $BT = 0.3$.

1.3.1.4 Linéarisation de la modulation GMSK

Définition 1. On considère une modulation qui, pour une entrée $I(t)$, donne un signal modulé $S(t)$.

Une modulation est dite linéaire si et seulement si, pour toutes combinaisons linéaires de signaux d'entrée, le signal modulé résultant est la combinaison linéaire des signaux modulés correspondant à chaque signal en entrée.

Ainsi, soient N signaux d'entrée $I_1(t), \dots, I_N(t)$, soient les N signaux modulés correspondants $S_1(t), \dots, S_N(t)$ et soient N facteurs réels constants a_1, \dots, a_N . Une modulation linéaire doit vérifier que, si $S(t)$ est le signal modulé du signal l'entrée $\sum_{i=1}^N a_i I_i(t)$, alors $S(t) = \sum_{i=1}^N a_i S_i(t)$.

Par exemple, les modulations d'amplitude QAM ou de phase PSK sont des modulations linéaires. En revanche, les modulations MSK et GMSK sont des modulations non linéaires, elles ne vérifient pas le principe de linéarité précédent. Néanmoins, pour des raisons pratiques d'implémentation, il est préférable de linéariser la modulation GMSK. Pour cela, on utilise la technique d'expansion en séries de Laurent [25], datant de 1986. Cette expansion permet de convertir un signal d'une modulation CPM binaire en une somme de pulses modulés en amplitude PAM (*Pulse Amplitude Modulated*). La somme est finie si le pulse utilisé pour la modulation CPM d'origine est de longueur finie LT , avec L un entier strictement positif. Pour une telle modulation, une somme de 2^{L-1} PAM sera nécessaire.

Dans le cas du GSM et de la modulation GMSK, la longueur L retenue est 3. Il est donc possible de représenter parfaitement la modulation GMSK du système GSM par une somme de 4 PAM. Ainsi, en reprenant les notations précédentes, le signal complexe $s(t)$ modulé et normalisé correspondant est égal à [26] [27],

$$s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^3 \exp\left(j\frac{\pi}{2} b_{k,n}\right) C_k(t - nT), \quad nT \leq t \leq (n+1)T, \quad (1.16)$$

où les signaux $C_k(t)$ sont les fameux PAM et où,

$$b_{k,n} = \sum_{m=-\infty}^n I_m - \sum_{m=1}^2 I_{n-m} a_{k,m}, \quad (1.17)$$

avec $a_{k,m} \in \{0, 1\}$ les coefficients de la représentation binaire de k ,

$$k = \sum_{l=1}^2 2^{l-1} a_{k,l}. \quad (1.18)$$

La Fig. 1.23 donne une représentation de l'amplitude des 3 premiers PAM. On montre que 99 % de l'énergie du signal est contenue dans le premier pulse $C_0(t)$. Une approximation raisonnable est donc de ne considérer que ce premier pulse pour la représentation de la modulation GMSK linéarisée.

D'après l'approximation, on a,

$$s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \exp\left(j\frac{\pi}{2} b_{0,n}\right) C_0(t - nT), \quad nT \leq t \leq (n+1)T, \quad (1.19)$$

et,

$$b_{0,n} = \sum_{m=-\infty}^n I_m. \quad (1.20)$$

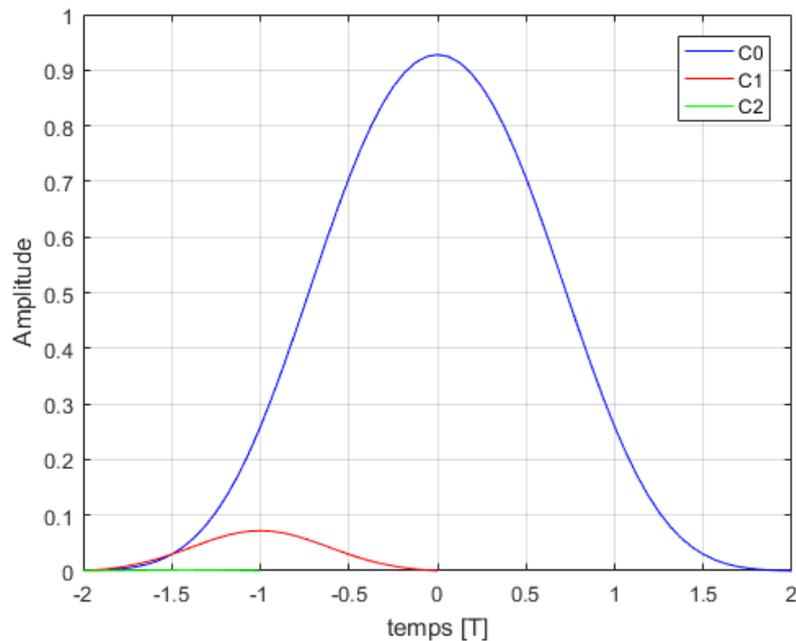


FIGURE 1.23 – Amplitude des trois premiers pulses issus de l'expansion en séries de Laurent de longueur 3 de la modulation GMSK pour $BT = 0.3$.

Comme nous le verrons dans un prochain chapitre, la linéarisation de la GMSK permet une implémentation très simple du modulateur et du démodulateur associé, tout en gardant les avantages de la modulation GMSK classique.

1.3.2 Les canaux logiques et formats de *bursts* dans le système GSM/GPRS

1.3.2.1 Les différents canaux logiques

Comme expliqué à la section 1.2.1 décrivant les systèmes 2G, les données sont émises au sein d'un ou plusieurs *burst(s)*, chaque *burst* étant transmis dans la durée d'un *slot* de $577 \mu\text{s}$. Un flux en émission ou réception occupera typiquement un *slot* par trame TDMA, sauf si le mécanisme de multislot du GPRS est employé. Pour rappel, une trame TDMA dure 4.615 ms et est composée de 8 *slots*. C'est la succession d'un *slot* particulier sur un certain nombre de trames TDMA qui va constituer une multitrame. Le GSM utilise des multitrames de tailles 51 ou 26 trames TDMA, alors que le GPRS emploie une taille unique de 52 trames TDMA.

On appelle canal physique, une succession de *slots* (ou parfois un seul *slot*) d'une multitrame sur une fréquence donnée. Un canal logique utilisera un canal physique pour transporter des informations d'une nature particulière. Les paragraphes suivants de cette section sont dédiés à la description des principaux canaux logiques (et éventuellement physiques) des systèmes GSM et GPRS, de sorte que le lecteur ait une meilleure vue d'ensemble de l'organisation et du fonctionnement de la couche physique.

Nous commencerons tout d'abord avec les canaux de trafic du système GSM, les TCH (*Traffic CHannel*). Un exemple de mapping des TCH sur une multitrame de trafic est présenté Fig. 1.24. Cette multitrame est composée de 26 trames TDMA, dont 24 sont utilisées par des TCH. Ce mapping est identique en voie montante et descendante, puisqu'il

s'agit de canaux duplex¹¹. En effet, le système GSM fonctionnant uniquement en mode circuit, l'ensemble des TCH d'une multitrame est réservé à l'utilisation d'un seul MS, que ce soit pour la voie montante ou descendante. En conséquence, le TCH fait partie des canaux dit dédiés, c'est à dire qu'ils sont alloués/utilisés par un unique MS. C'est aussi le cas du SACCH (*Slow Associated Control CHannel*), présent au centre de la multitrame de trafic. Lorsque le MS transmet et reçoit des données par les TCH, il est nécessaire de contrôler certains de ces paramètres, ainsi que de lui permettre de remonter certaines informations de contrôle. C'est le rôle du SACCH, même si d'autres canaux dédiés peuvent être alloués pour transmettre expressément des données de signalisation. Le SACCH permet, entre autres, de contrôler la puissance d'émission du MS, de lui permettre de remonter les mesures de puissances reçues des cellules voisines et de contrôler la valeur du délai de propagation aller-retour, le TA (*Timing Advance*). En effet, lorsque le MS émet un *burst*, il doit essayer, autant que possible, de l'envoyer au début du *slot* désiré. Le problème est que le MS a une référence de temps décalée de celle du système, dû aux délais de propagation entre le MS et la BTS. C'est pourquoi il est nécessaire que la BTS indique au MS de combien de temps il doit avancer son émission, de sorte que le *burst* émis arrive bien dans l'intervalle du *slot*. C'est le rôle du TA. Enfin, le dernier *slot* de la multitrame est laissé vacant (*idle*).

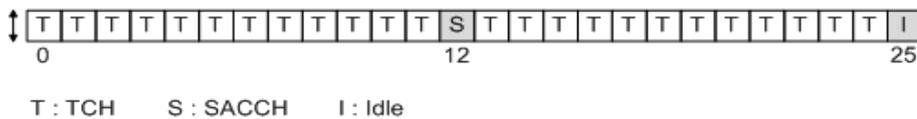


FIGURE 1.24 – Description d'une multitrame de trafic pour les voies montante et descendante.

Le canal physique le plus important pour le fonctionnement du système est celui de la voie balise ou *beacon channel* en anglais. Une description possible de la voie balise est disponible sur la Fig. 1.25. À proprement parler, la voie balise est une voie descendante, mais comme tout canal GSM, c'est un canal duplex, qui a donc une voie montante associée. La voie balise regroupe les canaux logiques qui vont permettre au MS de se connecter à la BTS. Une unique voie balise est attribuée à chaque BTS, sachant que les fréquences pouvant supporter une voie balise sont prédéfinies et connues du MS. Ainsi, lorsque le MS cherche un réseau, il va écouter l'ensemble des voies balises, jusqu'à détecter une transmission sur l'une d'elle. Il essaiera ensuite de se connecter sur la BTS dont il reçoit la plus grande puissance sur la voie balise. La voie balise utilisera nécessairement le *slot* numéro 0 de chaque trame TDMA à la fréquence allouée. La multitrame correspondante est constituée de 51 trames TDMA.

La voie balise descendante est composée de plusieurs canaux logiques de diffusion BCH (*Broadcast CHannel*) et de contrôle commun CCCH (*Common Control CHannel*), donc non dédiés :

- Le canal FCCH (*Frequency Correction CHannel*) : Son rôle est de permettre au MS de corriger son offset en fréquence et donc d'effectuer un calage fin de son oscillateur. Pour cela, le *burst* associé est constitué uniquement de bits '0' (symbole +1), ce qui permet, d'après la section précédente 1.3.1, d'émettre une sinusoïde pure à une fréquence $f_c + \frac{1}{4T}$, avec f_c la fréquence centrale. Sachant que $T \approx 3.69 \mu s$, on en déduit que le *burst* est émis à une fréquence d'environ +67.7 kHz par rapport à la fréquence centrale. Le canal FCCH fait partie des canaux BCH.

11. Pour rappel : cela signifie que l'émetteur, s'il reçoit des données, les recevra sur la fréquence associée à la fréquence montante, sur le même numéro de *slot*.

- Le canal SCH (*Synchronization CHannel*) : Le canal de synchronisation permet au MS d'obtenir à la fois une synchronisation fine quant au début de chaque *burst* en réception (différent du TA), mais aussi une synchronisation plus globale sur l'état du système, comme la position du canal SCH décodé dans la multitrame, ou encore le numéro de la multitrame. C'est le premier *burst* décodé après avoir obtenu la synchronisation fréquentielle à partir du FCCH. Le canal SCH fait partie des canaux BCH.
- Le canal BCCH (*Broadcast Control CHannel*) : Le BCCH donne l'ensemble des informations nécessaires au MS pour connaître le fonctionnement du système. Le BCCH contient, entre autres, l'identifiant de la cellule, la zone de localisation associée, l'organisation des *slots* dédiés aux CCCH, ainsi que des informations sur les cellules voisines. Le canal BCCH fait partie des canaux BCH.
- Le canal AGCH (*Access Grant CHannel*) : Ce canal a pour objectif de répondre à une demande d'allocation de ressources pour une transmission de la part du MS. Il va préciser le canal dédié attribué, ainsi que le TA calculé par le réseau. Le canal AGCH fait partie des canaux CCCH.
- Le canal PCH (*Paging CHannel*) : Lorsqu'elle veut engager la transmission d'un message de nature quelconque avec un MS spécifique, la BTS l'indique dans le canal PCH. C'est la technique du *paging*. S'il reçoit correctement la demande, le MS devra se signaler à la BTS. Le MS doit donc écouter régulièrement le PCH pour vérifier qu'il n'a pas de demandes de *paging*. Le canal PCH fait partie des canaux CCCH.

Les canaux appartenant aux canaux BCH utilisent principalement la voie balise, et sont mappés sur cette dernière de la façon décrite Fig. 1.25. Le reste des *slots* disponibles peut être utilisé de façon variable suivant des schémas prédéfinis, mais principalement par des canaux CCCH, comme présenté précédemment.

La voie montante associée à la voie balise est dédiée à l'accès aléatoire ou RACH (*Random Access CHannel*). Lorsque le MS doit contacter le réseau pour effectuer une transmission et demander une allocation de ressources, il le fait via le canal RACH. Comme son nom l'indique, le canal RACH est un canal d'accès aléatoire de type ALOHA synchronisé. Comme un *slot* du canal RACH ne peut pas être alloué à un MS spécifique, ce dernier doit tenter sa chance en utilisant le *slot* de son choix (mais utilisé par un canal RACH), plusieurs MS pouvant simultanément faire ce choix. En cas de non réponse de la part de la BTS, un système de retransmission est mise en place. De plus, le *burst* associé au canal RACH est très court comparé à la durée du *slot*, de sorte qu'il a de grande chance d'être contenu dans le *slot* visé à la réception par la BTS. En effet, c'est le RACH qui va permettre de calculer le TA, le MS ne possédant qu'une synchronisation partielle au moment de son utilisation du RACH. Enfin, il est possible de mapper un canal RACH sur chaque *slot* utilisé par un canal BCH, PCH ou AGCH en voie descendante. Le canal RACH fait également partie des canaux CCCH.

Concernant les canaux physiques et logiques du GPRS, ils sont semblables à ceux du GSM, mais adaptés au mode paquet. La Fig. 1.26 présente un canal physique typique en voie montante et descendante utilisé dans le système GPRS. On constate la présence de 12 blocs de 4 *slots*, ainsi que 4 autres *slots* indépendants, formant ainsi une multitrame de format unique de 52 trames TDMA. Dans une telle multitrame, chaque bloc peut être alloué dynamiquement à un canal logique : le système GPRS ne fonctionne pas en mode circuit, mais en mode paquet. Les canaux logiques sont très similaires à ceux de GSM. On retrouve, de façon optionnelle, la présence d'un canal PBCCH (*Packet BCCH*), transportant des informations propres au système GPRS. La position du PBCCH est indiquée

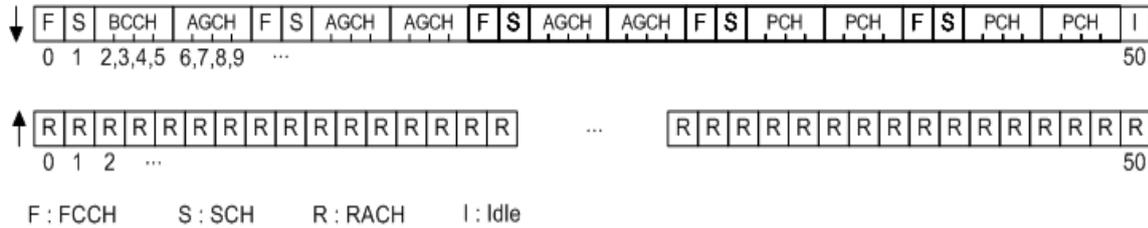


FIGURE 1.25 – Exemple de mapping de la voie balise en GSM, pour les voies montante et descendante.

dans le BCCH. Si le PBCCH est présent, alors les canaux PCCCH (*Packet CCCH*) sont également présents. On retrouve les équivalents GPRS des canaux RACH, AGCH et PCH, nommés respectivement PRACH (*Packet RACH*), PAGCH (*Packet AGCH*) et PPCH (*Packet PCH*). Leurs rôles sont similaires à ceux utilisés dans le système GSM. Le PRACH utilise toujours un seul *slot*. Le TCH est remplacé par le PDTCH (*Packet Data TCH*) sur les voies montante et descendante. La signalisation associée aux canaux PDTCH est portée par le canal PACCH (*Packet Associated Control CHannel*) qui est alloué dynamiquement. Le PACCH transporte notamment les éventuels acquittements, contrôle de puissance et nouvelles allocations de PDTCH. Enfin, le PTCCH (*Packet Timing advanced Control CHannel*) est dédié, lorsqu'il est présent, à la mise à jour du TA. Les canaux FCCH et SCH (entre autres) ne sont pas modifiés dans le système GPRS, qui utilise ceux déjà prévus dans le système GSM. Dans le contexte de l'IdO, l'utilisation du GPRS et du mode paquet semblent plus appropriés que le mode circuit du système GSM. On privilégiera donc l'utilisation de PDTCH, PTCCH et PACCH lors de l'envoi de données pour l'IdO.

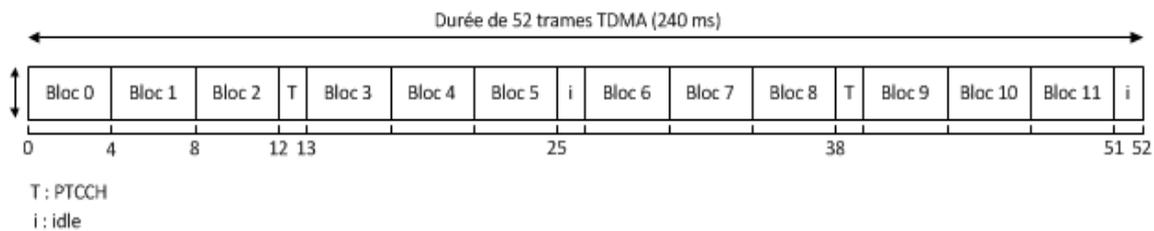


FIGURE 1.26 – Description d'une multitrame GPRS pour les voies montante et descendante.

1.3.2.2 Les différents formats de *bursts*

Chaque canal logique utilise un format de *burst* particulier. Il existe quatre formats de *burst* différents. Le plus couramment utilisé est le *burst* normal, décrit sur la Fig. 1.27. Ce dernier est employé par la plupart des canaux de signalisations, ainsi que par les canaux de données. Chaque *slot* dure $577 \mu s$, soit 156.25 bits, mais la durée active du *burst* varie suivant le format. La différence entre la durée du *burst* et celle du *slot* s'appelle la période de garde. Dans le cas du *burst* normal, la partie active est composée de 148 bits, avec une période de garde équivalente à la durée de 8.25 bits. Durant cette période aucune transmission n'est effectuée, de sorte que, si le *burst* émis n'est pas parfaitement synchronisé avec le début du *slot*, celui-ci n'interfère pas avec les *bursts* voisins. Les 3 bits au début et à la fin sont les bits de queue ou *tail bits*, fixés à '0', et ont pour objectif de faciliter la montée, puis la descente en puissance. Les données sont transmises sur deux blocs de 57 bits. Au centre du *burst* se trouve la séquence d'apprentissage ou midamble. Cette séquence permet au récepteur à la fois de déterminer précisément le début effectif du

burst, mais aussi d'estimer le canal de propagation. Sa situation centrale n'est pas anodine. En effet, le canal estimé sera plus fidèle au canal subi par l'ensemble des bits du *burst*, par rapport à une position aux extrémités. De plus, cette position évite une possible perte de la séquence en cas d'interférences provenant d'un *burst* voisin, trop décalé par rapport à la structure des *slots*. Enfin, deux *stealing flags* sont situés de part et d'autre de la séquence d'apprentissage, et sont utilisés dans une configuration particulière de transmission de données dans le système GSM. En GPRS les *stealing flags* ne sont pas utilisés et sont remplacés par des données, augmentant la quantité de données transmises de 114 à 116 bits par *burst*.

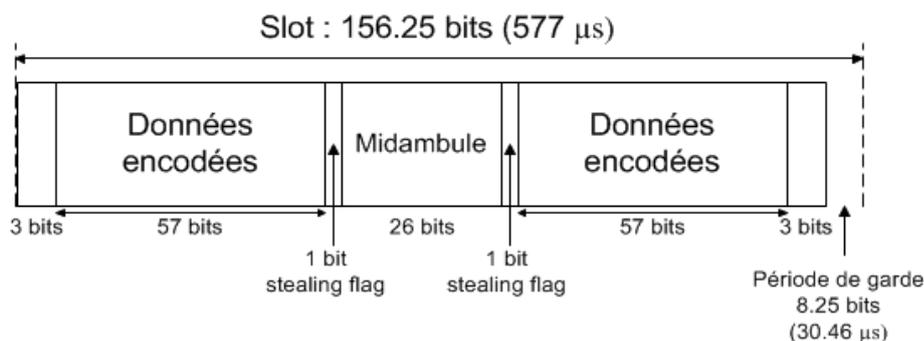


FIGURE 1.27 – Format d'un *burst* normal.

Comme précisé précédemment, le canal FCCH utilise un *burst* particulier, uniquement constitué de bits '0', 148 bits exactement. Le format du *burst* est présenté à la Fig. 1.28. Même s'il ne sont pas représentés ici car inclus dans les 148 bits de "données", le *burst* comporte également 6 *tail* bits, tout comme le *burst* normal.

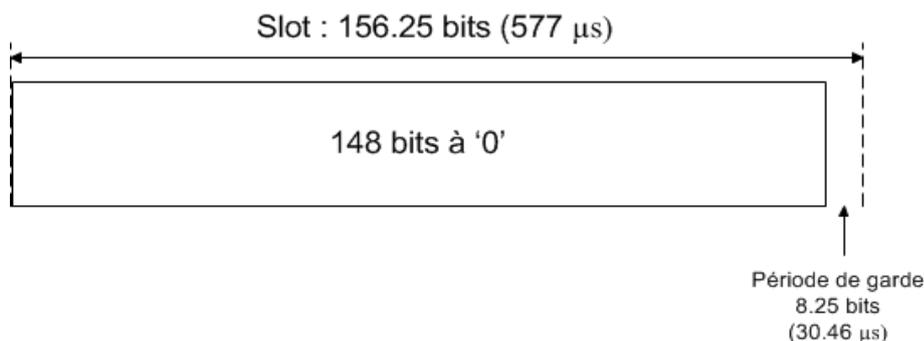


FIGURE 1.28 – Format d'un *burst* de synchronisation en fréquence (FCCH).

Le canal SCH utilise lui aussi un *burst* particulier, le *burst* de synchronisation, décrit par le Fig. 1.29. La séquence d'apprentissage étendue à 64 bits permet au *burst* du canal SCH d'être facilement repéré par le MS, et assure une synchronisation temporelle performante, indiquant précisément le début du *slot*.

Enfin, le dernier format de *burst* est le *burst* d'accès utilisé par le canal RACH et présenté Fig. 1.30. Ce *burst* est beaucoup plus court que les autres, avec une période de garde de 252 μ s, le *burst* ne devant pas déborder sur le *slot* suivant. Cette période de garde permet un rayon maximal de 37.8 km¹², arrondi à 35 km en pratique. La séquence

12. Pour le calcul, 252 μ s correspondent à une distance de 75.6 km, mais à diviser par 2 pour prendre en compte le délai aller et retour, soit 37.8 km au final.

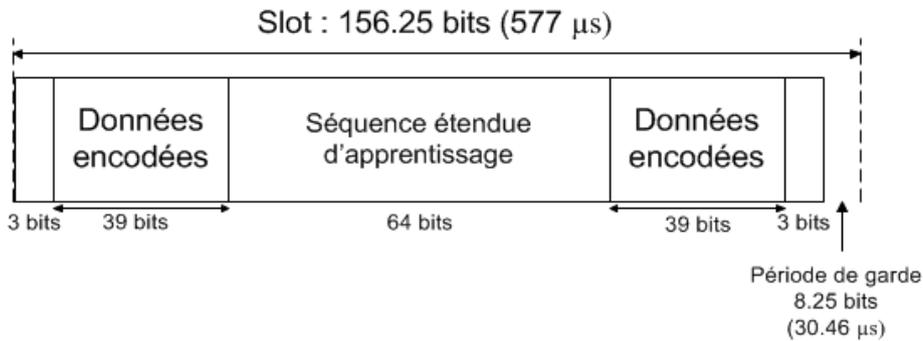


FIGURE 1.29 – Format d'un *burst* de synchronisation en temps (SCH).

d'apprentissage, ici nommée séquence de synchronisation, est plus longue que pour un *burst* normal, et permet à la BTS de repérer plus aisément le *burst* au sein du *slot*. Les données contiennent des informations relatives au MS et à sa requête d'accès. Les *tail* bits, au nombre de 11, ont toujours le même objectif, avec un temps de montée plus long que pour un *burst* normal.

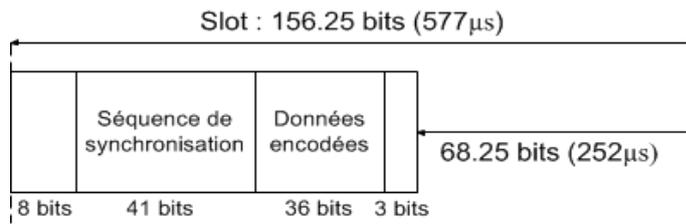


FIGURE 1.30 – Format d'un *burst* d'accès (RACH).

Concernant les *bursts* du système GPRS, mise à part la légère modification pour les *bursts* normaux expliquée précédemment, il conserve les mêmes formats de *burst*.

Conclusion de chapitre

Au cours de ce chapitre, nous avons exposé la problématique de cette thèse : comment, à partir des technologies cellulaires existantes, développer une solution de connectivité pour l'IdO, en allant plus loin que les solutions indépendantes LPWAN? En effet, l'objectif d'une solution dite "basée mobile" serait de faire mieux que les solutions propriétaires, en incorporant des services que l'on peut attendre d'un réseau mobile classique. Ce chapitre a ainsi présenté les différentes générations de technologies cellulaires, et a conclu quant à leur potentiel pour une éventuelle évolution dédiée à l'IdO. Nous avons choisi, suite à cette analyse, de nous concentrer sur la 2G, et avons ensuite donné quelques détails techniques sur le fonctionnement de la couche physique des systèmes GSM et GPRS, permettant de mieux comprendre par la suite, la nature des solutions proposées. Ces solutions devront être en mesure de répondre aux contraintes majeures de l'IdO, en termes de connectivité, d'économies d'énergie, de faible complexité et de charge importante pour le réseau.

2 État de l'art des solutions proposées pour l'IdO reposant sur une évolution des réseaux cellulaires

Introduction

Lorsque cette thèse a débuté fin 2014, nous n'avons pu trouver que très peu de littérature scientifique proposant une évolution des standards cellulaires dans le contexte de l'IdO. Pourtant les problématiques sont nombreuses : extension de couverture, augmentation de la capacité, économie d'énergie, réduction de la complexité, etc ... tout en minimisant l'impact sur le système existant. Néanmoins, quelques mois auparavant, durant l'été 2014, le 3GPP avait lancé une étude préliminaire (un *Study Item*) portant sur la faisabilité d'une évolution des technologies cellulaires, pour pouvoir offrir une connectivité performante et adaptée à l'IdO dans le contexte des réseaux cellulaires. Le principe d'un *Study Item* est, qu'après avoir défini les objectifs et les méthodes d'évaluation, les participants qui le souhaitent, proposent des solutions techniques visant à résoudre la (ou les) problématique(s) posée(s). Ce *Study Item*, nommé '*Cellular System Support for Ultra Low Complexity and Low Throughput Internet of Things*', concerne plus spécifiquement la comparaison entre l'évolution d'un réseau d'accès cellulaire 2G existant, et la définition d'une approche nouvelle et dédiée, sous couvert de quelques contraintes de compatibilité. Sachant que le 3GPP est l'organisme définissant les évolutions des standards GSM, UMTS et LTE, nous avons naturellement décidé de suivre le déroulement du *Study Item* et d'effectuer, dans un premier temps, une analyse des solutions proposées. Ce chapitre sera principalement consacré à l'étude des propositions d'évolutions qui ont découlé de ces discussions. Les résultats émanant de ce travail d'étude sont décrits dans le rapport technique (TR ou *Technical Report*) 45.820 [11].

Dans un premier temps, nous décrirons les objectifs et les méthodes d'évaluation fixés par le 3GPP. Puis, nous décrirons et analyserons les solutions proposées. Ensuite, nous détaillerons rapidement les solutions standardisées pour le support de l'IdO par les réseaux cellulaires ou CIoT (*Cellular IoT*) dans la Release 13, ainsi que leurs évolutions dans la Release 14. Le support de la localisation étant une amélioration commune aux solutions CIoT en Release 14, nous terminerons ce chapitre par une discussion autour des différentes méthodes de localisation envisageables pour l'IdO, basées sur les systèmes cellulaires.

2.1 Contraintes et principaux objectifs du *Study Item*

2.1.1 Le processus de standardisation du 3GPP

Le 3GPP est structuré en TSG (*Technical Specification Group*), chacun ayant ses propres domaines d'expertise. Concernant les réseaux d'accès, deux TSG existaient : le GERAN pour la 2G et le RAN pour la 3G, 4G et la future 5G. Cette situation découle de l'héritage historique de la 2G, originellement spécifiée par l'ETSI, et antérieur à la création

du 3GPP¹. Ainsi, ce *Study Item* fut logiquement confié au GERAN.

Étant en charge du *Study Item*, le GERAN a défini un certain nombre d'objectifs que devaient valider les solutions proposées, ainsi que les méthodes d'évaluation pour pouvoir les comparer. En effet, l'intérêt principal du *Study Item* est de dégager une ou plusieurs solutions, qui feront par la suite l'objet d'un travail de spécification dans le cadre d'un *Work Item*, en vue d'une inclusion dans une Release du 3GPP. Le *Study Item* a donc pour objectif essentiel d'identifier la ou les solutions pouvant servir de base à un *Work Item*. C'est donc un enjeu de taille pour les participants, car les intérêts sont multiples et varient suivant la nature des participants. Un opérateur soutiendra une solution qui est en accord avec des besoins qu'il a préalablement identifiés et qui limitera l'impact sur son réseau déjà établi. Un équipementier voudra prendre de l'avance sur une éventuelle implémentation matérielle, avec le but d'assurer son activité future. Une startup, de même que tout autre participant, pourra chercher à faire valoriser de la propriété intellectuelle, sous forme de brevets. On peut aussi noter que les investissements consacrés à une solution ne faisant pas, par la suite, l'objet d'un travail de spécification, seront en partie perdus. Mais au-delà des enjeux financiers et stratégiques, le simple fait de proposer ou de soutenir activement une solution au *Study Item*, donne une image forte à l'entreprise. C'est aussi un aspect important, car il est nécessaire d'avoir de l'influence lors des différentes discussions, et une participation active permet de cultiver cette influence, ce poids, auprès des autres membres du 3GPP.

Pour qu'une solution (ou plusieurs) puisse(nt) servir de base à un *Work Item*, il est nécessaire que l'ensemble des membres (ou presque²) approuve la proposition. Il est donc primordial d'obtenir, dès le *Study Item*, le soutien des autres membres, et notamment de membres influents. Pour cela, il faut effectuer un travail de persuasion lors des différentes réunions d'avancement organisées, le calendrier étant préparé à l'avance. Des réunions supplémentaires (dits ad-hoc) peuvent également s'intercaler si nécessaire. Ce *Study Item* était prévu pour durer un an, avec des réunions de 4 jours tous les 3-4 mois. Habituellement, chaque réunion donne lieu à de féroces discussions, où il faut à la fois défendre sa solution, attaquer les solutions adverses, et lier des alliances. L'ensemble des documents fournis par les participants sont soumis au vote, pour leur inclusion dans le TR. C'est donc une véritable bataille technologique et d'influence qui se déroule, avec pour objectif l'obtention du *Work Item*. Et c'est donc pour pouvoir comparer les solutions dans le cadre du *Study Item*, qu'un certain nombre d'objectifs et de méthodes d'évaluation sont définis précisément au sein du TR.

2.1.2 Objectifs du GERAN pour un support efficace de l'IdO

Les objectifs énoncés par le GERAN pour ce *Study Item* sont définis en termes de performances, et sont en accord avec les caractéristiques des cas d'usage de l'IdO, décrites au début de ce manuscrit, section 1.1. On retrouve tout d'abord la nécessité d'une couverture radio améliorée, certains objets pouvant être situés à des emplacements ne leur offrant que des conditions radio défavorables (dans un sous-terrain, en intérieur, etc ...). Ainsi, l'objectif d'une extension de couverture de 20 dB comparée au système GPRS est adopté. Pour mesurer la couverture d'un système, le 3GPP se base sur la valeur du *Maximum Coupling Loss* ou MCL (en dB). Le tableau 2.1 décrit le calcul du MCL du GPRS en voie montante

1. À la suite de la Release 13, le GERAN fut fermé et l'évolution des réseaux d'accès 2G fut confiée au TSG RAN. La spécification des systèmes 2G étant depuis longtemps effectuée par le 3GPP, cette séparation n'avait plus de réel intérêt.

2. Le système de vote est plus complexe, des recours étant possibles si un petit groupe persiste à voter contre l'avis majoritaire.

et descendante³. Dérivé du bilan de liaison, le MCL représente l'affaiblissement maximal admissible par le système. Dans le cadre du *Study Item*, la valeur retenue pour le GPRS est 144 dB, correspondant donc au MCL de la voie limitante. L'objectif de couverture à remplir par les solutions proposées s'élève donc à 164 dB. Le lecteur souhaitant plus de détails concernant la méthode de remplissage du tableau peut se référer à la méthodologie décrite dans le TR 36.888 du 3GPP [28], section 5.1. Le calcul du MCL du GPRS est effectué à partir des informations contenues dans la spécification technique (TS ou *Technical Specification*) 45.005 du 3GPP [29].

	MCL voie descendante	MCL voie montante (2 antennes Rx)
Transmetteur		
(1) Puissance totale Tx (dBm)	43	33
Récepteur		
(2) Densité thermique de bruit (dBm/Hz)	-174	-174
(3) Figure de bruit du récepteur (dB)	5	3
(4) Marge due à l'interférence (dB)	0	0
(5) Bande passante occupée (kHz)	180	180
(6) Puissance de bruit effective = (2) + (3) + (4) + 10 log((5)) (dBm)	-116.4	-118.4
(7) SINR requis (dB)	10.4	12.4
(8) Sensibilité du récepteur = (6) + (7) (dBm)	-106.0	-106.0
(9) Gain de traitement en réception (dB)	0	5
MCL = (1) - (8) + (9) (dB)	149.0	144.0

TABLE 2.1 – *Maximum Coupling Loss* du système GPRS [11].

Concernant les autres objectifs que les solutions doivent remplir :

- La latence est fixée à une valeur maximale de 10 secondes en voie montante, certaines applications nécessitant une latence modérée, comme un système d'alarme. Cette valeur confirme une criticité faible de la latence.
- Le débit minimal est fixé à 160 bps de données utiles (défini au niveau de la couche réseau du modèle OSI) pour les voies montante et descendante. En général, les objets n'ont pas besoin d'un débit élevé, compte tenu des faibles quantités de données à transmettre (et de la contrainte en latence peu élevée).
- Pour la quantité d'objets à gérer (la capacité), une valeur d'un peu plus de 50000 objets par cellule de 1 km de diamètre en ville a été estimée (les détails du calcul se trouvent dans l'Annexe E. du TR [11]).
- La durée de vie minimale d'un objet est fixée à 10 ans pour un fonctionnement sur batterie de capacité 5 Wh, indépendamment de la situation d'extension de couverture dans laquelle se trouve l'objet.
- Les objets doivent être bon marchés pour pouvoir être déployés en masse, ce qui implique une faible complexité. En l'occurrence, la complexité et le coût de l'objet doivent être inférieurs à ceux d'un modem GPRS.
- Enfin, les solutions doivent vérifier des objectifs de compatibilité. En effet, les solutions proposées doivent peu impacter le fonctionnement des systèmes cellulaires

3. On peut calculer une valeur de MCL pour chaque type de canal logique, puisque la valeur de SINR requise peut varier.

classiques 2G, 3G et 4G. Elles doivent donc limiter leurs interférences avec ces systèmes. De même, l'impact sur l'implémentation matérielle des stations de base doit être minimisé. Concernant l'interface avec le réseau cœur, les interfaces Gb (entre le BSC et le SGSN) et/ou S1 (entre l'eNode B et les MME et S-GW) doivent être utilisées préférentiellement, pour minimiser l'impact sur le réseau cœur. On peut aussi noter qu'une compatibilité des objets avec le système GPRS n'est pas requise.

2.1.3 Principales méthodes d'évaluation des solutions proposées

Une fois les objectifs définis, il est nécessaire d'imposer des méthodologies précises pour évaluer et comparer les solutions techniques proposées. Certaines méthodologies sont simples à définir, comme le calcul du MCL. D'autres sont moins évidentes, comme la mesure de la consommation d'énergie et de la durée de vie de l'objet. Cette section n'a pas pour but d'énumérer la totalité des méthodes d'évaluation utilisées, mais de fournir une vue d'ensemble simplifiée de ces dernières.

Décrivons tout d'abord succinctement les différents modèles de trafic considérés. Ils représentent les cas d'usage typiques pris en compte pour l'évaluation des performances. En voie montante, les profils d'émission sont, soit des compte-rendus périodiques, soit des compte-rendus spontanés (appelés exceptions). Dans tous les cas, il est question de *Mobile Autonomous Reporting* (MAR), c'est-à-dire de compte-rendus émis de manière autonome par l'objet. Par exemple, un compteur d'eau ou de gaz émettra des compte-rendus périodiques, alors qu'un détecteur de fumée émettra une exception spontanément. En voie descendante, 2 types de trafics sont aussi identifiés : les commandes réseau *Network Command* (NC) et les reconfigurations logicielles. Lors d'une *Network Command*, un serveur envoie une requête à un objet pour qu'il effectue une action particulière, comme allumer une lumière. Une transmission NC peut impliquer une émission consécutive sur la voie montante, sous forme d'exception. Des reconfigurations ou mises à jour logicielles seront certainement prévues pour un grand nombre d'objets, de sorte à pouvoir corriger à distance d'éventuels bugs, modifier les conditions d'émission d'un compte-rendu ou encore ajouter de nouvelles fonctionnalités. Pour chaque modèle de trafic, les répartitions statistiques de la quantité de données utiles par compte-rendu, de la fréquence d'émission, de la nécessité d'un acquittement après réception et de la proportion de chaque modèle de trafic sur l'ensemble des transmissions en voie montante et descendante, sont définies. Avec un certain nombre de paramètres communs supplémentaires, il est ainsi possible de réaliser des simulations comparatives entre les différentes solutions, car elles sont réalisées dans les mêmes conditions. Ces simulations peuvent entre autres servir à donner une évaluation de la capacité et de la latence du système.

L'évaluation de la consommation d'énergie et de la durée de vie est également obtenue par le biais de simulations. Les différents niveaux de consommation d'énergie considérés sont illustrés sur la Fig. 2.1 issue du TR. Le scénario présenté ici est celui de l'échange d'un paquet IP via le GPRS. Sur cette figure, on peut constater que c'est l'émission d'un message qui consomme le plus d'énergie, suivie par la réception d'un message. Deux états intermédiaires sont disponibles. Un premier état dit "*idle*" (ou "veille active"), où l'objet reste dans une phase active globale, en vue d'une éventuelle émission ou réception, et où il maintient un certain niveau de synchronisation avec le réseau. C'est l'état classique dans lequel se trouve un téléphone mobile. Le second mode peut être assimilé à un mode "sommeil", ici nommé PSS pour *Power Saving State*. Dans cet état, l'objet ne maintient allumé que le minimum de fonctionnalités pour assurer son bon fonctionnement, comme des minuteurs, et il n'est pas joignable par le réseau. Pour qu'un objet ait une durée de vie élevée, il est donc nécessaire qu'il passe le plus de temps possible en mode PSS et *idle*, et

que ses périodes d'émission et de réception soient les plus courtes possibles.

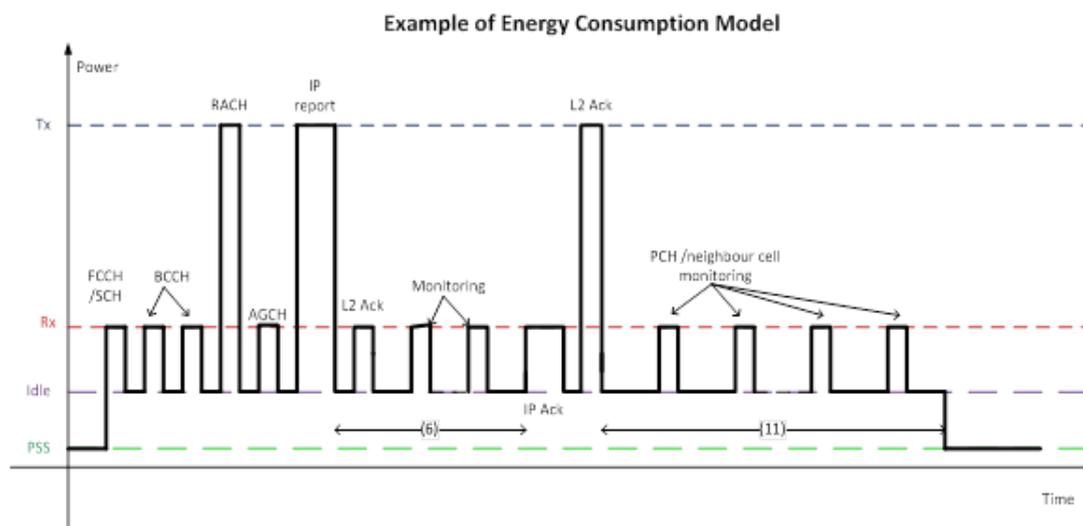


FIGURE 2.1 – Exemple d'événements affectant la consommation d'énergie pour l'échange d'un paquet IP avec le système GPRS [11].

À l'aide de simulations et en définissant des scénarios précis, il est donc possible d'évaluer les performances d'une solution en termes de consommation d'énergie. Ces performances pourront ensuite être comparées à celles des autres solutions. Les performances obtenues par chaque solution seront résumées dans un tableau similaire au tableau 2.2. De plus, on peut constater que les autres performances, en termes de gestion de la capacité, de latence, etc ... vont influencer les performances de consommation d'énergie. On peut donc voir cette dernière performance comme un indicateur de l'efficacité globale du système, même s'il est bien sûr nécessaire que chaque paramètre soit observé individuellement.

Taille de paquet, périodicité de compte-rendu	Durée de vie en année (365 jours)		
	GPRS MCL +0 dB	GPRS MCL +10 dB	GPRS MCL +20 dB
50 octets, 2 heures			
200 octets, 2 heures			
50 octets, 24 heures			
200 octets, 24 heures			

TABLE 2.2 – Tableau d'évaluation de la durée de vie moyenne de catégories d'objets du système [11].

Enfin, on citera la méthodologie d'évaluation de la complexité, paramètre qui est sans nul doute le plus difficile à jauger pour l'ensemble d'un système. Le GERAN définit donc quelques métriques, comme la surface de silicium estimée, la quantité de mémoire requise ou la liste des composants externes. Sans une réelle implémentation matérielle il est délicat de s'avancer sur la complexité réelle du système, rendant difficiles les comparaisons entre solutions.

2.2 Présentation et étude des solutions retenues

Une fois le cadre du *Study Item* déterminé, un ensemble de solutions a été proposé. Ces solutions se sont séparées en deux catégories. Celles se basant sur la technologie radio GSM/GPRS et la faisant évoluer, et celles proposant de toutes nouvelles approches, les solutions dites “*clean slate*”. Comme nous le verrons, chacune des approches a ses avantages et ses inconvénients. Malheureusement, il nous est impossible de décrire exhaustivement l'ensemble des caractéristiques techniques de chaque solution, le total représentant plusieurs centaines de pages. De plus, cela reviendrait simplement à reproduire le rapport technique du 3GPP. Nous invitons donc les lecteurs souhaitant une description complète des différentes solutions à consulter directement le TR 45.820 [11]. Dans cette section, nous détaillerons les principales particularités de la couche physique de chaque solution, les solutions se démarquant notamment par ce point. De plus, nous fournirons une analyse des différents concepts, agrémentée de détails sur les discussions qui ont eu lieu au GERAN. Enfin, dans le TR, les termes MS et UE sont tous deux utilisés indifféremment. Nous utiliserons le terme MS de façon préférentielle, ce terme étant le terme consacré dans les technologies 2G, même s'il est vrai que dans le contexte de l'IdO, le terme UE serait plus approprié.

2.2.1 Solutions se basant sur une évolution de la technologie radio du GSM

Les solutions présentées dans cette partie sont des évolutions de la couche radio du système GSM. Il est donc prévu qu'elles fonctionnent sur les bandes de fréquences de la 2G, et qu'elles coexistent au sein des systèmes GSM/GPRS. Elles doivent minimiser leur impact sur l'implémentation matérielle des BTS et être compatibles avec l'interface Gb. L'avantage de cette catégorie de solutions est, qu'a priori, elle implique peu d'investissements pour sa mise en place. Néanmoins, la nécessité de se baser sur les technologies GSM, tout en limitant l'impact sur les BTS, contraignent les concepteurs.

2.2.1.1 *Extended Coverage for GSM (EC-GSM)*

La solution EC-GSM fut proposée au départ par Ericsson, qui a par la suite obtenu un grand nombre de soutiens, notamment de la part de concepteurs matériels comme Intel. Au delà du poids qu'ils donnent à la solution lors des discussions, les soutiens apportent aussi leurs expertises, et permettent donc de perfectionner la solution. De plus, avoir des soutiens de domaines variés offrent une vision d'ouverture et de complétude, renforçant encore la solution.

Le succès de la solution EC-GSM provient de l'idée sur laquelle se base la solution : introduire le minimum de modifications possible au système GSM, tout en remplissant les objectifs fixés. La solution EC-GSM réutilise ainsi les schémas de modulation et de codage (MCS), ainsi qu'une grande partie des canaux du système GSM/GPRS. La principale innovation réside dans la méthode d'extension de couverture. Pour gagner jusqu'à 20 dB de MCL, le système EC-GSM emploie un mécanisme de répétition en aveugle. Ici, il n'est pas question pour l'émetteur d'attendre un acquittement positif (ACK) ou négatif (NACK) de la part du récepteur, avant d'engager le mécanisme de répétition. En effet, l'émetteur va d'abord évaluer la qualité de la connexion avec le récepteur (ou recevoir cette information de ce dernier), et en déduire si l'utilisation de répétitions est nécessaire, et si oui, le nombre de répétitions à émettre. Dans le cas où l'objet est en situation de couverture classique, les MCS-1 à 4 du système EDGE sont utilisés. Seule la modulation GMSK est donc employée,

la modulation 8-PSK ne semblant pas adaptée au cas de l'IdO. Si l'objet est en situation d'extension de couverture, une classe de couverture CC (*Coverage Class*) lui sera attribuée et déterminera, entre autres, combien de fois un message doit être répété en aveugle pour être correctement reçu. 6 CC sont définies, la CC-1 correspondant à une couverture normale et la CC-6 correspondant à une extension de couverture maximale. L'utilisation de répétitions en aveugle est donc nécessaire pour les CC supérieures à 1. Le récepteur devra utiliser des méthodes de recombinaison de répétitions, de sorte à tirer parti au mieux de toutes les versions reçues du message. Sachant que les répétitions sont toutes identiques (pas d'IR), on pourra par exemple utiliser la méthode du *Chase combining*, habituellement utilisée comme l'un des mécanismes HARQ de type 2. Ce mécanisme HARQ est également prévu en complément des répétitions en aveugle, si la réception de la première salve de répétitions échoue.

Concernant les canaux logiques, la solution EC-GSM réutilise le nom des canaux logiques du GPRS, en y ajoutant le préfixe "EC-". On obtient donc les canaux EC-SCH, EC-BCCH ou encore EC-PDTCH. Seul le canal FCCH est épargné, car totalement inchangé. Pour les autres canaux BCH et CCCH, il est nécessaire de les modifier pour prendre en compte les répétitions en aveugle. Un nouveau mapping est donc utilisé pour ces canaux. La Fig 2.2 présente un mapping du EC-SCH. Le canal EC-SCH est répété ici 28 fois au total, utilisant le *slot* numéro 1 de 28 trames TDMA distinctes, réparties sur quatre 51-multitrames. Pour rappel, le SCH classique utilise le *slot* 0, comme pour toute voie balise. Ainsi, la voie balise pour les objets EC-GSM se situe à la même fréquence que la voie balise du système GSM classique, portant donc le FCCH, mais sur le *slot* 1. Suivant le niveau de CC attribué à l'objet, ce dernier devra accumuler un certain nombre de répétitions des canaux de contrôle émis par la BTS. Il est donc prévu que les systèmes GSM/GPRS et EC-GSM coexistent parfaitement sur les mêmes fréquences duplexes, et fonctionnent en parallèle. En conséquence, un nombre suffisant de ressources fréquentielles est nécessaire pour pouvoir à la fois assurer les services 2G classiques et les services liés à l'IdO. Une compatibilité des objets avec les canaux GPRS n'est pas requise.

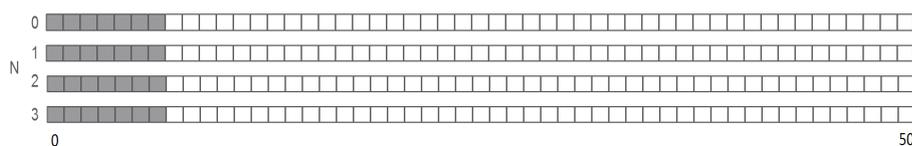


FIGURE 2.2 – Exemple de mapping du EC-SCH répété 28 fois [11].

La solution EC-GSM effectue également un certain nombre de simplifications et d'adaptations des procédures GSM. D'un côté, il a été estimé que le support de certaines fonctionnalités n'était pas nécessaire dans le cadre de l'IdO, comme le mode circuit du GSM ou encore la possibilité de réaliser un *handover*. D'un autre côté, certaines fonctionnalités sont essentielles, mais doivent être adaptées aux contraintes de l'IdO. Ainsi, un ensemble de modifications est apporté, avec pour objectif principal de réduire la consommation d'énergie de l'objet en optimisant le nombre d'échanges de messages de signalisation. Parmi ces améliorations, nous avons déjà évoqué le mode PSM issu de LTE Release 12. Lorsqu'il est dans ce mode, l'objet ne peut pas être contacté par le réseau, et il n'en sort que lorsqu'il doit transmettre un message. À la suite de quoi, il peut patienter en mode *idle* pour recevoir une éventuelle réponse ou un message resté en attente. Il retombe ensuite en sommeil. Ce mode est particulièrement adapté aux objets ne devant recevoir que peu de messages de la part de sources externes au réseau. L'objet doit néanmoins se réveiller périodiquement

pour confirmer au réseau qu'il est toujours présent. Un second mode d'économie d'énergie existe pour les objets s'attendant à recevoir des instructions (les *Network Command*). C'est le mode eDRX (*Extended Discontinuous Reception*), lui aussi présent dans les récentes Releases de LTE. Les modes DRX et eDRX permettent d'étendre la durée séparant les phases où l'objet va écouter le canal de *paging*. Entre ces périodes, il se place en mode sommeil (comme pour le PSM), et n'est pas joignable par le réseau. L'objet doit donc se synchroniser avec le réseau pour prévoir les périodes durant lesquelles il sera joignable. Le système EC-GSM prévoit une période de sommeil maximale de 52 minutes en mode eDRX.

De nombreuses autres adaptations de procédures sont également mises en place, permettant à la solution EC-GSM d'atteindre une grande partie des objectifs fixés. On pourra par exemple citer le fait qu'un objet n'est pas obligé de mesurer le niveau de puissance reçue des cellules voisines, tant que sa classe de couverture avec la cellule qui le sert ne se détériore pas. Les durées de vie attendues sont décrites dans les tableaux 2.3 et 2.4.

Taille de paquet, périodicité de compte-rendu	Durée de vie en année (365 jours)		
	GPRS MCL +0 dB	GPRS MCL +10 dB	GPRS MCL +20 dB
50 octets, 2 heures	17.6	14.1	2.8
200 octets, 2 heures	12.9	8.6	1.2
50 octets, 24 heures	34.7	33.4	18.7
200 octets, 24 heures	32.8	29.7	10.9

TABLE 2.3 – Tableau d'évaluation de la durée de vie des objets EC-GSM pour 33 dBm de puissance d'émission [11]. Les cases vertes représentent les cas où l'objectif de plus de 10 ans de durée de vie est rempli, et les cases rouges les cas où l'objectif n'est pas atteint.

Taille de paquet, périodicité de compte-rendu	Durée de vie en année (365 jours)	
	GPRS MCL +0 dB	GPRS MCL +10 dB
50 octets, 2 heures	24	11.1
200 octets, 2 heures	21.1	6.5
50 octets, 24 heures	36.3	31.6
200 octets, 24 heures	35.7	27.2

TABLE 2.4 – Tableau d'évaluation de la durée de vie des objets EC-GSM pour 23 dBm de puissance d'émission [11].

Chaque tableau fait référence à une puissance d'émission maximale différente sur la voie montante. Le tableau 2.3 considère une puissance de 33 dBm, tout comme dans le cas du GPRS (voir le tableau 2.1 décrivant le MCL du GPRS). Le tableau 2.4 considère une puissance de 23 dBm, conduisant logiquement à une extension de couverture de seulement +10 dB. Mais considérer une puissance d'émission de 33 dBm implique un inconvénient majeur. Dans ce cas en effet, l'amplificateur de puissance ne peut être implémenté que sur une carte externe, impliquant des coûts supplémentaires, une augmentation de la température à dissiper due à la puissance plus élevée, et un besoin d'espace supplémentaire, donc un objet plus imposant. De plus, il n'est pas certain qu'il soit possible d'alimenter l'amplificateur avec une batterie de faible capacité, telles que celles utilisées habituellement dans le domaine de l'IdO. Les puissances d'émission envisagées classiquement pour les objets sont

beaucoup plus faibles, de l'ordre de 20 dBm ou moins (14 dBm pour Sigfox). À l'inverse, l'amplificateur de puissance peut être implémenté sur une carte unique (interne) dans le cas d'une puissance de 23 dBm.

Malgré cet inconvénient, la solution EC-GSM possède de très nombreux avantages. Tout d'abord, l'impact sur le réseau existant est quasi nul, puisqu'une simple mise à jour logicielle peut permettre de mettre en place le système. Ceci implique aussi des coûts de déploiement faibles. La coexistence avec les utilisateurs usuels du système GSM est parfaite, les deux systèmes fonctionnant en parallèle et utilisant les mêmes fréquences duplexes, mais impliquant que les ressources soient partagées. La complexité des objets reste également très faible, l'implémentation des technologies 2G étant optimisée depuis longtemps. Pour finir, on remarquera que certains scénarios ne remplissent pas l'objectif des 10 années de durée de vie minimales. Mais comme nous le verrons par la suite, aucune autre solution n'y parviendra. Aussi, les résultats obtenus par la solution EC-GSM sont jugés satisfaisants. On peut conclure que la solution EC-GSM remplit donc les objectifs fixés par le GERAN.

Dès le début du *Study Item*, Ericsson s'est très largement impliqué, fournissant de très nombreux documents à chaque réunion, aidé par ses nombreux soutiens. Le développement du système EC-GSM s'est maintenu à un rythme soutenu tout au long du *Study Item*, ce qui en fait l'une des solutions les plus abouties du TR. Ericsson a réussi le pari de remplir les objectifs du GERAN avec un impact minimal sur le système. Allié aux bonnes performances présentées, ce dernier aspect a créé un engouement particulier autour de la solution EC-GSM, et ce, malgré les problèmes d'implémentation d'un amplificateur externe.

2.2.1.2 *Narrowband GSM (N-GSM)*

C'est la seconde solution se basant sur une évolution de la technologie radio GSM. Elle est proposée par Nokia⁴, et repose sur un concept original de précodage des données. La modification correspondante du modulateur est présentée Fig. 2.3. Le précodeur est donc placé juste avant le modulateur GMSK. Le tableau 2.5 décrit un exemple de précodage proposé par la solution N-GSM. Ainsi, à un couple de bits de donnée est associé une séquence de 8 bits. Cette séquence, une fois passée dans le modulateur GMSK, résultera en une sinusoïde pure, située à ± 67.7 kHz. Le canal FCCH repose sur le même principe, mais de manière étendue. En fonction de la phase finale du dernier symbole de la séquence émise, il est possible de séparer deux séquences précodées correspondant à la même fréquence résultante. La modulation utilisée est donc une hybridation entre une modulation BPSK et une modulation FSK binaire. Toute l'énergie d'une séquence précodée étant concentrée dans une bande étroite (d'où le nom de *Narrowband-GSM*), le signal devient plus facile à détecter et à démoduler. Pour atteindre les 20 dB d'extension de couverture, le système N-GSM propose aussi un mécanisme de répétitions en aveugle, ajouté à celui de l'HARQ. À la différence de la solution EC-GSM, le nombre de répétitions aveugles peut être déterminé dynamiquement, en fonction du bilan de liaison. Le système N-GSM prévoit également l'utilisation de codes convolutifs de rendements plus élevés que ceux utilisés dans GSM, avec des rendements possibles de $\frac{1}{4}$ et $\frac{1}{5}$. Enfin, tout comme pour la solution EC-GSM, l'utilisation de répétitions et du *slot* numéro 1 pour les canaux CCCH et BCH est également spécifiée.

Malheureusement, Nokia n'ira pas jusqu'au bout du développement de sa solution, et beaucoup d'aspects techniques sont estampillés FFS (*For Further Study*) dans le TR, donc en cours d'étude. Une possible explication est que, même si les premiers résultats présentés

4. En réalité, il s'agit de Nokia Networks, anciennement Nokia Siemens Networks. Pour des raisons de simplicité, nous garderons juste le nom de Nokia.

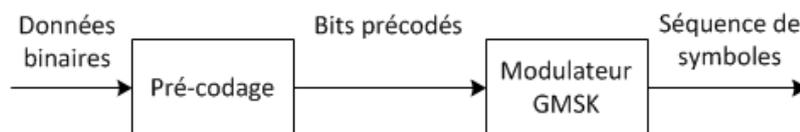


FIGURE 2.3 – Emplacement du précodeur au niveau de l'émetteur [11].

Données binaires	Séquence précodée	Phase BPSK résultante	Fréquence FSK
00	00000000	+1	+67.7 kHz
01	11111111	-1	+67.7 kHz
10	10101010	+1	-67.7 kHz
11	01010101	-1	-67.7 kHz

TABLE 2.5 – Exemple de pré-codage des données binaires et résultats de la modulation mixte BPSK et FSK [11].

par Nokia étaient intéressants, ils n'étaient pas meilleurs que ceux du système EC-GSM, alors même, que la solution N-GSM impliquait des modifications plus importantes que la solution EC-GSM. En outre, Ericsson obtenait beaucoup de soutiens, alors que Nokia restait isolé sur sa solution. À la fin du *Study Item*, Nokia préféra rejoindre Ericsson sur la continuation de EC-GSM. À noter que la solution N-GSM utilisait aussi une puissance d'émission de 33 dBm, impliquant que Nokia aurait eu les mêmes difficultés qu'Ericsson au sujet de l'amplificateur externe.

2.2.2 Solutions dites “*clean slate*”

Dans la suite, les prochaines solutions présentées ne se basent plus sur les technologies radios GSM, et considèrent un réseau d'accès vierge. Elles doivent néanmoins pouvoir s'interfacer avec un réseau cœur existant, 2G ou 4G. Concrètement, les concepteurs ont le champ libre et peuvent proposer ce qu'ils veulent, tout en essayant de remplir les objectifs fixés. C'est donc un avantage, car la solution n'est plus contrainte par de l'existant, mais c'est aussi un inconvénient, car il est nécessaire de concevoir un système complet et cohérent en peu de temps. De plus, comme énoncé au début de ce chapitre, il a été convenu que les systèmes utiliseraient les bandes de fréquence de la 2G, et ce, de manière dédiée à l'IdO. Le nombre de canaux de 200 kHz disponibles n'étant pas établi, la solution doit pouvoir fonctionner avec une quantité minimale de bandes. Enfin, bien que le réseau d'accès considéré soit neuf, il est préférable que la solution soit en partie compatible avec une technologie radio cellulaire existante, de sorte à minimiser les coûts d'implémentation et le temps de mise sur le marché.

2.2.2.1 *Narrow Band M2M* (NB-M2M)

La première solution présentée est NB-M2M, la solution portée par Huawei. D'autres participants soutenaient également cette solution, notamment Vodafone. Mais de nombreux soutiens étaient des filiales de Huawei, et ce dernier constituait le principal contributeur, ce qui a fait de la solution NB-M2M une solution très centrée autour de Huawei.

Tout d'abord, concernant le nombre de canaux utilisés, il est possible de déployer l'ensemble du réseau NB-M2M avec une seule porteuse duplexe de 200 kHz. Tout comme GSM, le système NB-M2M est un système FDMA et TDMA. En voie descendante, la porteuse de

200 kHz est partagée en 12 sous-porteuses de 15 kHz avec 10 kHz de garde aux extrémités de la bande. En voie montante, les 200 kHz sont partagés en 36 canaux de 5 kHz, toujours avec 2 fois 10 kHz de garde. La Fig. 2.4 décrit ce partage de la bande. Ainsi, il est possible de partager les sous-porteuses en voie montante et descendante au sein de 3 secteurs d'une même station de base. En réutilisant cette fréquence, on peut alors déployer l'ensemble du réseau d'accès en utilisant uniquement une seule porteuse duplexe. De plus, il est possible d'agrèger les porteuses sur la voie montante, de sorte qu'un MS puisse augmenter son débit en voie montante s'il se trouve dans de bonnes conditions de transmission.

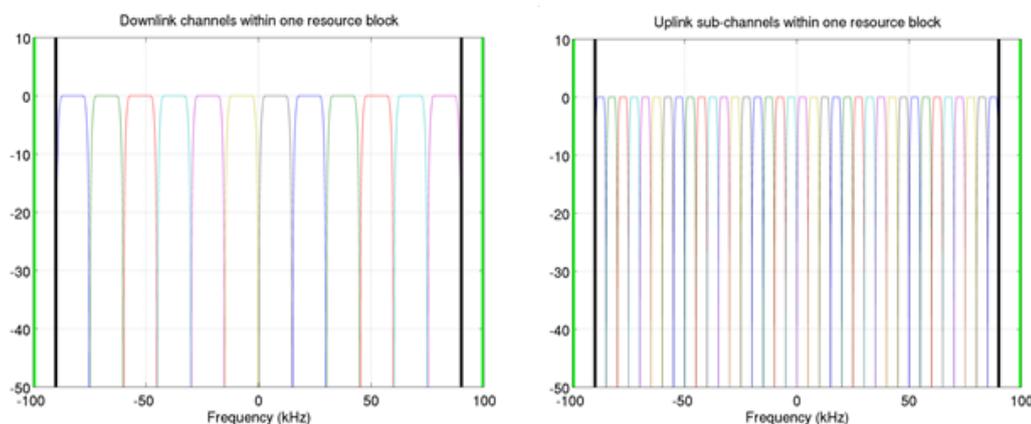


FIGURE 2.4 – Canaux en voie montante et descendante du système NB-M2M [11].

Concernant le codage et les modulations utilisés, la solution NB-M2M emploie une grande quantité de techniques pour améliorer les performances du système. Différents MCS sont définis pour les voies montante et descendante. Pour la voie descendante, la solution NB-M2M considère un code convolutif de rendement $\frac{1}{2}$ (ou $\frac{3}{4}$ après poinçonnage), associé à un mécanisme de *rate matching*. Un *scrambling* est ensuite appliqué aux données, en utilisant une séquence de Gold de longueur 31 chips. Les données sont ensuite mappées sur la constellation correspondant à la modulation choisie. Les modulations employées sont la BPSK, la QPSK et optionnellement la 16-QAM. Un code d'étalement de SF (*Spreading Factor*) 4, 2 ou 1 peut ensuite être appliqué. La séquence définissant les codes est une séquence de Gold de générateur identique à celle employée pour le *scrambling*, mais initialisée différemment. L'objectif n'est pas ici de faire du CDMA, mais de diminuer les interférences inter-cellules, chaque cellule disposant de ses propres séquences. Des répétitions en aveugle peuvent ensuite être utilisées suivant la valeur du MCS, avec l'objectif d'atteindre l'extension de couverture de 20 dB souhaitée. Sur la voie montante, les principes appliqués sont similaires. Le code convolutif a un rendement de $\frac{1}{3}$ (ou $\frac{2}{3}$ après poinçonnage) et est associé à un mécanisme de *rate matching*. Le processus de *scrambling* est également appliqué. Deux classes d'objets sont définies : la classe A peut utiliser les modulations $\frac{\pi}{2}$ -BPSK, $\frac{\pi}{4}$ -QPSK et optionnellement $\frac{\pi}{8}$ -8PSK, alors que la classe B ne peut utiliser que la modulation GMSK. De cette façon, des objets de complexité différentes peuvent être conçus, suivant leurs besoins en termes de débit. La constellation d'une modulation $\frac{\pi}{4}$ -QPSK est déphasée de $\frac{\pi}{4}$ à chaque symbole émis, de sorte à éviter un passage par l'origine et donc d'améliorer le PAPR en voie montante. La modulation $\frac{\pi}{2}$ -BPSK repose sur le même principe avec un déphasage de $\frac{\pi}{2}$. Aucun étalement n'est effectué, mais des répétitions en aveugle sont toujours utilisées. Enfin, jusqu'à 8 sous-porteuses peuvent être agrégées (voie montante).

Nous n'avons détaillé ici que les aspects radios du système NB-M2M, mais l'ensemble

du système a été clairement défini. Toutes les fonctionnalités, les différentes procédures d'accès, de contrôle de puissance, le contenu des *bursts* et les simulations d'évaluations ont été reportés dans le TR. La solution NB-M2M utilise également les mécanismes de PSM et eDRX. Au final, le système remplit les objectifs fixés par le GERAN, et les résultats en termes de durée de vie sont présentés dans le tableau 2.6. On peut constater que la puissance d'émission utilisée est 23 dBm, et que les 20 dB d'extension de couverture sont atteints.

Taille de paquet, périodicité de compte-rendu	Durée de vie en année (365 jours)		
	GPRS MCL +0 dB	GPRS MCL +10 dB	GPRS MCL +20 dB
50 octets, 2 heures	21.3	9.5	2.3
200 octets, 2 heures	17.5	5.5	1.5
50 octets, 24 heures	35.7	30.5	16.6
200 octets, 24 heures	34.7	25.5	12.4

TABLE 2.6 – Tableau d'évaluation de la durée de vie des objets NB-M2M pour 23 dBm de puissance d'émission et un amplificateur interne [11].

Huawei a, tout comme Ericsson pour EC-GSM, fournit une grande quantité de travail, alimentant, à chaque nouvelle réunion, NB-M2M d'un grand nombre de documents. La solution NB-M2M a très vite été considérée comme un concurrent sérieux à la solution EC-GSM. Car, même si la solution de Huawei demandait un plus grand investissement pour sa mise en place, elle avait le mérite d'offrir de meilleures performances que celles d'Ericsson, notamment avec une extension de couverture de 20 dB atteinte pour une puissance d'émission de 23 dBm. C'est pourquoi une concurrence féroce s'est engagée entre les deux camps. Et alors qu'Ericsson gagnait du soutien, Huawei restait "seul" sur sa solution.

2.2.2.2 Narrow Band OFDMA (NB-OFDMA)

Cette seconde solution *clean slate* est proposée par Qualcomm, et repose sur les mêmes principes que le système LTE. En effet, la modulation utilisée en voie descendante est l'OFDM, et celle utilisée en voie montante est le SC-FDMA, avec la présence du préfixe cyclique. En revanche, la largeur des sous-porteuses passe de 15 kHz dans LTE à 2.5 kHz dans la solution NB-OFDMA. On a donc 72 sous-porteuses pour une bande totale de 200 kHz, avec 10 kHz de garde à chaque extrémité. De plus, tout comme NB-M2M, le réseau NB-OFDMA peut aussi être déployé avec une unique porteuse de 200 kHz. On retrouve tous les avantages de l'OFDM, même si la largeur de bande de 200 kHz ne laisse que peu de place pour de l'agilité en fréquence. L'utilisation de plusieurs porteuses duplexes, possiblement disjointes, est donc préférable. Le nombre de sous-porteuses utilisées par une transmission varie suivant le débit requis et le bilan de liaison de la transmission.

Concernant les schémas de codage et de modulation, on retrouve un code convolutif de rendement $\frac{1}{3}$ en voie descendante et un turbo code de même rendement en voie montante. Les turbo codes sont, de manière générale, plus performants que les codes convolutifs, mais augmentent considérablement la complexité du récepteur pour le décodage. C'est pourquoi l'utilisation de turbo codes est plus adaptée pour la voie montante que descendante. On retrouve les mécanismes de *rate matching*, d'HARQ et de répétitions en aveugle. Les modulations utilisées sont la BPSK et la QPSK communément aux 2 voies, ainsi que la 16-QAM pour la voie descendante uniquement. La voie montante emploie aussi une modu-

lation TPSK (*Tone-Phase Shift Keying*), utilisant la position de la sous-porteuse, ainsi que la phase du signal pour transporter de l'information. Le tableau 2.7 donne un exemple de (2,2)-TPSK, en appliquant la notation (K,M)-TPSK, avec K le nombre de sous-porteuses et M le nombre de phases correspondant à la modulation PSK (*M-ary PSK*). Cette stratégie de modulation permet de concentrer l'énergie du signal émis dans une sous-porteuse particulière, rendant la démodulation plus performante.

Bits en entrée	00	01	10	11
Symboles mappés sur les sous-porteuses	1,0	0,-1	0,1	-1,0

TABLE 2.7 – Exemple de mapping sur 2 sous-porteuses de symboles BPSK réalisant une modulation (2,2)-TPSK [11].

La solution NB-OFDMA utilise également des mécanismes équivalents au PSM et eDRX, et adapte un grand nombre de procédures. Néanmoins, comparée à NB-M2M, la description de la solution NB-OFDMA est moins fournie. L'évaluation de la consommation d'énergie est reportée dans le tableau 2.8. On constate que les résultats sont bons, et du même ordre de grandeur que ceux de NB-M2M. Une puissance d'émission de 23 dBm est aussi considérée, permettant l'utilisation d'un amplificateur de puissance interne.

Taille de paquet, périodicité de compte-rendu	Durée de vie en année (365 jours)		
	GPRS MCL +0 dB	GPRS MCL +10 dB	GPRS MCL +20 dB
50 octets, 2 heures	19.6	9.1	3.3
200 octets, 2 heures	15.3	4.4	1.3
50 octets, 24 heures	35.3	30.1	20.4
200 octets, 24 heures	33.9	23.2	11.3

TABLE 2.8 – Tableau d'évaluation de la durée de vie des objets NB-OFDMA pour 23 dBm de puissance d'émission et un amplificateur interne [11].

Qualcomm a donc proposé une solution directement en concurrence avec NB-M2M, et même si les solutions présentent des différences, on retrouve de nombreux points communs. Néanmoins, la description du système NB-OFDMA est incomplète. En effet, certains procédés, comme le *scrambling* dans la chaîne de transmission, ou des résultats d'évaluation, comme la gestion de la capacité, ne sont pas présents dans l'étude proposée. Qualcomm a produit moins de documents que Huawei pour NB-M2M, et l'avancement de la solution NB-OFDMA a été plus lent que celui de NB-M2M. Mais le système de Qualcomm semblait plus simple à mettre en place que celui de Huawei, car il était compatible avec une adaptation des eNode B. Ainsi, plutôt que de se concurrencer, Qualcomm et Huawei décidèrent de s'unir pour développer très rapidement la solution NB-CIoT décrite ci-après.

2.2.2.3 Narrow Band Cellular IoT (NB-CIoT)

Qualcomm et Huawei développèrent donc ensemble la solution NB-CIoT. Cette solution est un regroupement des solutions NB-M2M et NB-OFDMA, gardant supposément le meilleur de chaque solution. On retrouve donc un multiplexage OFDMA sur la voie descendante (NB-OFDMA) et un multiplexage FDMA sur la voie montante (NB-M2M)

comme présenté sur la Fig. 2.5. Les largeurs des sous-porteuses ont été modifiées pour la voie descendante, passant de 2.5 kHz à 3.75 kHz, soit 48 canaux pour 200 kHz de bande, intégrant toujours 10 kHz de garde aux extrémités. Sur la voie montante, la largeur de 5 kHz de bande est conservée, de même que l'agrégation de sous-porteuses.

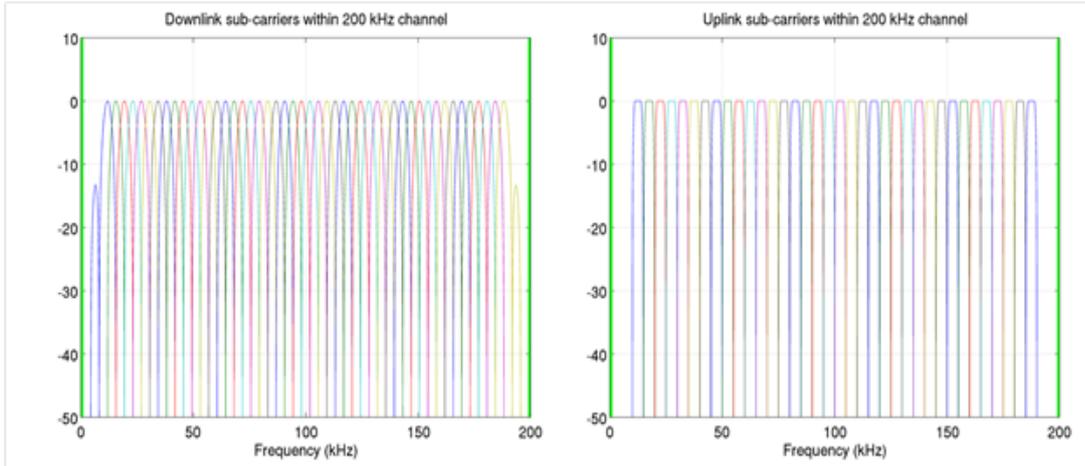


FIGURE 2.5 – Canaux en voie montante et descendante du système NB-CIoT [11].

Les schémas de codage et modulation s'inspirent plus particulièrement de la solution NB-OFDMA. Ainsi, le système NB-CIoT conserve le codeur convolutif sur la voie descendante et le turbo codeur sur la voie montante. Les mécanismes de *rate matching*, de *scrambling* et de répétitions en aveugle sont également conservés. Concernant les schémas de modulation, la 8-PSK est ajoutée aux modulations BPSK, QPSK et 16-QAM en voie descendante. Les deux classes de MS de la solution NB-M2M sont toujours utilisées, mais se nomment désormais classe 1 et 2. La classe 1 est obligatoire, de sorte que tous les MS doivent pouvoir employer la modulation GMSK. La seconde classe est optionnelle et utilise les modulations $\frac{\pi}{2}$ -BPSK, $\frac{\pi}{4}$ -QPSK et $\frac{\pi}{8}$ -8PSK en voie montante.

Concernant les fonctionnalités des réseaux cellulaires habituellement citées (*paging*, contrôle de puissance, avance en temps, synchronisation fréquentielle, ...), elles sont définies pour impliquer le moins de consommation d'énergie possible de la part de l'utilisateur, mais ne seront pas décrites ici. Le tableau 2.9 résume les performances obtenues en terme de durée de vie. On pourra constater que les performances obtenues ici sont comparables à celles obtenues par la solution EC-GSM, pour une puissance d'émission de 33 dBm. Ainsi, une puissance d'émission plus élevée n'implique pas nécessairement une consommation d'énergie accrue sur le fonctionnement global du système.

La solution NB-CIoT remplit tous les objectifs fixés par le GERAN, de la même façon que la solution EC-GSM. Il est prévu que cette solution puisse s'interfacer avec les réseaux cœur 2G et 4G. De plus, la complexité du MS est réduite comparée aux solutions NB-OFDMA et NB-M2M, notamment grâce à une simplification de la chaîne de transmission en voie montante. Pourtant, la solution EC-GSM gardait un fort attrait au sein du *Study Item*, grâce à son impact quasi nul sur le réseau d'accès 2G et à sa mise en place rapide par une simple mise à jour logicielle. D'un autre côté, le système NB-CIoT était plus proche du système LTE, même si son fonctionnement restait indépendant de ce dernier. Une conclusion possible semblait donc se profiler pour ce *Study Item*, avec la solution EC-GSM pouvant servir de base à un standard CIoT pour les réseaux 2G, et la solution NB-CIoT pour un standard CIoT plutôt axé sur les réseaux 4G. De cette façon, tout le

Taille de paquet, périodicité de compte-rendu	Durée de vie en année (365 jours)		
	GPRS MCL +0 dB	GPRS MCL +10 dB	GPRS MCL +20 dB
50 octets, 2 heures	22.4	11.0	2.5
200 octets, 2 heures	18.2	5.9	1.5
50 octets, 24 heures	36.0	31.6	17.5
200 octets, 24 heures	34.9	26.2	12.8

TABLE 2.9 – Tableau d'évaluation de la durée de vie des objets NB-CIoT pour 23 dBm de puissance d'émission et un amplificateur interne [11].

monde y trouvait son compte, et les opérateurs disposeraient à la fois de solutions pour la 2G et la 4G, un scénario préférable car offrant plus de flexibilité aux opérateurs quant au déploiement de leur réseau CIoT.

2.2.2.4 Cooperative Ultra Narrow Band (C-UNB)

La dernière solution (officielle) du TR est celle proposée par Sigfox. La solution C-UNB est une adaptation sur des bandes licenciées de la solution originelle de Sigfox. De profondes modifications ont néanmoins été nécessaires pour tenter de remplir les objectifs du GERAN. La largeur de bande des sous-porteuses a été augmentée à 600 Hz pour la voie descendante et 250 Hz pour la voie montante. La bande totale est fixée à 200 kHz (ou un multiple de 200 kHz). On retrouve la modulation D-BPSK, les 3 répétitions en voie montante, l'absence de synchronisation fréquentielle et temporelle, etc ... Toutes les stations de base utilisent la même bande de fréquence, et plusieurs stations de base peuvent donc recevoir le même message, exploitant ainsi le principe de diversité spatiale déjà présent dans le réseau Sigfox. Les stations de base remontent ensuite les différentes versions du message à un serveur qui prend en charge les traitements permettant d'en récupérer le contenu.

En résumé, Sigfox a tenté de transposer son système sur des canaux GSM. Aucune évaluation de la technologie n'est présentée dans le TR, mais on peut trouver des informations dans les documents non inclus. Il est supposé que la solution ne remplisse aucun des objectifs fixés. La solution C-UNB n'a été ajoutée au TR que lors de la toute dernière réunion du GERAN, avant la fermeture du *Study Item*. Une certaine façon de récompenser Sigfox pour ses efforts, car même si la solution proposée n'est pas concluante, Sigfox a le mérite d'avoir essayé de fournir un maximum de détails sur sa proposition. Mais au final, l'adaptation d'une technologie basée sur les bandes sans licences à un contexte totalement opposé, tout en tentant de garder la même philosophie, semble être une tâche très (trop) complexe.

On peut se demander le réel objectif de Sigfox dans cette démarche. Il est certain qu'ils souhaitaient pouvoir porter leur solution sur des bandes non libres, ce qui aurait propulsé l'entreprise au rang de *leader* de la connectivité pour l'IdO. Mais il est aussi possible que leur présence et leur participation à ce *Study Item* soit une volonté de s'informer simplement sur ce que prépare la concurrence et d'envisager une éventuelle contre-attaque. Toujours est-il que Sigfox s'est montré actif dans ce *Study Item*, et a réussi le pari de faire rentrer sa solution dans le TR.

2.2.3 Les solutions non catégorisées

En plus des solutions précédentes, deux autres solutions non catégorisées existent. Elles n'appartiennent officiellement ni aux solutions se basant sur une évolution de GSM, ni à celles se basant sur une interface *clean slate*.

2.2.3.1 La proposition de Semtech

Contrairement aux autres solutions présentées dans ce chapitre, la solution de Semtech n'a pas été incluse dans le TR. Semtech a en effet très rapidement abandonné son projet et quitté les réunions d'avancement du *Study Item*. La description succincte proposée ici se base donc sur les quelques documents de Semtech disponibles.

Cette solution, qui n'a pas de nom officiel, utilise une double couche physique. La première est une modulation GMSK *narrow band* (NB), technique déjà utilisée par des solutions précédentes. Chaque bande de 200 kHz est partagée en différentes sous-porteuses ayant des largeurs de bande différentes, et proposant ainsi des débits variables. L'agrégation de sous-porteuses ne semblait pas envisagée par Semtech. La seconde couche physique est un équivalent de la technologie LoRa, porté sur les bandes GSM, et utilise la modulation CSS. Les conditions d'utilisation de l'une ou de l'autre modulation ne sont pas clairement définies, chacune d'entre elles pouvant être employée sur la voie montante et descendante. Il semble que les deux modulations étaient prévues pour fonctionner sur des bandes de fréquences différentes, ou alors séparées temporellement sur la même bande. Néanmoins, il était aussi envisagé que la modulation CSS soit utilisée en parallèle de la modulation NB (sur les mêmes ressources temps-fréquence). Par exemple, la voie balise utilise la modulation CSS et est émise continuellement, en même temps que les canaux NB. Ces émissions simultanées impliquent la création d'interférences, qui semblaient tolérables dans le cas de la voie balise d'après les premières simulations effectuées. La modulation CSS offrait aussi un autre aspect intéressant, avec la possibilité de localiser le MS. Cette fonctionnalité de localisation se basait sur une différence de temps d'arrivée en réception au niveau de la BTS, à condition que plusieurs stations de base reçoivent le même message. La description de la technique de localisation n'a pas été grandement détaillée, mais une précision de 10 à 100 m était annoncée.

Ainsi, à la manière de Sigfox, Semtech a proposé une adaptation de sa technologie LoRa comme solution de connectivité CIoT. Cette solution se basait sur une couche physique originale utilisant deux techniques de modulations en parallèle, et proposait notamment une technique de localisation. C'est cette dernière fonctionnalité qui intéressait particulièrement le reste des membres du GERAN, car c'était la seule solution qui en proposait une. Or, la localisation constitue un besoin dans de nombreux cas d'usage de l'IdO, et proposer ce service reste un avantage pour se démarquer de la concurrence. Néanmoins, toujours à la manière de Sigfox, Semtech développait seul sa solution et ne produisait pas suffisamment de documents pour faire face à des concurrents comme Ericsson, Qualcomm et Huawei. Semtech décida donc de se retirer complètement du *Study Item* (et du GERAN), contrairement à Sigfox qui décida de persévérer. Cette initiative n'est pas dénuée de sens, ce retrait permettant à Semtech de réinvestir ses ressources dans d'autres projets plus prometteurs. Il a néanmoins sacrifié sa place, et donc sa participation aux discussions.

2.2.3.2 *Narrow Band LTE* (NB-LTE)

La solution NB-LTE sera la dernière solution présentée dans ce chapitre, et c'est également la dernière solution inscrite dans le TR. Il y est explicitement précisé que NB-LTE n'est pas défini comme faisant partie des solutions *clean slate*, même si tout laisse à penser

que oui. La position ambiguë dans laquelle se trouve la solution NB-LTE s'explique par les conditions dans lesquelles elle a été introduite. En effet, elle a été proposée par Ericsson et Nokia, lors de la toute dernière réunion du GERAN, ce dernier devant clore le *Study Item*. Nous ne donnerons pas de détails techniques sur cette solution, car elle repose sur les mêmes principes que la solution NB-OFDMA. Le système NB-LTE utilise une modulation OFDM en voie descendante, et une modulation SC-FDMA en voie montante. La largeur de bande de 200 kHz avec 20 kHz de bande de garde est retenue, et la bande est partagée en sous-porteuses. Cette solution se trouve donc dans la même lignée que les solutions NB-OFDMA, NB-M2M et NB-CIoT. Néanmoins, elle se rapproche aussi de EC-GSM, car elle se veut directement liée au système LTE, à la façon de EC-GSM avec le système GSM. Une coexistence sur les mêmes bandes de fréquences entre les systèmes LTE et NB-LTE était donc souhaitée.

L'annonce de cette nouvelle solution a créé de nombreuses tensions et des incertitudes quant à la conclusion de ce *Study Item*. Ce n'est qu'à la suite de longues et difficiles négociations que la solution NB-LTE a finalement été autorisée à rentrer dans le TR, sans que tous les documents apportés par Ericsson et Nokia ne soient validés.

2.2.4 Analyse et synthèse

Au cours de ce début de chapitre, nous avons présenté les solutions proposées pour un *Study Item* au GERAN, ayant pour objectif la conception d'un réseau d'accès offrant une connectivité à l'IdO. Ces solutions sont partagées en deux catégories : celles proposant une évolution des technologies 2G, et celles utilisant une interface radio vierge ou *clean slate*. Concernant la première catégorie, la solution EC-GSM se retrouve comme seule solution aboutie du TR. En effet, Nokia a préféré stopper le développement de son concept et rejoindre Ericsson autour de EC-GSM. De plus, comparé à la solution N-GSM, EC-GSM était plus performant, mais aussi plus simple à mettre en place. Car malgré la nécessité d'employer une puissance d'émission de 33 dBm pour avoir +20 dB d'extension de couverture, son temps de mise sur le marché (le *time to market*) est très faible. De plus, il est possible de directement mettre à jour, non seulement le réseau d'accès, mais aussi les MS déjà existants et souhaitant utiliser le système EC-GSM. C'est donc la force de cette solution, un équilibre entre les performances techniques et les coûts de mise en place.

Concernant la catégorie *clean slate*, Huawei et Qualcomm ont regroupé leurs solutions respectives NB-M2M et NB-OFDMA pour créer la solution NB-CIoT. Cette solution est très performante techniquement, mais demande des investissements supplémentaires pour sa mise en place. De plus, même si la solution a été avant tout pensée pour un déploiement *standalone* (avec des infrastructures dédiées), une implémentation au sein des eNode B serait préférable. Ce choix réduirait certainement les coûts de mise en place du système. La seconde solution *clean slate* qui se dégage est NB-LTE. Bien qu'arrivée (très) tardivement, la solution a pour ambition de fournir une connectivité à l'IdO tout en coexistant avec la solution LTE. La solution NB-LTE fonctionnerait donc sur les bandes LTE classiques et serait donc une solution d'évolution des technologies 4G, à la façon de EC-GSM pour les technologies 2G.

Enfin, on pourra noter la participation des acteurs indépendants de l'IdO, Sigfox et Semtech, ayant tous les deux tenté de proposer une adaptation de leurs solutions propriétaires. Néanmoins, devant l'implication demandée pour concurrencer les autres propositions, et les nombreux problèmes techniques posés par cette adaptation, Semtech a préféré abandonner et Sigfox a tant bien que mal réussi à faire figurer sa solution C-UNB dans le TR. Il a donc été rapidement clair pour Semtech et Sigfox qu'ils ne pourraient pas rivaliser. Néanmoins, leur présence indique une volonté de participation, avec certainement l'objectif initial de

réussir à obtenir un *Work Item*. Mais elle indique aussi une volonté de se renseigner sur la concurrence et éventuellement d'influencer la prise de décision au sein du *Study Item*.

Le semi-échec des opérateurs indépendants dans ce *Study Item* a certainement plusieurs origines. Un mélange d'un manque de ressources attribuées au développement de la solution, d'un manque de soutiens au sein du GERAN et aussi d'une mauvaise adaptation aux problématiques cellulaires peuvent en être la cause. Il n'est pas possible pour le moment de déterminer quelle solution sera la meilleure, entre les technologies CIoT, LoRa et Sigfox. Peut-être même qu'il n'y aura pas de meilleure solution au sens général, mais que chacune sera plus performante selon les cas d'usage, auquel cas un environnement constitué de plusieurs technologies est envisageable et probable.

Pour conclure cette analyse, il est intéressant de constater, qu'à part la solution EC-GSM, toutes les autres solutions ont proposé une technique de transmission à bande étroite. Dans la grande majorité des réseaux LPWAN, les techniques de transmission employées se basent soit sur une technologie à étalement de spectre, soit sur une technologie à bande étroite. Dans le cadre du *Study Item*, les concepteurs ont donc délaissé l'étalement de spectre. On peut trouver différentes justifications à ce choix de design. Tout d'abord, les bandes utilisées sont des bandes allouées (non libres), c'est à dire que la quantité d'interférences au sein de la bande est contrôlée. Les techniques d'étalement de spectre ont l'avantage d'être résistantes aux interférences à bande étroite, ce qui ne semble pas être nécessaire ici. De plus, les solutions proposées se basent plutôt sur les réseaux d'accès 2G et 4G, une utilisation de techniques de transmission à bande étroite semble aussi plus adaptée vis à vis des systèmes déjà implémentés. On constatera également que toutes les solutions, et plus particulièrement EC-GSM, utilisent un mécanisme de répétitions en aveugle. C'est la méthode d'extension de couverture la plus simple, car elle permet, en concevant une seule chaîne de transmission, d'étendre autant que souhaité la couverture du système, au prix d'une consommation d'énergie accrue. C'est donc une solution de choix pour concevoir un système de complexité raisonnable, tout en ayant une flexibilité sur le rendement de codage final de la transmission.

Le tableau 2.10 issu du TR, synthétise la conformité des différentes solutions vis à vis des objectifs fixés par le GERAN. On constatera que, même si aucune des solutions n'a atteint la durée de vie cible de 10 ans pour tous les scénarios imposés, certaines sont tout de même considérées comme conformes. En effet, les objectifs sur la consommation d'énergie ont été amoindris, car ils ne semblaient pas réalisables dans les faits. On remarquera que seules les solutions EC-GSM et NB-CIoT sont considérées comme conformes pour l'ensemble des objectifs. À l'inverse, seule la solution de Sigfox C-UNB est considérée comme non-conforme à l'ensemble des objectifs.

2.3 Les solutions pour le CIoT : EC-GSM-IoT, LTE-M et NB-IoT

Ainsi, suite au *Study Item* qui se termina en août 2015, le système EC-GSM bénéficia d'un *Work Item* traité au GERAN. Concernant les solutions NB-CIoT et NB-LTE, le RAN décida de les utiliser comme solutions de base pour un *Work Item*. Le RAN souhaitant savoir qu'elle solution était la plus pertinente, une première période de 3 mois pour analyser et comparer les deux solutions fut employée. À la suite de cette période, comme aucune des deux solutions ne s'était réellement dégagée, le RAN décida de spécifier une solution basée sur une fusion de NB-CIoT et NB-LTE. L'objectif du 3GPP était de pouvoir clore ces *Work Item* pour la Release 13 en mai 2016. Le GERAN et le RAN avaient donc moins d'un an pour normaliser ces 2 solutions. Au final, les solutions EC-GSM-IoT et NB-IoT

Objectifs à remplir	Nom des différentes solutions		
	EC-GSM	NB-CIoT	NB-LTE
Extension de couverture	Conforme	Conforme	Conformité attendue
Gestion d'un grand nombre d'objets	Conforme	Conforme	Non concluant /FFS
Complexité réduite du MS	Conforme	Conforme	Non concluant /FFS
Durée de vie	Conforme	Conforme	Non concluant/FFS
Latence réduite	Conforme	Conforme	Conformité attendue
Coexistence avec GSM/UMTS/LTE	Conforme	Conforme	Non concluant /FFS
Impact minime sur la BTS	Conforme	Conforme	Non concluant /FFS

Objectifs à remplir	Nom des différentes solutions			
	NB-M2M	NB-OFDMA	N-GSM	C-UNB
Extension de couverture	Conforme	Conforme	Conformité attendue	Non conforme
Gestion d'un grand nombre d'objets	Conforme	Conformité attendue	Non concluant /FFS	Non conforme
Complexité réduite du MS	Conformité attendue	Conformité attendue	Conformité attendue	Non conforme
Durée de vie	Conforme	Conforme	Non concl./FFS	Non conforme
Latence réduite	Conforme	Conforme	Conforme	Non conforme
Coexistence avec GSM/UMTS/LTE	Conformité attendue	Conformité attendue	Conformité attendue	Non conforme
Impact minime sur la BTS	Conformité attendue	Conformité attendue	Conforme	Non conforme

TABLE 2.10 – Tableau récapitulatif de la conformité des différentes solutions vis à vis des objectifs [11]. Lorsque la conformité est dite “attendue”, c’est qu’elle n’a pas été formellement confirmée, mais que l’objectif semble pouvoir être atteint.

furent incluses dans la Release 13 comme solutions CIoT, aux côtés du système LTE-M. Certaines améliorations étant souhaitées, des évolutions de chaque solution ont été introduites en Release 14, en mai 2017. Les sections suivantes présenteront succinctement les principales caractéristiques des couches physiques des différentes solutions de la Release 13, ainsi que de leurs évolutions en Release 14.

2.3.1 Les solutions CIoT de la Release 13

2.3.1.1 La solution EC-GSM-IoT

Les caractéristiques du système EC-GSM-IoT sont très proches de celles de la solution d’origine EC-GSM. L’extension de couverture repose uniquement sur l’utilisation de répétitions en aveugle, le standard EC-GSM-IoT apportant le moins de modifications possibles aux systèmes 2G. À la suite des nombreux travaux déjà effectués sur la solution

EC-GSM lors du *Study Item*, certaines fonctionnalités ont été modifiées ou ajoutées. Une amélioration de la sécurité a notamment été apportée. Le nombre de classes de couverture a été réduit à 4, et la modulation 8-PSK est devenue optionnellement utilisable en voie montante et descendante. Enfin, les 2 classes de puissance à 33 et 23 dBm sont toujours considérées, ainsi que les modes d'économie d'énergie PSM et eDRX⁵. Tout comme pour le système EC-GSM, la mise en place de EC-GSM-IoT ne nécessite qu'une simple mise à jour logicielle, et son utilisation est donc préconisée pour les opérateurs ne souhaitant pas réutiliser toute leur bande 2G pour la 4G. Dans une configuration où le standard EC-GSM-IoT fonctionne seul, donc sans les services des systèmes GSM/GPRS, un minimum de trois canaux duplexes 2G est nécessaire. Des canaux supplémentaires doivent être utilisés si un support parallèle des services 2G classiques est souhaité, le nombre de canaux dépendant de la charge attendue pour ces services.

2.3.1.2 La solution LTE-M

À la façon de la catégorie 0 d'UE ajoutée dans la Release 12, la solution LTE-M [30], aussi appelée eMTC (*enhancements for MTC*), ajoute la catégorie M1, tout en proposant de nombreuses modifications au système LTE. L'un des objectifs du système LTE-M est d'obtenir une extension de couverture de 15 dB par rapport au MCL du LTE classique, tout en diminuant la complexité et en limitant la consommation d'énergie de l'UE. Ainsi, un UE de catégorie M1 dispose de 2 modes de fonctionnement. Le mode A est le mode de fonctionnement basique, disposant d'une faible extension de couverture, et pouvant utiliser les modulations QPSK et 16-QAM (voies montante et descendante). Le mode B, optionnel, dispose d'une forte extension de couverture, mais n'autorise que la modulation QPSK.

Pour augmenter la couverture, le standard LTE-M utilise, tout comme EC-GSM-IoT, des répétitions en aveugle. En mode B, le nombre maximal de répétitions nécessaire pour atteindre l'extension de couverture cible est de 512, même si la norme prévoit la valeur de 2048 répétitions au maximum. Le nombre de répétitions requis est déterminé dynamiquement par le système parmi un ensemble de valeurs, un mécanisme HARQ étant également mis en place. Des efforts particuliers ont aussi été réalisés pour améliorer l'estimation de canal. Concernant l'utilisation spectrale, la bande est partagée en NB de 6 PRB, chaque NB étant disjointe des autres. La voie descendante utilise au maximum un NB, alors que la voie montante ne peut employer qu'un ou 2 PRB. Un mécanisme de saut de fréquence est utilisé, de sorte à pouvoir bénéficier de la diversité en fréquence, notamment au sein des répétitions. Concernant la complexité, un mode half-duplex (HD) est également disponible en complément du mode full-duplex (FD) classique. Le système LTE-M supporte les multiplexages de type FDD et TDD. En mode FD-FDD, le débit maximal est de l'ordre de 800 kbps en voie montante et descendante, pour environ 300 kbps en mode HD et sans MIMO. En effet, aucune technique MIMO n'est considérée, la catégorie M1 ne devant comporter qu'une seule antenne TX et RX. Concernant les modes d'économie d'énergie, le système LTE-M dispose du mode PSM et de 2 modes eDRX : eCDRX (*Extended Connected Discontinuous Reception*) et eIDRX (*Extended Idle Discontinuous Reception*). Lorsque l'UE est en mode eCDRX, il peut allonger la durée entre 2 écoutes du canal de *paging* de 1.28 s à 5.12 s ou 10.24 s. En mode eIDRX, cette durée correspond à un nombre configurable d'hypertrames, pour une durée maximale de 43.69 min. Le mode eCDRX est applicable lorsque l'UE est en mode "*RRC connected*", c'est à dire qu'il a un contexte activé au niveau

5. Pour rappel, en mode PSM, le MS reste en sommeil jusqu'à ce qu'il doive réaliser une émission de données ou rappeler sa présence au réseau. Il dispose alors d'une courte fenêtre de *paging* après sa transmission. En mode eDRX, la durée séparant 2 réveils du MS pour écouter le canal de *paging* est étendue. Le MS peut rester en sommeil durant cette période, la durée étant configurable.

de l'eNode B. Le mode eIDRX n'est applicable qu'avec le mode "RRC idle", où l'UE n'a pas de contexte avec l'eNode B mais uniquement avec le réseau cœur. Enfin, un nouveau canal de signalisation est mise en place, le MPDCCH (*MTC Physical Downlink Control Channel*). Son rôle est équivalent à celui du PDCCH pour les mobiles classiques et permet notamment de transmettre les ACK/NACK, l'attribution de ressources, le *paging*, etc ... Le MCL atteint par le standard LTE-M est de 155.7 dB pour une puissance d'émission de 23 dBm. Le niveau de couverture offert est donc équivalent à celui du système EC-GSM-IoT, ce dernier ayant un MCL de 154 dB pour 23 dBm de puissance d'émission.

2.3.1.3 La solution NB-IoT

Le travail de normalisation basé sur les travaux de Huawei et Qualcomm sur la solution NB-CIoT, ainsi que sur la solution NB-LTE de Ericsson et Nokia, ont conduit à la solution NB-IoT [30]. D'un côté, le système NB-IoT est prévu pour pouvoir fonctionner sur les bandes LTE en parallèle des services LTE classiques (cas de NB-LTE), la solution utilisant l'OFDM en voie descendante et le SC-FDMA en voie montante (dans le cas de plusieurs sous-porteuses). Mais d'un autre côté, le standard NB-IoT peut également utiliser les bandes de garde du LTE ou encore les bandes de la 2G (cas de NB-CIoT). En effet, seule une bande duplexe de 180 kHz (1 PRB) en FDD est requise, sachant que le système est uniquement prévu pour fonctionner en mode HD-FDD. Comparé au gabarit de puissance utilisé en LTE, une augmentation de 6 dB de la puissance maximale employable est mise en place, permettant un gain de couverture. Plusieurs largeurs de canaux sont considérées pour les transmissions. En voie descendante, la station de base peut utiliser soit une, soit plusieurs sous-porteuses de 15 kHz, avec un maximum de 12 sous-porteuses. En voie montante, l'UE a en plus la possibilité d'utiliser une seule sous-porteuse de 3.75 kHz, dans le cadre d'une extension de couverture extrême. Dans le cas d'une seule sous-porteuse utilisée, de 15 ou 3.75 kHz, le spectre du signal modulé possède une enveloppe en sinus cardinal (tout comme pour l'OFDM). La modulation QPSK est utilisée pour la voie descendante. Une modulation $\frac{\pi}{4}$ -QPSK est employée pour la voie montante, sauf dans le cas d'une sous-porteuse de 3.75 kHz, où une modulation $\frac{\pi}{2}$ -BPSK est utilisée. Ces modulations étaient déjà employées dans le cadre de la solution NB-CIoT, et ont pour objectif de diminuer le PAPR et donc la complexité du système. De même, le système NB-IoT utilise un code convolutif pour la voie descendante, et un turbo code en voie montante. Enfin, pour permettre une extension de couverture suffisante, des répétitions en aveugle sont employées. Tout comme dans le cas du système LTE-M, un maximum de 2048 répétitions est prévu, ajouté à un mécanisme d'HARQ. Finalement, l'extension de couverture offerte permet d'atteindre le MCL de 164 dB pour la nouvelle catégorie d'UE ajoutée : la catégorie NB1.

À la suite de la Release 13, les opérateurs disposaient donc de plusieurs solutions CIoT. Le tableau 2.11 résume les différentes caractéristiques de ces solutions. Concernant la 4G, 2 possibilités s'offraient à eux : la solution LTE-M ou la solution NB-IoT. D'un côté, le système NB-IoT offrait une meilleure couverture que le système LTE-M, une complexité d'UE réduite et la possibilité d'un déploiement hors bandes LTE, donnant plus de flexibilité aux opérateurs. Mais d'un autre côté, le standard NB-IoT impliquait certaines modifications matérielles sur les eNode B, contrairement à LTE-M. En effet, la mise en place du système LTE-M consistait en une simple mise à jour logicielle, tout comme EC-GSM-IoT. De plus, le système LTE-M proposait des débits plus élevés et se plaçait dans une certaine continuité avec le système LTE. On peut aussi noter que la Release 13 ne proposait que des premières versions de ces solutions, qui devaient encore être calibrées et améliorées en Release 14. La question de l'absence de techniques de localisation a plus particulièrement été soulevée, l'objectif des 100 m de précision en moyenne étant évoqué. Le choix d'une

solution à adopter étant une décision importante pour un opérateur, les premiers tests matériels de la Release 13 et les améliorations de la Release 14 étaient particulièrement attendus.

	LTE-M (Cat M1)	NB-IoT (Cat NB1)	EC-GSM-IoT
Déploiement	Bande LTE	Bande LTE, bande de garde LTE, <i>standalone</i>	Bande GSM
MCL	155.7 dB	164 dB	164 dB (à 33 dBm)
Voie descendante (VD)	OFDMA, porteuse 15 kHz, turbo code, 16-QAM, 1 RX	OFDMA, porteuse 15 kHz, conv. code, QPSK, 1 RX	TDMA/FDMA, GMSK, 8PSK optionnelle, 1 Rx
Voie montante (VM)	SC-FDMA, porteuse 15 kHz, turbo code, 16-QAM	SC-FDMA, porteuse 15 kHz et 3.75 kHz, turbo code, $\frac{\pi}{4}$ -QPSK	TDMA/FDMA GMSK, 8PSK optionnelle
Bande passante	1.08 MHz	180 kHz	200 kHz par canal
Débit max. (VD/VM)	1 Mbps/ 1 Mbps	250 kbps/250 kbps (20 kbps pour une porteuse)	70 kbps (GMSK), 240 kbps (8PSK) (VD/VM)
Duplexage	FD et HD, FDD et TDD	HD-FDD	HD-FDD
Consommation d'énergie	PSM, eIDRX, eCDRX	PSM, eIDRX, eCDRX	PSM, eIDRX
Classe de puissance	23 dBm 20 dBm	23 dBm 20 dBm	33 dBm 23 dBm

TABLE 2.11 – Caractéristiques des différentes technologies CIoT en Release 13.

2.3.2 Les évolutions apportées par la Release 14

Les améliorations souhaitées pour le standard EC-GSM-IoT en Release 14 portaient sur la localisation, comme évoqué précédemment, mais également sur une extension de couverture supplémentaire. En effet, le système EC-GSM-IoT n'offre que 10 dB de gain de couverture pour 23 dBm de puissance d'émission. Un gain de couverture supplémentaire de 10 dB était initialement souhaité, mais difficilement réalisable. Au final, une nouvelle classe de couverture, la classe 5, voit le jour et offre un gain de l'ordre de 5 dB, notamment en augmentant le nombre maximal de répétitions à 48. Des nouveaux formats de *burst* sur 2 *slots* ont également été ajoutés pour faciliter la planification et la gestion des ressources. Concernant la localisation, le standard EC-GSM-IoT (en Release 14) propose deux mécanismes complémentaires. Tout d'abord une méthode classique de trilatération⁶ en utilisant les TA obtenus d'au moins 3 stations de bases idéalement positionnées. En connaissant les temps de propagation entre le MS et les BTS, on obtient des cercles se croisant (entre autres) à la position du MS. Lorsque 3 BTS sont utilisées, une meilleure précision est obtenue si elles sont positionnées avec un angle de $\frac{2\pi}{3}$ les unes par rapport aux

6. La trilatération détermine la position d'un objet à partir des distances relatives de cet objet à des objets de référence. À ne pas confondre avec la triangulation qui se base sur les angles d'un triangle formé par l'objet à localiser et par au moins 2 objets de référence.

autres, comme présenté sur la Fig. 2.6. Une fois cette première localisation obtenue, il est possible de l'actualiser avec la technique OTD (*Observed Time Difference*). Le MS rapporte les durées séparant la réception des signaux de synchronisation (SCH ou EC-SCH) des cellules voisines, de celui de la cellule le servant⁷. Durant une certaine période de validité, il est ainsi possible d'estimer une nouvelle position du MS à partir des informations OTD. De même, si par la suite un autre MS, dans la même région géographique, requiert une localisation, sa position peut être directement évaluée à l'aide des mesures OTD en les comparant à d'autres mesures récemment effectuées. Néanmoins, les simulations effectuées au 3GPP montrent que la trilatération par TA est, dans tous les cas, plus précise que l'OTD. L'intérêt de l'OTD réside dans la faible consommation d'énergie requise en comparaison à la trilatération par TA. En effet, cette dernière technique demande au MS de se connecter à au moins 3 BTS, comprenant les étapes de synchronisation en fréquence et en temps, le TA n'étant obtenu qu'à la suite d'un RACH. L'OTD est aussi plus adapté aux objets en déplacement, requérant plus régulièrement leurs localisations que les objets immobiles, et nécessitant aussi moins de précision. Une discussion autour des différentes techniques de localisation envisageables sur les réseaux cellulaires est présentée dans la section 2.3.3.

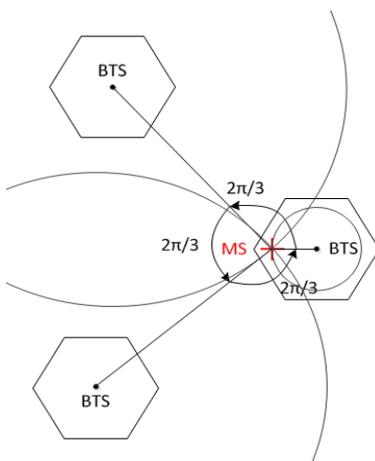


FIGURE 2.6 – Exemple de positionnement par trilatération avec 3 BTS idéalement positionnées.

La Release 14 propose également une évolution du standard LTE-M, nommée FeMTC (*Further enhancements for MTC*). Les principales améliorations concernent l'augmentation du débit, avec un maximum de 4 Mbps pour la voie descendante et 7 Mbps en voie montante en FD-FDD et 5 MHz de bande. La catégorie d'UE "M2" est ajoutée. Le transport de la voix (VoLTE) est supporté en extension de couverture. Dans le cadre du système LTE-M, le support de la voix était également possible, mais sans extension de couverture. La localisation par OTDOA (*Observed Time Difference Of Arrival*) [31] est ajoutée. Le mécanisme OTDOA utilisé est directement hérité du système LTE. La localisation repose sur les signaux PRS (*Positioning Reference Signals*), émis par l'eNode B et définis de sorte à pouvoir être reçu par des UE servis par des eNode B voisins. Pour pouvoir réaliser le positionnement, le réseau doit être synchronisé, les eNode B voisins devant émettre leurs signaux PRS aux mêmes instants. L'UE souhaitant connaître sa localisation doit mesurer les différences de temps entre la réception du PRS de la cellule le servant, et ceux des cellules voisines. Ces mesures sont appelées RSTD (*Reference Signal Time Differences*).

7. Pour rappel, le réseau d'accès GSM n'est pas synchronisé, donc différentes BTS n'émettront pas leurs signaux de synchronisation au même moment.

Les différences de temps définiront des distances relatives et permettront de déterminer précisément la position de l'UE. Pour faciliter la réception des signaux PRS des cellules voisines, un ensemble de mécanismes ont été mis en place, comme des fréquences d'émission différentes, l'utilisation de codes orthogonaux entre cellules, ou encore des puissances d'émission différentes. Toute cette organisation repose sur une communication efficace entre les eNode B par l'interface X2. Une bonne réception des signaux PRS améliore la précision de la localisation, et permet à l'UE d'économiser de l'énergie, en réduisant le nombre de signaux PRS devant être écoutés. On pourra noter l'ajout de transmissions point à multipoint SC-PTM (*Single Cell Point To Multipoint*) pour permettre une augmentation de la capacité du système, une eNode B pouvant ainsi transmettre la même information à un groupe d'objets.

Le standard NB-IoT dispose aussi de son évolution avec eNB-IoT (*Enhanced NB-IoT*). Les principaux ajouts concernent une nouvelle classe de puissance à 14 dBm, des latences réduites, une augmentation du débit maximal, un positionnement OTDOA similaire à celui du système FeMTC et également le support des transmissions SC-PTM. Une nouvelle catégorie d'UE "NB2" est également ajoutée.

Ces évolutions ont donc permis de renforcer le support de l'IdO par les réseaux cellulaires, notamment grâce au support de techniques de localisation. Le tableau 2.12 résume les caractéristiques de chaque solution en Release 14. En conclusion, les opérateurs souhaitant un support de l'IdO par la 4G ont donc 2 possibilités : FeMTC ou eNB-IoT. Le premier offrant moins d'extension de couverture et impliquant une complexité légèrement supérieure, mais offrant des débits plus importants, un support de VoLTE, une latence plus faible et ne nécessitant qu'une mise à jour logicielle. Le système eNB-IoT semble plus destiné aux objets à très faible complexité et très faible consommation d'énergie, comparé à la solution FeMTC dans son état actuel. Néanmoins, le standard FeMTC se situe dans la continuité du système LTE et se place dans le cadre d'une évolution progressive du système, alors que le standard eNB-IoT reste une technologie détachée du système LTE classique. De plus, une étude récente [32] a montré, qu'il serait possible pour le système LTE-M d'atteindre un niveau de couverture (MCL) équivalent à celui de NB-IoT. Il a notamment été mis en avant que les calculs de MCL précédemment effectués n'étaient pas faits avec les mêmes conditions de figure de bruit entre les systèmes LTE-M et NB-IoT. Les premiers tests terrain semblent effectivement montrer que le standard FeMTC offre une couverture maximale supérieure aux 155.7 dB annoncés, et à l'inverse, que le standard eNB-IoT aurait un MCL inférieur aux 164 dB annoncés. Les 2 technologies pourraient donc avoir un MCL équivalent, de l'ordre de 160 dB. Le choix ne semble donc pas évident, et il est certain que les deux technologies 4G cohabiteront dans le futur. Cette situation pose le problème du *roaming*, un objet se déplaçant devant éventuellement pouvoir supporter différentes technologies en fonction du réseau, que ce soit entre solutions 4G, ou encore entre la 4G et la 2G. On peut aussi noter que c'est la solution EC-GSM-IoT qui offre l'extension de couverture la plus importante, avec un MCL théorique de 169 dB.

2.3.3 Discussion autour de la localisation pour l'IdO basée sur les réseaux cellulaires

Le besoin en localisation de certaines applications de l'IdO a nécessité la mise en place de solutions adaptées dans les différents standards CIoT en Release 14. En effet, l'utilisation du GPS (*Global Positioning System*) n'était pas envisageable dans la majorité des cas, notamment à cause de la complexité et de la consommation énergétique induites. Un état de l'art et une analyse des différentes solutions de localisation pour l'IdO basées sur les réseaux cellulaires sont disponibles dans l'Annexe B.1. Cette section propose de présenter,

	FeMTC	eNB-IoT	EC-GSM-IoT
Déploiement	Bande LTE	Bande LTE, bande de garde LTE, <i>standalone</i>	Bande GSM
MCL	155.7 dB	164 dB	169 dB (33 dBm, CC5)
Bande passante	5 MHz	180 kHz	200 kHz par canal
Débit max. (VD/VM)	4 Mbps/ 4 Mbps	250 kbps/250 kbps (20 kbps pour une porteuse)	70 kbps (GMSK), 240 kbps (8PSK) (VD/VM)
Duplexage	FD et HD, FDD et TDD	FD- et HD-FDD	HD-FDD
Consommation d'énergie	PSM, eIDRX, eCDRX	PSM, eIDRX, eCDRX	PSM, eIDRX
Classe de puissance	23 dBm 20 dBm	23, 20 et 14 dBm	33 dBm 23 dBm
Support Voix	Oui (VoLTE)	Non	Non
Localisation	OTDOA	OTDOA	trilatération par TA et OTD

TABLE 2.12 – Caractéristiques des différentes technologies CIoT en Release 14.

de manière concise, les conclusions tirées de cet état de l'art.

On définit deux cas d'usages classiques de la localisation dans l'IdO. Dans le cas d'un objet immobile, les localisations successives peuvent être très espacées dans le temps et une consommation d'énergie plus importante pour chaque localisation peut être envisagée, si le gain en précision est satisfaisant. Dans le cas d'un objet mobile, on préférera des localisations plus fréquentes mais moins consommatrices d'énergie, au prix éventuel d'une précision réduite. De plus, la localisation de l'objet doit aussi être réalisable si l'objet est situé en intérieur ou sous le sol. Dans le cadre du 3GPP et du CIoT, et en prenant en compte ces considérations, seules les techniques de localisations basées sur le CellId, le TOA (*Time Of Arrival*) et le TDOA (*Time Difference Of Arrival*) ont été retenues. Dans sa forme basique, la technique de localisation par CellId associe la position de l'objet à la position de la station de base. Des versions plus évoluées peuvent utiliser la valeur du *Timing Advance* (ou l'équivalent suivant la génération de réseau cellulaire considéré), pour donner une meilleure approximation de la localisation de l'objet. Ces techniques sont simples à utiliser et transparentes pour l'objet, au prix d'une précision relative à la taille de la cellule. Les objets désirant une plus grande précision, mais pour une consommation d'énergie plus importante, pourront utiliser les techniques TOA et TDOA. Les techniques TOA demandent à l'objet de se connecter aux stations de base impliquées dans la localisation (au moins 3 différentes), la position de l'objet étant estimée à partir des valeurs de *Timing Advance* (ou équivalent) obtenues pour chaque station de base. Le positionnement par TOA implique une consommation d'énergie accrue en comparaison du TDOA, mais est plus simple à mettre en place pour le réseau. En effet, les techniques TDOA requièrent uniquement la réception de signaux et le calcul de différences de temps d'arrivée, mais nécessitent l'existence d'une référence de temps commune (au moins au niveau du réseau). L'avantage des techniques TOA et TDOA par rapport à d'autres techniques de localisation (voir l'Annexe B.1), est qu'elles conservent de bonnes performances quel que soit l'envi-

ronnement dans lequel se trouve l'objet. Les performances attendues par le 3GPP pour les solutions de type TOA et TDOA sont entre 50 et 100 m d'erreur moyenne. On peut aussi noter que, l'extension de couverture fournie à chaque objet par les standards CIoT induit qu'un plus grand nombre de stations de base peuvent être en visibilité. Cette caractéristique peut permettre d'améliorer la précision de la localisation, soit en augmentant le nombre de stations de base utilisées, soit en permettant un meilleur choix géographique des stations de base impliquées.

Conclusion de chapitre

Au cours de ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté et analysé le travail fourni par le 3GPP au cours du *Study Item* sur le CIoT. Cette première approche a ensuite permis la conception et la normalisation des technologies CIoT de la Release 13, à savoir EC-GSM-IoT, NB-IoT et LTE-M. Nous avons ainsi pu comprendre le processus de normalisation propre au 3GPP. De plus, les solutions présentées au *Study Item* et celles normalisées par la suite nous ont montré de quelle façon les réseaux cellulaires pouvaient répondre aux différents besoins de l'IdO, en termes de couverture, de consommation d'énergie et de gestion de la capacité. De même, des solutions de localisation, devant allier précision et faible consommation d'énergie, dans des environnements très différents, ont pu être fournies. La présentation de l'état actuel de ces standards en Release 14 pose la question du choix technologique pour les opérateurs, mais aussi les concepteurs d'objets. Et ce choix est déterminant, car on ne mesure pas le succès d'une technologie à la qualité de ses spécifications techniques, mais à l'existence d'objets employant ladite technologie. Pour l'instant, chaque solution semble s'adresser à un marché propre, mais les évolutions de ces technologies ne convergeront-elles pas vers une unique solution 5G ?

On pourra aussi noter l'utilisation de mécanismes identiques entre les différentes solutions CIoT. Par exemple, les modes d'économies d'énergie PSM et eDRX, qui permettent à l'objet de se mettre en sommeil durant de longues périodes, pendant lesquelles le réseau se charge de maintenir son contexte actif. Ou encore, l'utilisation de répétitions en aveugle, une technique efficace et peu complexe, qui est utilisée par l'ensemble des solutions CIoT pour accroître facilement la couverture du système. Pour la suite de ce manuscrit, nous nous intéresserons à la problématique de la couverture et plus particulièrement aux mécanismes de recombinaison de répétitions aveugles en réception. Nous utiliserons le cas de la 2G (GSM/GPRS) comme cas d'application.

3 Optimisation des techniques de recombinaison au sein du récepteur

Introduction

Les technologies CIoT actuelles se basent plus particulièrement sur l'utilisation de répétitions pour augmenter la couverture du système. En effet, la qualité du lien radio entre un objet et la station de base peut être si mauvaise, qu'il est nécessaire d'effectuer un certain nombre de répétitions pour obtenir des performances acceptables pour le système. On parle alors de répétitions aveugles (*blind repetitions*), l'émetteur répétant aveuglément la trame d'information, sans attendre l'acquiescement du récepteur. Suivant la configuration du système, le nombre de répétitions est déterminé plus ou moins dynamiquement, en fonction de la qualité estimée du lien. Car le principe sur lequel repose le mécanisme de répétition est simple : émettre une répétition c'est augmenter l'énergie totale dédiée à l'information, et accroître cette énergie c'est théoriquement faciliter la démodulation de l'information en réception. Mais pour faire bon usage de ces répétitions, le récepteur doit utiliser un mécanisme de recombinaison.

Ainsi, après une présentation de l'état de l'art des principaux mécanismes de recombinaison, nous décrirons le système que nous avons considéré pour notre étude. Nous utiliserons le système GSM/GPRS des réseaux 2G comme cas d'application, en référence au système EC-GSM-IoT. Nous présenterons les chaînes d'émission et de réception, ainsi que les mécanismes de recombinaison étudiés. Nous effectuerons ensuite une analyse théorique des performances attendues en termes de SINR (*Signal to Interference plus Noise Ratio*) moyen pour certains de ces mécanismes, et nous confronterons les résultats théoriques à des résultats de simulation.

3.1 État de l'art des mécanismes de recombinaison

Les mécanismes de recombinaison sont généralement regroupés sous le terme de *diversity combiners*. En effet, il n'est pas nécessairement question de répétitions temporelles, et la diversité considérée peut également être d'ordre fréquentielle ou spatiale. Dans l'état de l'art, il est d'ailleurs souvent question de diversité spatiale. On considère alors que le récepteur possède plusieurs "antennes réceptrices décorréées". Ceci signifie plus exactement que le récepteur dispose de plusieurs versions de la même trame, chaque version issue d'une antenne réceptrice étant affectée par un canal de propagation décorréé des autres. C'est cette diversité spatiale (ou de canal) qui permet d'améliorer les performances du système.

Dans cette section, on parlera donc plutôt des versions du signal que de répétitions. Plus exactement, on considérera R versions du signal ($R \geq 1$) pour R antennes réceptrices. On note $s_k(t)$ la $k^{\text{ème}}$ version du signal temporel reçu ($1 \leq k \leq R$). En notant $s(t)$, le signal temporel obtenu à l'issue du mécanisme de recombinaison, on peut simplement avoir,

$$s(t) = \sum_{k=1}^R s_k(t). \quad (3.1)$$

Généralement, on pondère chaque répétition du signal par un coefficient constant réel ou complexe a_k ,

$$s(t) = \sum_{k=1}^R a_k s_k(t). \quad (3.2)$$

On considère que chaque version $s_k(t)$ peut s'exprimer sous la forme,

$$s_k(t) = g_k d(t) + n_k(t). \quad (3.3)$$

On a noté $d(t)$ le signal d'origine, commun à toute les versions $s_k(t)$. On suppose que le signal $d(t)$ est en bande de base et que les différentes versions $s_k(t)$ sont en phase, impliquant une synchronisation fréquentielle et temporelle parfaite du récepteur. Le signal $d(t)$ est supposé de moyenne nulle et de puissance unité, de sorte que $\langle d(t)d^*(t) \rangle = 1$, avec $\langle . \rangle$ l'espérance mathématique et $*$ l'opérateur de conjugaison complexe. Le terme de bruit complexe $n_k(t)$ est assimilé à un bruit additif blanc gaussien AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) de moyenne nulle et de variance $\sigma_{n_k}^2$. Chaque version du signal $s_k(t)$ subit un bruit indépendant des autres versions, de sorte que $\langle n_k(t)n_i(t) \rangle = \langle n_k(t) \rangle \langle n_i(t) \rangle = 0$ pour $k \neq i$. On considère que le bruit varie rapidement à l'échelle d'une trame (d'où sa dépendance par rapport au temps), à la différence du canal de propagation qui varie lentement. Ainsi, l'effet du canal de propagation mono-trajet se retranscrit par la multiplication d'un terme réel constant g_k au signal $d(t)$, le terme g_k représentant l'affaiblissement du canal, supposé à bande étroite. Comme évoqué précédemment, les variables g_k sont indépendantes les unes des autres. Le canal de propagation est ici supposé être à évanouissement de Rayleigh, dont la fonction de densité de probabilité PDF (*Probability Density Function*) s'exprime comme,

$$f_{g_k}(x) = \frac{2x}{\sigma_{g_k}^2} \exp\left(-\frac{x^2}{\sigma_{g_k}^2}\right), \quad (3.4)$$

avec $\langle g_k^2 \rangle = \sigma_{g_k}^2$. On dit alors que la distribution de Rayleigh est de paramètre σ_{g_k} . Le canal à évanouissements de Rayleigh est utilisé pour décrire un environnement riche en réflexions, sans ligne de vue directe entre l'émetteur et le récepteur. Il est ainsi souvent choisi pour modéliser le canal de propagation en zone urbaine. À l'inverse, on utilisera plutôt un canal à évanouissements de Rice pour représenter une zone rurale, où il est commun d'avoir une ligne de vue directe.

Pour présenter les performances des mécanismes de recombinaison, il est intéressant de calculer le SNR (*Signal to Noise Ratio*) moyen de la trame recombinaison. En effet, du SNR moyen vont découler les performances en termes de BER (*Bit Error Rate*) et BLER (*Block Error Rate*) que l'on peut espérer du système. Le SNR moyen se calcule comme l'espérance du SNR instantané. Ce dernier est égal à la puissance de signal utile sur la puissance de bruit. On peut voir le SNR instantané comme étant le SNR calculé à l'échelle d'une trame recombinaison. Dans ce cadre, les processus variant rapidement comme le signal $d(t)$ ou le bruit ne seront pas considérés comme constants, à la différence des coefficients d'évanouissements g_k . De plus, l'intervalle de temps total considéré est supposé suffisamment court pour que tous les processus soient stationnaires. Ce raisonnement est analogue à celui mené par D.G.Brennan dans [33].

Dans un premier temps, on décide de déterminer le SNR moyen de chaque version $s_k(t)$. Pour cela, on calcule donc tout d'abord le SNR instantané, au sens de la réalisation du canal, noté SNR_k . Il est obtenu par le ratio de la puissance instantanée du signal reçu P_k sur la puissance instantanée du bruit N_k . Par définition, on a,

$$P_k = \langle (g_k d(t))(g_k d(t))^* \rangle, \quad (3.5)$$

$$N_k = \langle (n_k(t))(n_k(t))^* \rangle \quad (3.6)$$

Encore une fois, pour le calcul du SNR instantané, l'horizon de temps sur lequel est effectuée l'espérance est suffisamment court pour considérer le canal de propagation comme constant, mais pas le bruit. De plus comme le signal $d(t)$ est de puissance unité et qu'il est indépendant de l'évanouissement, on obtient,

$$P_k = g_k^2, \quad (3.7)$$

$$N_k = \sigma_{n_k}^2, \quad (3.8)$$

Ainsi, on obtient le résultat classique,

$$\boxed{\text{SNR}_k = \frac{P_k}{N_k} = \frac{g_k^2}{\sigma_{n_k}^2}}. \quad (3.9)$$

On a donc défini le SNR instantané de chaque version du signal. On peut désormais exprimer le SNR moyen $\overline{\text{SNR}_k}$,

$$\boxed{\overline{\text{SNR}_k} = \left\langle \frac{g_k^2}{\sigma_{n_k}^2} \right\rangle = \frac{\sigma_{g_k}^2}{\sigma_{n_k}^2}}. \quad (3.10)$$

Dans le cas du SNR moyen, le canal de propagation n'est plus considéré comme constant, et le terme g_k évolue avec le temps. L'espérance dans l'équation (3.10) doit donc être calculée conformément à la densité de probabilité du processus g_k . On constatera que, si tous les canaux de propagation et tous les termes de bruit suivent respectivement la même loi, de sorte que $\sigma_{g_k}^2 = \sigma_g^2$ et $\sigma_{n_k}^2 = \sigma_n^2$ pour tout k , alors le SNR moyen de chaque version est identique. Nous utiliserons directement les termes σ_g^2 et σ_n^2 si nous nous plaçons dans un tel cas. En général, on considère également que $\sigma_g^2 = 1$ et $\sigma_n^2 = 1$, de sorte que $\overline{\text{SNR}_k} = 1$. Le système est alors normalisé.

3.1.1 Selection Combining (SC)

Un exemple de récepteur implémentant le mécanisme SC est décrit par la Fig. 3.1. À chaque instant, le récepteur compare les SNR instantanés de chaque version du signal et utilise celle qui possède le SNR instantané le plus élevé [33] [34].

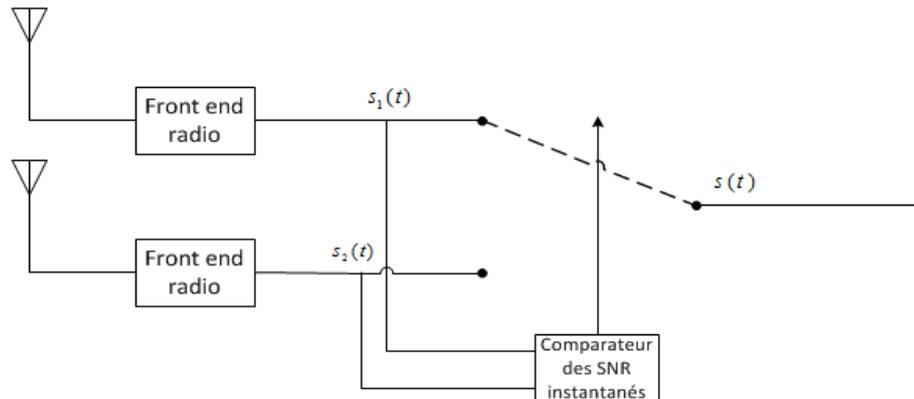


FIGURE 3.1 – Implémentation schématique d'un *Selection Combiner* à deux voies.

Ainsi, si à un instant donné, la répétition i présente le meilleur SNR, de sorte que $\text{SNR}_i > \text{SNR}_k$ pour $k \neq i$, alors dans l'Eq. (3.2) on a,

$$a_k = \begin{cases} 1, & \text{pour } k = i, \\ 0, & \text{pour } k \neq i. \end{cases} \quad (3.11)$$

Cette technique n'utilise donc pas de recombinaisons à proprement parler, mais utilise bien la diversité de canal pour toujours choisir la version de l'information offrant les meilleures performances. Cette technique est couramment utilisée dans les récepteurs disposant de plusieurs antennes. On parle alors de sélection d'antennes.

Dans [33], un calcul de la fonction de distribution cumulative du SNR instantané après application du mécanisme SC sur R canaux (fonction notée $S_R(p)$) est fourni. En considérant que $\sigma_g^2 = 1$ et $\sigma_n^2 = 1$, la probabilité que le SNR instantané soit supérieur à une valeur p est égale à,

$$S_R(p) = (1 - \exp(-p))^R. \quad (3.12)$$

On peut ensuite calculer la valeur du SNR moyen, à partir de l'expression de $S_R(p)$. Le résultat obtenu dans [33] est,

$$\overline{\text{SNR}} = \sum_{k=1}^R \frac{1}{k}. \quad (3.13)$$

Pour rappel on a défini $\overline{\text{SNR}}_k = 1$. Concrètement, augmenter le nombre de versions du signal R devient rapidement peu intéressant. En effet, ajouter la version R n'augmente le SNR moyen que de $\frac{1}{R}$. Néanmoins, le SC reste une technique simple à mettre en place. On peut également évoquer la technique du *scanning combining* [33]. Le principe est presque identique, ce mécanisme utilisant la première version dont le SNR est au dessus d'un seuil. Ensuite, il ne change de version que si le SNR de la version choisie passe sous le seuil.

3.1.2 Equal Gain Combining (EGC)

Dans le cas du mécanisme EGC, les poids attribués dans l'Eq. (3.2) sont tous égaux à 1, comme présenté par le Fig. 3.2 [33] [34].

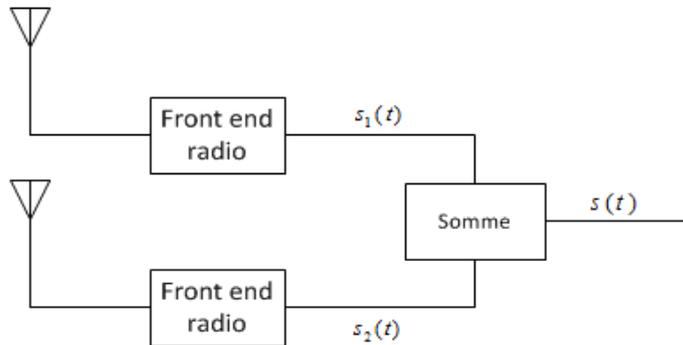


FIGURE 3.2 – Implémentation schématique d'un *Equal Gain Combiner* à deux voies.

On retrouve donc la formule de l'Eq. (3.1),

$$s(t) = \sum_{k=1}^R g_k d(t) + \sum_{k=1}^R n_k(t). \quad (3.14)$$

On exprime ainsi le SNR instantané par,

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= \frac{\sum_{k,i=1}^R \langle (g_k d(t))(g_i d(t))^* \rangle}{\sum_{k=1}^R \langle n_k(t)(n_i(t))^* \rangle}, \\ &= \frac{\sum_{k,i=1}^R g_k g_i}{\sum_{k=1}^R \sigma_{n_k}^2}. \end{aligned} \quad (3.15)$$

Le SNR moyen est donc égal à,

$$\begin{aligned} \overline{\text{SNR}} &= \frac{\sum_{k,i=1}^R \langle g_k g_i \rangle}{\sum_{k=1}^R \sigma_{n_k}^2}, \\ &= \frac{\sum_{k=1}^R \langle g_k^2 \rangle + \sum_{\substack{k,i=1 \\ k \neq i}}^R \langle g_k \rangle \langle g_i \rangle}{\sum_{k=1}^R \sigma_{n_k}^2}. \end{aligned} \quad (3.16)$$

En normalisant le système avec $\sigma_{n_k}^2 = \sigma_n^2 = 1$ et $\sigma_{g_k}^2 = \sigma_n^2 = 1$, et en supposant que $\langle g_k \rangle = r$ pour tout k , on a alors,

$$\overline{\text{SNR}} = 1 + \frac{R(R-1)r^2}{R} = 1 + (R-1)r^2. \quad (3.17)$$

Dans le cas de la distribution de Rayleigh que nous avons normalisée, $r^2 = \frac{\pi}{4}$. De manière générale, on peut se ramener à $r^2 = \frac{\langle g_k \rangle^2}{\langle g_k^2 \rangle}$, une constante comprise entre 0 et 1. Le SNR moyen augmente donc de façon linéaire avec le nombre de versions R . Il est important de noter que cette combinaison n'est constructive que lorsque les versions sont en phase. On parle alors de combinaison cohérente. Le cas où les différentes versions du signal ne sont pas en phase fera partie de notre étude sous le nom de combinaison IQ (section 3.3.2).

3.1.3 Maximal Ratio Combining (MRC)

Dans le cas d'un récepteur utilisant le mécanisme MRC, les gains a_k de l'Eq. (3.1) sont égaux à $\frac{g_k}{\sigma_{n_k}^2}$ [33] [34]. La Fig. 3.3 décrit une implémentation possible d'un récepteur MRC.

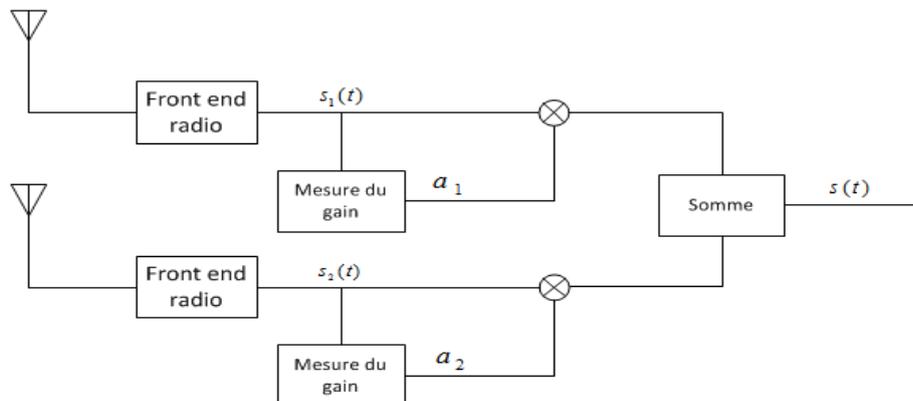


FIGURE 3.3 – Exemple d'implémentation d'un *Maximal Ratio Combiner* à deux voies.

On a donc,

$$\begin{aligned}
 \text{SNR} &= \frac{\left(\sum_{k=1}^R a_k g_k\right)^2}{\sum_{k=1}^R a_k^2 \sigma_{n_k}^2}, \\
 &= \frac{\left(\sum_{k=1}^R \frac{g_k^2}{\sigma_{n_k}^2}\right)^2}{\sum_{k=1}^R \frac{g_k^2}{\sigma_{n_k}^2}}, \\
 &= \sum_{k=1}^R \frac{g_k^2}{\sigma_{n_k}^2}, \\
 &= \sum_{k=1}^R \text{SNR}_k.
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

On a directement,

$$\overline{\text{SNR}} = \sum_{k=1}^R \overline{\text{SNR}}_k. \tag{3.19}$$

Ainsi, dans le cas d'un système normalisé, on a,

$$\overline{\text{SNR}} = R. \tag{3.20}$$

On peut prouver [33] que le MRC offre les meilleures performances théoriques. Il peut néanmoins être ardu d'estimer la variance du bruit. Une version simplifiée et avec les mêmes performances peut être obtenue en considérant que $\sigma_{n_k}^2 = \sigma_n^2$ et en fixant $a_k = g_k$.

3.1.4 Chase Combining (CC)

Les mécanismes de recombinaison précédents se basent tous sur l'utilisation de signaux analogiques ou de symboles complexes échantillonnés. Néanmoins, il est également possible de recombinaison l'information au niveau binaire. C'est l'idée du *Chase Combining* (CC) [35], mécanisme déjà évoqué dans le cadre de l'HARQ de type II. Les bits sont obtenus après démodulation, et sont recombinaisonés avant l'opération de décodage (code correcteur d'erreurs). Ils peuvent être issus d'une démodulation dure (*hard demodulation*) et on combine alors uniquement des 0 et des 1. Dans ce cas, on parle également de *hard bits*. À l'inverse, la prise de décision peut être douce, et on combine alors des *soft bits*. Ce dernier cas offre les meilleures performances, à chaque bit étant attribué un LLR (*Log Likelihood Ratio*). Un LLR est un facteur de fiabilité, quant à la valeur du bit. Ainsi, plus le LLR sera élevé et plus la valeur du bit démodulé sera certaine. L'utilisation de LLR permet, en un sens, de conserver une représentation plus précise de l'information portée par le symbole avant sa démodulation.

3.2 Présentation du système GSM considéré

L'état de l'art précédent nous a permis de comprendre le principe de fonctionnement et les performances de mécanismes de recombinaison usuels, tout en posant les bases du calcul du SNR moyen. Dans le cadre de notre étude des mécanismes de recombinaison pour l'IdO, nous avons décidé d'utiliser le système 2G comme cas d'application, en référence à EC-GSM-IoT. Nous avons donc considéré un émetteur et un récepteur GSM/GPRS classique, tout en ajoutant des mécanismes de répétitions aveugles et de recombinaison. Cette section a pour objectif de présenter les chaînes de transmissions employées.

3.2.1 Chaîne de transmission

On considère la chaîne d'émission de la Fig. 3.4. Elle contient tous les principaux éléments d'un émetteur GSM classique. Le flux d'information binaire b est séparé en trames de tailles identiques. Les trames passent d'abord par l'étape de codage de canal. Cette étape est constituée d'un codeur convolutif de rendement $\frac{1}{2}$, utilisé dans le système GSM. Ensuite, une fois la trame encodée, elle est entrelacée : les bits sont mélangés suivant un motif déterminé. En l'occurrence, dans notre modèle de simulation, le motif utilisé pour chaque trame est choisi aléatoirement et sera parfaitement connu du récepteur¹.

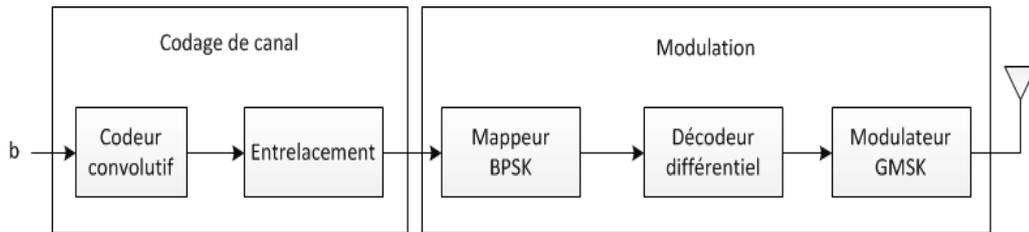


FIGURE 3.4 – Chaîne d'émission GSM considérée.

Les trames passent ensuite par l'étape de modulation. La modulation employée est une GMSK linéarisée, moins complexe qu'une GMSK classique, mais offrant des performances comparables. La fonction de linéarisation de la modulation GMSK a déjà été discutée à la section 1.3.1.4. On considère donc uniquement la première contribution $C_0(t)$ du filtre de mise en forme, contenant 99 % de l'énergie du signal, et s'exprimant par,

$$s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \exp\left(i\frac{\pi}{2}b_{0,n}\right) C_0(t - nT_S), \quad nT_S \leq t \leq (n+1)T_S, \quad (3.21)$$

et,

$$b_{0,n} = \sum_{m=-\infty}^n I_m, \quad (3.22)$$

les I_m étant les symboles en entrée du modulateur GMSK, et appartenant à l'ensemble $\{-1, +1\}$. T_S correspond à la durée d'un symbole. En considérant que le premier symbole émis est I_1 , on a,

$$s(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\prod_{m=1}^n j^{I_m} \right) C_0(t - nT_S), \quad nT_S \leq t \leq (n+1)T_S, \quad (3.23)$$

avec $j = \exp(i\frac{\pi}{2})$. Comme $I_m \in \{-1, +1\}$, il est facile de montrer que $j^{I_m} = jI_m$. On a donc,

$$s(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\prod_{m=1}^n I_m \right) j^n C_0(t - nT_S), \quad nT_S \leq t \leq (n+1)T_S. \quad (3.24)$$

Or, on remarque la présence d'un décodeur différentiel en amont du modulateur GMSK. En notant y_i le $i^{\text{ème}}$ symbole en entrée du décodeur différentiel, et x_i le $i^{\text{ème}}$ symbole en sortie, le décodeur différentiel effectue l'opération,

$$x_i = y_i y_{i-1}, \quad \text{avec } x_i, y_i \in \{+1, -1\}. \quad (3.25)$$

1. Ce modèle n'est pas réalisable en pratique, car il exige que les séquences aléatoires soient parfaitement synchronisées entre l'émetteur et le récepteur. Néanmoins, il nous permet de nous affranchir d'une taille de trame déterminée, et les performances ne dépendront pas du motif choisi.

En notant a_i le $i^{\text{ème}}$ symbole BPSK entrant dans le décodeur différentiel, de sorte que $I_m = a_m a_{m-1}$, et en considérant que le symbole origine $a_0 = 1$, on a,

$$s(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n j^n C_0(t - nT_S), \quad nT_S \leq t \leq (n+1)T_S. \quad (3.26)$$

Ainsi, la modulation du signal est simplifiée. En effet, le $n^{\text{ème}}$ symbole à émettre est alors directement donné par $a_n j^n$. On a donc une constellation BPSK qui subit une rotation de 90 degrés à chaque symbole. De plus, la réponse impulsionnelle IR (*Impulse Response*) au débit symbole du filtre gaussien linéarisé est égale à $[0.2605, 0.9268, 0.2605]$ [26]. On la notera sous la forme $h = [h_0, h_1, h_2]$. Alors, le $n^{\text{ème}}$ symbole en sortie du modulateur peut s'écrire comme,

$$s_n = \sum_{k=0}^2 a_{n-k} j^{n-k} h_k. \quad (3.27)$$

On se base donc sur le schéma du modulateur décrit par la Fig. 3.5. Encore une fois, la complexité du modulateur est très faible, et nous verrons que l'implémentation du démodulateur est également simplifiée. Il doit être noté que la présence du décodeur différentiel découle directement de la norme GSM du 3GPP [36]. On peut trouver cette modulation sous le nom de GMSK différentielle (*differential GMSK*).

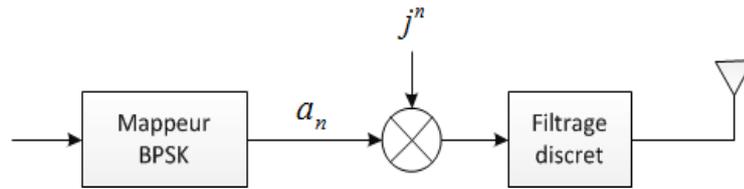


FIGURE 3.5 – Schéma d'un modulateur GMSK linéarisé.

3.2.2 Chaîne de réception

On considère ensuite la chaîne de réception de la Fig. 3.6. Sur le schéma figurent les différents points de recombinaison étudiés. Au nombre de 4, ils seront présentés successivement, au cours de la description de la chaîne. Ces 4 mécanismes représentent les principales possibilités de recombinaison au sein d'un récepteur GSM classique.

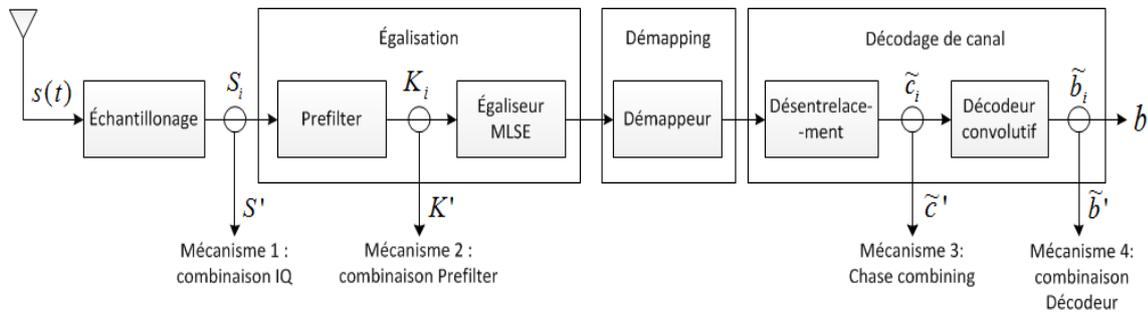


FIGURE 3.6 – Chaîne de réception GSM considérée, employant différents mécanismes de recombinaison.

Le récepteur ne dispose que d'une seule antenne et reçoit le signal $s(t)$. On suppose que le récepteur profite d'une synchronisation fréquentielle et temporelle parfaite. Le signal

$s(t)$ correspond donc au signal en bande de base, et l'échantillonnage parfait est réalisé au débit symbole. Les oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur sont considérés comme parfaitement alignés. En revanche, on suppose que le récepteur ne dispose pas de systèmes de compensation de la phase avant l'échantillonnage. Les SNR considérés pouvant être très faibles, il semble difficile de pouvoir maintenir une cohérence de phase, via une PLL (*Phase Locked Loop*) par exemple. Le déphasage apporté par le canal de propagation sera estimé, puis compensé par l'étape d'égalisation. Les effets du filtre gaussien seront également pris en compte par l'égalisation.

Dans le cadre de la modulation GMSK linéarisée, une étape supplémentaire est réalisée juste après l'échantillonnage. Il s'agit d'une simple multiplication par j^{-n} du $n^{\text{ème}}$ symbole reçu. En effet, cette multiplication permet une rotation de phase inverse à celle réalisée par l'émetteur. Les symboles se trouvent ainsi dans le plan réel et la modulation devient une simple modulation BPSK.

Pour faciliter la description des mécanismes de recombinaison, nous adoptons ici une notation matricielle. On considère que l'émetteur a transmis R répétitions de la même trame. Les répétitions sont identiques au niveau symbole et sont espacées d'une durée fixe T . Le vecteur décrivant le signal échantillonné de la $i^{\text{ème}}$ répétition ($1 \leq i \leq R$) est donné par,

$$\mathbf{S}_i = \mathbf{G}_i \mathbf{D} + \mathbf{N}_i, \quad (3.28)$$

avec \mathbf{D} le vecteur des échantillons envoyés, \mathbf{N}_i le vecteur des échantillons de bruit (on considère un bruit de type AWGN), et \mathbf{G}_i la matrice de Toeplitz représentant la convolution entre le canal équivalent vu du récepteur et le signal émis. L'effet du filtre gaussien est compris dans cette dernière matrice.

3.2.2.1 Mécanisme de recombinaison IQ

Le premier mécanisme de recombinaison est la recombinaison IQ, sachant que le récepteur considéré, emploie un unique mécanisme de recombinaison pour l'ensemble des répétitions. Dans le cas de la recombinaison IQ, le vecteur des échantillons combinés s'exprime par,

$$\mathbf{S}' = \frac{1}{R} \sum_{i=1}^R \mathbf{S}_i = \frac{1}{R} \underbrace{\sum_{i=1}^R \mathbf{G}_i}_{\tilde{\mathbf{G}}} \mathbf{D} + \frac{1}{R} \sum_{i=1}^R \mathbf{N}_i, \quad (3.29)$$

avec $\tilde{\mathbf{G}}$ la matrice de Toeplitz représentant le canal moyen. La recombinaison IQ effectue donc une moyenne des trames échantillonnées en bande de base. Ce mécanisme est semblable au EGC, à la différence que les trames ne sont pas nécessairement en phase. Cette méthode est explicitement évoquée comme mécanisme de recombinaison pour les différentes solutions CIoT du 3GPP.

L'étape suivante est celle de l'égalisation. Elle permet notamment de compenser les effets du canal multi-trajets. Cette étape est ici décomposée en deux parties. La première consiste en un *prefilter* (ou pré-filtre) qui va adapter les symboles en entrée pour améliorer les performances de l'algorithme d'égalisation. Le *prefilter* pourra être un simple filtre adapté au canal. Dans une version plus performante, on utilisera l'algorithme LP (*Linear Prediction*) présenté dans [37], où le prefilter est constitué d'un filtre adapté au canal suivi d'un filtre de prédiction d'erreurs. Ce filtrage permet d'obtenir une réponse impulsionnelle du canal CIR (*Channel IR*) à minimum de phase. En conséquence, l'énergie de l'ensemble des trajets est concentrée de manière décroissante sur les premiers trajets [38]. Le premier trajet bénéficie donc d'un maximum d'énergie, ce qui améliore les performances

du MLSE (*Maximum-Likelihood Sequence Estimator*) [39], utilisé dans la suite. Le MLSE est l'algorithme optimal pour réaliser l'égalisation d'un signal, mais son implémentation peut requérir une complexité excessive. Généralement, le MLSE emploie un algorithme de Viterbi [40] et sa complexité dépend alors du nombre d'états dans le treillis associé. Ce nombre est égal à M^{L-1} , avec M la taille de la constellation et L la longueur de la CIR. La GMSK a une constellation² de taille $M = 2$. La longueur du canal varie suivant le modèle de canal multi-trajets considéré. Dans le cadre de notre étude, nous utiliserons principalement le modèle de canal TU (*Typical Urban*) du 3GPP. À cela il faut rajouter le filtre gaussien en émission. La valeur de L sera alors de 4, pour un total de 8 états. La complexité du MLSE considéré est donc relativement faible et acceptable dans le cadre d'un objet à bas coût. Enfin, le *prefilter* et le MLSE devant avoir connaissance du canal subi par les symboles en entrée, une estimation de canal doit être effectuée. Dans un premier temps, nous considérons cette estimation parfaite, le récepteur possédant donc la CIR exacte.

3.2.2.2 Mécanisme de recombinaison Prefilter

Au sein de l'étape d'égalisation se trouve le second mécanisme de recombinaison : la combinaison Prefilter (notez la majuscule). Cette dernière se situe juste après le *prefilter*, chaque répétition reçue passant indépendamment à travers le filtre. Ainsi, en notant \mathbf{P}_i la matrice de Toeplitz représentant l'effet du *prefilter* sur la trame S_i , on a,

$$\mathbf{K}_i = \mathbf{P}_i \mathbf{S}_i. \quad (3.30)$$

Si on effectue une recombinaison Prefilter, on obtient donc,

$$\mathbf{K}' = \frac{1}{R} \sum_{i=1}^R \mathbf{K}_i = \frac{1}{R} \sum_{i=1}^R \mathbf{P}_i \mathbf{G}_i \mathbf{X} + \frac{1}{R} \sum_{i=1}^R \mathbf{P}_i \mathbf{W}_i. \quad (3.31)$$

Comme nous le verrons par la suite, il est possible, sous certaines conditions, d'assimiler la recombinaison par Prefilter au mécanisme MRC. Le canal équivalent vu après la recombinaison est $\tilde{\mathbf{P}} = \frac{1}{R} \sum_{i=1}^R \mathbf{P}_i \mathbf{G}_i$. C'est ce canal qui doit être utilisé par le MLSE en cas de recombinaison par Prefilter.

Le MLSE est implémenté à l'aide de l'algorithme SOVA (*Soft Output Viterbi Algorithm*) [40], qui permet d'obtenir des *soft* bits \tilde{c}_i associés à des LLR en sortie. Les *soft* bits passent à travers une étape de désentrelacement. Si aucun mécanisme de recombinaison n'a été appliqué jusqu'à présent, chaque trame doit alors être désentrelacée individuellement.

3.2.2.3 Mécanisme de recombinaison Chase

Le troisième point de recombinaison possible est le classique Chase *combining*. Il s'agit donc de sommer les *soft* bits,

$$\tilde{c}' = \sum_{i=1}^N \tilde{c}_i. \quad (3.32)$$

2. En effet, à chaque instant la constellation est composée de 2 points, soit sur l'axe des réels, soit sur l'axe des imaginaires. C'est encore plus vrai dans notre cas, où la modulation GMSK est ramenée à une modulation BPSK.

3.2.2.4 Mécanisme de recombinaison Décodeur

À la suite d'un éventuel Chase *combining* se trouve l'étape de décodage. Le décodeur convolutif employé est un décodeur APP (*A Posteriori Probability*), implémenté avec l'algorithme du Max-Log-MAP [41] [42]. Cet algorithme est sous-optimal, mais offre des performances comparables à l'algorithme optimal du MAP (*Maximum A Posteriori*). L'APP permet notamment d'avoir de nouveaux *soft* bits en sortie du décodeur, les \tilde{b}_i , qui peuvent être à leur tour recombinaison Décodeur,

$$\tilde{b}' = \sum_{i=1}^N \tilde{b}_i. \quad (3.33)$$

Finalement, à partir du signe des LLR, on peut alors déterminer la nature des bits (0 ou 1) et retrouver le flux d'information b . En comparant les flux émis et reçu, on peut calculer un BER et un BLER, et ainsi mesurer les performances du système.

Nous avons donc présenté le système et les mécanismes de recombinaison étudiés. Nous souhaitons déterminer le (ou les) mécanisme(s) de recombinaison le(s) plus performant(s), tout en analysant l'influence de l'évolution temporelle du canal sur ces performances. Mais avant d'étudier en simulation le système précédent, nous souhaitons déterminer quelques résultats théoriques.

3.3 Analyse théorique des combinaisons IQ et Prefilter

Nous nous intéressons aux performances théoriques des mécanismes IQ et Prefilter, en termes de SINR moyen. Pour cela, nous utiliserons un raisonnement et des méthodes équivalentes à celles décrites par [33] et utilisées dans la définition des performances des mécanismes de l'état de l'art dans la section 3.1. Nous avons choisi de nous concentrer sur ces deux mécanismes car ils utilisent des symboles complexes, contenant encore tous les effets du canal de propagation, facilitant ainsi l'analyse de la corrélation temporelle du canal sur leurs performances. De plus, les "SNR" considérés pouvant être très faibles, il est préférable d'utiliser des mécanismes de recombinaison basés sur des symboles, pour accumuler de l'énergie et ainsi faciliter l'étape de démappage.

Tout d'abord, nous précisons les différentes caractéristiques du système considéré dans le cadre de cette étude théorique. Il se base néanmoins sur les chaînes d'émission et de réception précédentes. On considère R répétitions ($R \geq 1$) d'une même trame de longueur L_{frame} . Les répétitions sont émises avec un écart temporel fixe T et sont identiques au niveau symbole. R et T sont supposés être suffisamment faibles pour que les processus considérés soient stationnaires. En réception, on considère une synchronisation fréquentielle et temporelle parfaite. De même, on considère toujours que le récepteur ne dispose pas de mécanisme de correction de phase, autre que l'égaliseur.

Le signal est affecté par le bruit et le canal de propagation. Le bruit est décrit comme un bruit AWGN variant rapidement, de moyenne nulle et de variance σ_n^2 . Concernant le canal de propagation, on considère un canal à évanouissements de Rayleigh multi-trajets et variant lentement. La CIR est de longueur L ($L \geq 1$), et cette longueur est supposée constante. Chaque trajet est modélisé comme un canal indépendant des autres, à évanouissement de Rayleigh et variant lentement. On suppose que l'évanouissement de chaque trajet suit la même distribution de Rayleigh, et que la phase de chaque trajet est uniformément distribuée sur $[-\pi, \pi]$. Un gain constant est également attribué à chaque trajet. Puisque le canal varie lentement, on suppose que les coefficients du canal restent constants pendant la durée d'une répétition. Ainsi, chaque répétition est affectée par un canal de propagation

constant, dont les coefficients représentent un échantillon du canal variant temporellement à l'instant de la transmission de la répétition. Plus de précisions sur la modélisation du canal de Rayleigh seront données à la section suivante 3.3.1.

On considère donc un symbole reçu s_k de la $k^{\text{ème}}$ répétition ($1 \leq k \leq R$), obtenu en échantillonnant parfaitement au débit symbole le signal reçu mis en bande de base,

$$s_k = \sum_{l=1}^L \alpha_l g_k^l d(-(l-1)T_S) + n_k, \quad (3.34)$$

où $d(t)$ est le signal transmis de puissance unité, comprenant les effets des filtres de mise en forme du signal, T_S correspond à la durée d'un symbole, n_k est l'échantillon complexe de bruit, α_l est le coefficient de pondération associé au trajet l , avec $0 \leq \alpha_l \leq 1$, et g_k^l le terme complexe de canal, associé au trajet l et à la répétition k . Le terme g_k^l est donc constant pour un l et un k donné. Pour une répétition k fixée, les différents coefficients g_k^l sont indépendants. Pour un l fixé, le canal associé au trajet évolue temporellement entre les différentes répétitions, et les termes g_k^l seront donc corrélés temporellement.

3.3.1 Canal de Rayleigh

Nous présentons ici un modèle théorique d'un canal à évanouissements de Rayleigh : le modèle de Clarke [43] [44, section 4.7.1]. La définition de ce modèle sera utilisée lors de l'étude théorique, de même que le modèle de Jake [45] évoqué également ici.

Considérons un canal à évanouissements, non sélectif en fréquence et comprenant N trajets ($N \geq 1$). Le processus d'évanouissement peut s'exprimer comme,

$$g(t) = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \exp[j(\omega_d t \cos(\alpha_n) + \phi_n)], \quad (3.35)$$

où E_0 est un facteur d'échelle, C_n est un réel positif aléatoire représentant le gain du trajet n , α_n est l'angle d'incidence de l'onde du trajet n , ϕ_n est la phase initiale correspondant au trajet n , et ω_d est la fréquence de Doppler maximale, atteinte lorsque $\alpha_n = 0$. Les α_n sont tous indépendants les uns des autres, tout comme les ϕ_n . On peut écrire $g(t)$ sous sa forme complexe,

$$g(t) = g_c(t) + jg_s(t), \quad (3.36)$$

avec,

$$g_c(t) = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos[(\omega_d t \cos(\alpha_n) + \phi_n)], \quad (3.37)$$

$$g_s(t) = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \sin[(\omega_d t \cos(\alpha_n) + \phi_n)]. \quad (3.38)$$

En supposant que les α_n , ϕ_n et C_n sont mutuellement indépendants, et que les angles α_n et ϕ_n sont uniformément distribués sur $[-\pi, \pi]$, il est possible d'appliquer le théorème central limite, lorsque N est suffisamment grand. Ainsi, on peut assimiler g_c et g_s à des variables aléatoires suivant une loi gaussienne de moyenne nulle et de même variance, notée σ_g^2 . Le modèle décrit précédemment correspond au modèle de dispersion isotrope à 2 dimensions de Clarke, et il est possible de montrer les propriétés suivantes concernant

$g(t)$ [43] [45],

$$R_{g_c g_c}(\tau) = \langle g_c(t) g_c(t + \tau) \rangle = \sigma_g^2 J_0(\omega_d \tau), \quad (3.39)$$

$$R_{g_s g_s}(\tau) = \sigma_g^2 J_0(\omega_d \tau), \quad (3.40)$$

$$R_{g_c g_s}(\tau) = 0, \quad (3.41)$$

$$R_{g_s g_c}(\tau) = 0, \quad (3.42)$$

$$R_{gg}(\tau) = \langle g(t) g^*(t + \tau) \rangle = 2\sigma_g^2 J_0(\omega_d \tau), \quad (3.43)$$

$$R_{|g|^2 |g|^2}(\tau) = 4\sigma_g^4 + 4\sigma_g^4 J_0^2(\omega_d \tau), \quad (3.44)$$

avec $\langle . \rangle$ l'espérance mathématique, J_0 la fonction de Bessel de première espèce et d'ordre zéro, et $\sigma_g^2 = \frac{E_0^2 \sum_{n=1}^N \langle C_n^2 \rangle}{2}$. Une normalisation classique, correspondant au modèle de Jake, est obtenue en définissant $E_0 = \sqrt{2}$ et $\sum_{n=1}^N \langle C_n^2 \rangle = 1$ ($C_n = \frac{1}{\sqrt{N}}$). La variance σ_g^2 est ainsi normalisée à 1.

Par définition, une variable aléatoire Z suit une loi de Rayleigh si $Z = \sqrt{X^2 + Y^2}$, avec X et Y deux variables aléatoires non-corrélées, suivant une loi gaussienne de moyenne nulle et de même variance. D'après les équations (3.41) et (3.42), les variables g_c et g_s sont non-corrélées. Ainsi, $r(t) = |g(t)|$ suit une loi de Rayleigh de paramètre $\sqrt{2}\sigma_g$, dont la PDF est définie par,

$$f_r(x) = \frac{x}{\sigma_g^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_g^2}\right). \quad (3.45)$$

De plus, la phase de $g(t) = \arctan(\frac{g_s}{g_c})$ est uniformément distribuée sur l'intervalle $[-\pi, \pi]$. L'Annexe C.1 donne succinctement des exemples d'autres modèles, ainsi que les conséquences sur le résultat (3.44). Pour la suite de l'étude théorique, on considère donc que le canal à évanouissements de Rayleigh de chaque trajet a les mêmes caractéristiques que $g(t)$.

3.3.2 Étude théorique des performances de la combinaison IQ

Pour des soucis de clarté, nous avons considéré ici que la combinaison IQ effectuait une simple somme et non une moyenne. Ce choix ne modifie pas les résultats.

On considère le symbole issu de la combinaison IQ des s_k (Eq. (3.34)),

$$s = \sum_{k=1}^R \alpha_1 g_k^1 d_0 + \sum_{k=1}^R \sum_{l=2}^L \alpha_l g_k^l d_{-(l-1)} + \sum_{k=1}^R n_k, \quad (3.46)$$

où le symbole d'information $d(iT_S)$ est noté d_i . Sans perte de généralité, on considère que le premier trajet est le plus puissant, de sorte que $\alpha_1 > \alpha_l$ pour $l \geq 2$. Ainsi, le premier trajet transporte le signal utile (d_0), alors que les autres trajets génèrent de l'interférence.

3.3.2.1 Calcul du SINR instantané

Dans un premier temps, nous souhaitons déterminer le SINR instantané de la trame combinée par le mécanisme IQ. Nous devons considérer les puissances instantanées de signal, de bruit et d'interférence, respectivement notées S , N et I . Les puissances instantanées sont calculées sur un intervalle de temps suffisamment court, pour pouvoir considérer les processus variant lentement comme constant, ce qui est le cas des coefficients du canal

g_k^l . Tout d'abord, on a pour S ,

$$\begin{aligned}
 S &= \sum_{k,i=1}^R \langle (\alpha_1 g_k^1 d_0)(\alpha_1 g_i^1 d_0)^* \rangle, \\
 &= \sum_{k,i=1}^R \alpha_1^2 g_k^1 (g_i^1)^* \langle (d_0)(d_0)^* \rangle, \\
 &= \sum_{k=1}^R \alpha_1^2 (r_k^1)^2 + \sum_{\substack{k,i=1 \\ k \neq i}}^R \alpha_1^2 g_k^1 (g_i^1)^*, \tag{3.47}
 \end{aligned}$$

où $r_k^l = |g_k^l|$. Ainsi, r_k^l représente donc le processus d'évanouissement de Rayleigh du chemin l , au moment de la répétition k . De plus, $\langle (d_0)(d_0)^* \rangle = 1$, car les symboles d'informations sont de puissance unité. Pour le calcul du terme I , on considère que, pour $m \neq n$, les symboles d'informations d_m et d_n sont indépendants. De plus, on considère également que la valeur moyenne d'un symbole d'information est nulle (constellation symétrique centrée en 0). Ainsi on a $\langle d_m d_n^* \rangle = \langle d_m \rangle \langle d_n^* \rangle = 0$. Appliqué au calcul de I , on obtient,

$$\begin{aligned}
 I &= \sum_{k,i=1}^R \sum_{l,n=2}^L \langle (\alpha_l g_k^l d_{-(l-1)})(\alpha_n g_i^n d_{-(n-1)})^* \rangle, \\
 &= \sum_{k,i=1}^R \sum_{l,n=2}^L \alpha_l \alpha_n g_k^l (g_i^n)^* \langle (d_{-(l-1)})(d_{-(n-1)})^* \rangle, \\
 &= \sum_{k,i=1}^R \sum_{l=2}^L \alpha_l^2 g_k^l (g_i^l)^*. \tag{3.48}
 \end{aligned}$$

Finalement, il reste à déterminer la puissance instantanée du bruit. Le processus de bruit variant rapidement, on ne peut pas considérer les termes de bruit comme constants. On a donc,

$$\begin{aligned}
 N &= \sum_{k,i=1}^R \langle n_k n_i^* \rangle, \\
 &= \sum_{k=1}^R \sigma_n^2, \\
 &= R \sigma_n^2. \tag{3.49}
 \end{aligned}$$

On obtient le SINR instantané,

$$\boxed{\text{SINR} = \frac{\sum_{k=1}^R \alpha_1^2 (r_k^1)^2 + \sum_{\substack{k,i=1 \\ k \neq i}}^R \alpha_1^2 g_k^1 (g_i^1)^*}{R \sigma_n^2 + \sum_{k,i=1}^R \sum_{l=2}^L \alpha_l^2 g_k^l (g_i^l)^*}}. \tag{3.50}$$

3.3.2.2 Calcul du SINR moyen approximé au premier ordre

Nous souhaitons désormais déterminer le SINR moyen d'une trame combinée par IQ. Le SINR moyen, noté $\overline{\text{SINR}}$, est défini comme l'espérance temporelle du SINR instantané.

Cette espérance s'effectue sur un horizon de temps long, de sorte que les termes du canal de propagation ne peuvent plus être considérés comme constants. On a alors,

$$\overline{\text{SINR}} = \left\langle \frac{\sum_{k=1}^R \alpha_1^2 (r_k^1)^2 + \sum_{\substack{k,i=1 \\ k \neq i}}^R \alpha_1^2 g_k^1 (g_i^1)^*}{R\sigma_n^2 + \sum_{k,i=1}^R \sum_{l=2}^L \alpha_l^2 g_k^l (g_i^l)^*} \right\rangle. \quad (3.51)$$

Or, le calcul de cette espérance de manière exacte n'est pas trivial. Nous avons donc préféré utiliser les approximations de premier et second ordre de l'espérance d'un ratio de variables aléatoires $\frac{X}{Y}$ définis par,

$$E_{1\text{st}} = \frac{\langle X \rangle}{\langle Y \rangle}, \quad (3.52)$$

$$E_{2\text{nd}} = \frac{\langle X \rangle}{\langle Y \rangle} - \frac{\text{Cov}(X, Y)}{\langle Y \rangle^2} + \frac{\text{Var}(Y) \langle X \rangle}{\langle Y \rangle^3}, \quad (3.53)$$

avec $E_{1\text{st}}$ l'approximation de premier ordre et $E_{2\text{nd}}$ celle de second ordre, $\text{Cov}(X, Y)$ la covariance de X et Y , et $\text{Var}(Y)$ la variance de Y .

Dans un premier temps, nous nous intéressons donc à l'approximation de premier ordre. En utilisant l'équation (3.43), l'espérance du numérateur, c'est à dire la puissance moyenne du signal \overline{S} , est égale à,

$$\begin{aligned} \overline{S} &= \sum_{k=1}^R \alpha_1^2 \langle (r_k^1)^2 \rangle + \sum_{\substack{k,i=1 \\ k \neq i}}^R \alpha_1^2 \langle g_k^1 (g_i^1)^* \rangle, \\ &= \sum_{k=1}^R 2\alpha_1^2 \sigma_g^2 + \sum_{\substack{k,i=1 \\ k \neq i}}^R \alpha_1^2 \langle g_k^1 (g_i^1)^* \rangle, \\ &= 2R\alpha_1^2 \sigma_g^2 + \alpha_1^2 \sum_{\substack{k,i=1 \\ k \neq i}}^R 2\sigma_g^2 J_0(\omega_{\max} |k - i|T). \end{aligned} \quad (3.54)$$

En observant les différentes valeurs de $|k - i|$ dans la somme³, il est possible de simplifier la dernière expression par,

$$\overline{S} = 2R\alpha_1^2 \sigma_g^2 + 4\alpha_1^2 \sigma_g^2 \sum_{k=1}^{R-1} (R - k) J_0(\omega_{\max} kT). \quad (3.55)$$

Ainsi, on a,

$$\overline{S} = 2\alpha_1^2 \sigma_g^2 \left(R + 2 \sum_{k=1}^{R-1} (R - k) J_0(\omega_{\max} kT) \right). \quad (3.56)$$

Concernant le dénominateur, on peut séparer l'espérance en deux, en ayant d'un côté la puissance de bruit moyenne \overline{N} et de l'autre la puissance d'interférence moyenne \overline{I} . On obtient directement,

$$\overline{N} = R\sigma_n^2, \quad (3.57)$$

3. On utilise, à tort, une valeur absolue pour garder des différences de temps positives. Les résultats restent néanmoins inchangés, la fonction de Bessel étant ici symétrique par rapport à l'axe des ordonnées.

et,

$$\begin{aligned}\bar{I} &= \sum_{k,i=1}^R \sum_{l=2}^L \alpha_l^2 \langle g_k^l (g_i^l)^* \rangle, \\ &= 2\sigma_g^2 \left(R + 2 \sum_{k=1}^{R-1} (R-k) J_0(\omega_{\max} kT) \right) \sum_{l=2}^L \alpha_l^2.\end{aligned}\quad (3.58)$$

On obtient donc le SINR moyen approximé au premier ordre d'une trame combinée par IQ,

$$\overline{\text{SINR}}_{1\text{st}} = \frac{2\alpha_1^2 \sigma_g^2 \left(R + 2 \sum_{k=1}^{R-1} (R-k) J_0(\omega_{\max} kT) \right)}{R\sigma_n^2 + 2\sigma_g^2 \left(R + 2 \sum_{k=1}^{R-1} (R-k) J_0(\omega_{\max} kT) \right) \sum_{l=2}^L \alpha_l^2}.\quad (3.59)$$

3.3.2.3 Calcul du SINR moyen approximé au second ordre

Pour déterminer l'approximation au second ordre, il est nécessaire de calculer la covariance du numérateur et du dénominateur, ainsi que la variance du dénominateur. Tout d'abord, on peut constater que le numérateur et le dénominateur sont indépendants, car les trajets considérés sont différents. Il en résulte que la covariance est nulle. Reste le terme de variance, qu'on notera V .

Soit a et b deux constantes complexes et X et Y deux variables aléatoires complexes. On a par définition,

$$\text{Var}(X) = \langle X(X)^* \rangle - \langle X \rangle (\langle X \rangle)^*,\quad (3.60)$$

$$\text{Var}(aX + b) = |a|^2 \text{Var}(X),\quad (3.61)$$

et

$$\text{Var}(aX + bY) = |a|^2 \text{Var}(X) + |b|^2 \text{Var}(Y) + a(b^*) \text{Cov}(X, Y^*) + (a^*)b \text{Cov}(X^*, Y).\quad (3.62)$$

On déduit donc que,

$$\begin{aligned}V &= \text{Var} \left(R\sigma_n^2 + \sum_{k,i=1}^R \sum_{l=2}^L \alpha_l^2 g_k^l (g_i^l)^* \right), \\ &= \text{Var} \left(\sum_{k,i=1}^R \sum_{l=2}^L \alpha_l^2 g_k^l (g_i^l)^* \right), \\ &= \sum_{l=2}^L \alpha_l^4 \text{Var} \left(\sum_{k,i=1}^R g_k^l (g_i^l)^* \right), \\ &= \sum_{l=2}^L \alpha_l^4 \left(\left\langle \sum_{k,i,u,v=1}^R g_k^l (g_i^l)^* g_u^l (g_v^l)^* \right\rangle - \left\langle \sum_{k,i=1}^R g_k^l (g_i^l)^* \right\rangle^2 \right), \\ &= \sum_{l=2}^L \alpha_l^4 \left(\sum_{k,i,u,v=1}^R \langle g_k^l (g_i^l)^* g_u^l (g_v^l)^* \rangle - \left(\sum_{k,i=1}^R \langle g_k^l (g_i^l)^* \rangle \right)^2 \right)\end{aligned}\quad (3.63)$$

Le second terme de la différence est connu et est égal à,

$$\left(\sum_{k,i=1}^R \langle g_k^l (g_i^l)^* \rangle \right)^2 = \left(2\sigma_g^2 \left(R + 2 \sum_{k=1}^{R-1} (R-k) J_0(\omega_{\max} kT) \right) \right)^2. \quad (3.64)$$

Il reste donc le premier terme de la différence à déterminer. Pour cela on revient à la définition du modèle de Clarke, à savoir,

$$g(t) = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \exp[j(\omega_{\max} t \cos(\alpha_n) + \phi_n)], \quad (3.65)$$

avec les angles α_n et ϕ_n uniformément distribués sur $[-\pi, \pi]$. En notant W l'espérance recherchée $\langle g_k^l (g_i^l)^* g_u^l (g_v^l)^* \rangle$, on a,

$$W = E_0^4 \sum_{a,b,c,d=1}^N \langle C_a C_b C_c C_d \rangle \langle \exp(j(\omega_{\max}(kT \cos(\alpha_a) - iT \cos(\alpha_b) + uT \cos(\alpha_c) - vT \cos(\alpha_d)) + \phi_a - \phi_b + \phi_c - \phi_d)) \rangle. \quad (3.66)$$

L'espérance est composée d'une exponentielle complexe pouvant donc se départager en un cosinus pour la partie réelle et un sinus pour la partie imaginaire. Sachant qu'on s'intéresse ici à une puissance moyenne, on ignore donc la partie imaginaire, pour nous concentrer sur la partie réelle. On a donc l'espérance suivante,

$$W = E_0^4 \sum_{a,b,c,d=1}^N \langle C_a C_b C_c C_d \rangle \langle \cos(\omega_{\max}(kT \cos(\alpha_a) - iT \cos(\alpha_b) + uT \cos(\alpha_c) - vT \cos(\alpha_d)) + \phi_a - \phi_b + \phi_c - \phi_d) \rangle. \quad (3.67)$$

Tous les ϕ étant indépendants et uniformément répartis sur $[-\pi, \pi]$, on peut montrer que si la somme $\phi_a - \phi_b + \phi_c - \phi_d$ ne s'annule pas, alors l'espérance est nulle (voir Annexe D.2). On considère donc 3 cas :

$$WS_1 \rightarrow a = b = c = d. \quad (3.68)$$

$$WS_2 \rightarrow a = b, c = d, a \neq c. \quad (3.69)$$

$$WS_3 \rightarrow a = d, c = b, a \neq b. \quad (3.70)$$

Nous allons décrire chaque cas successivement, en diminuant progressivement le niveau de détails des calculs. Les relations non détaillés ici, le sont dans l'Annexe D.1. Nous rappelons que tous les angles α sont indépendants si leurs indices sont différents et qu'ils sont tous uniformément répartis sur $[-\pi, \pi]$. Considérons tout d'abord le cas (1),

$$\begin{aligned} (WS_1) &= E_0^4 \sum_{a=1}^N \langle C_a^4 \rangle \langle \cos(\omega_{\max}(k-i+u-v)T \cos(\alpha_a)) \rangle, \\ &= E_0^4 \frac{1}{2\pi} \sum_{a=1}^N \langle C_a^4 \rangle \int_{-\pi}^{\pi} \cos(\omega_{\max}(k-i+u-v)T \cos(\alpha_a)) d\alpha_a, \\ &= E_0^4 \sum_{a=1}^N \langle C_a^4 \rangle J_0(\omega_{\max}(k-i+u-v)T). \end{aligned} \quad (3.71)$$

En utilisant le modèle classique de Jake, on a $C_a = \frac{1}{\sqrt{N}}$, de sorte que,

$$(WS_1) = \frac{E_0^4}{N} J_0(\omega_{\max}(k - i + u - v)T). \quad (3.72)$$

Or, dans le cas du modèle mathématique, on doit considérer que N tend vers l'infini, ce qui implique que le cas (WS_1) tend vers 0. Ainsi, ayant un facteur $\langle C_a C_b C_c C_d \rangle$ (ou de manière équivalente $\frac{1}{N^2}$), il est nécessaire d'avoir une double somme ($\sum_{a,b=1}^N$) pour éviter que l'espérance ne s'annule. Les 2 autres cas ne devraient donc pas s'annuler. Pour le cas (WS_2) , on a,

$$\begin{aligned} (WS_2) &= E_0^4 \sum_{a,c=1}^N \langle C_a^2 \rangle \langle C_c^2 \rangle \langle \cos(\omega_{\max}(k - i)T \cos(\alpha_a)) + \cos(\omega_{\max}(u - v)T \cos(\alpha_c)) \rangle, \\ &= E_0^4 \sum_{a,c=1}^N \langle C_a^2 \rangle \langle C_c^2 \rangle \langle \cos(\omega_{\max}(k - i)T \cos(\alpha_a)) \cos(\omega_{\max}(u - v)T \cos(\alpha_c)) \\ &\quad - \sin(\omega_{\max}(k - i)T \cos(\alpha_a)) \sin(\omega_{\max}(u - v)T \cos(\alpha_c)) \rangle, \\ &= E_0^4 \sum_{a,c=1}^N \langle C_a^2 \rangle \langle C_c^2 \rangle \langle \cos(\omega_{\max}(k - i)T \cos(\alpha_a)) \rangle \langle \cos(\omega_{\max}(u - v)T \cos(\alpha_c)) \rangle \\ &\quad - \langle \sin(\omega_{\max}(k - i)T \cos(\alpha_a)) \rangle \langle \sin(\omega_{\max}(u - v)T \cos(\alpha_c)) \rangle. \end{aligned} \quad (3.73)$$

On montre que l'espérance d'un sinus s'annule,

$$\begin{aligned} \langle \sin(\omega_{\max}(k - i)T \cos(\alpha_a)) \rangle &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sin(\omega_{\max}(k - i)T \cos(\alpha_a)) d\alpha_a, \\ &= \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\pi}^0 \sin(\omega_{\max}(k - i)T \cos(\alpha_a)) d\alpha_a + \int_0^{\pi} \sin(\omega_{\max}(k - i)T \cos(\alpha_a)) d\alpha_a \right), \\ &= \frac{1}{2\pi} \left(- \int_0^{\pi} \sin(\omega_{\max}(k - i)T \cos(\theta_a)) d\theta_a + \int_0^{\pi} \sin(\omega_{\max}(k - i)T \cos(\alpha_a)) d\alpha_a \right), \\ &= 0, \end{aligned} \quad (3.74)$$

avec le changement de variable $\theta_a = \alpha_a + \pi$. Ainsi on obtient,

$$\begin{aligned} (WS_2) &= E_0^4 \sum_{a,c=1}^N \langle C_a^2 \rangle \langle C_c^2 \rangle J_0(\omega_{\max}|k - i|T) J_0(\omega_{\max}|u - v|T), \\ &= 4\sigma_g^4 J_0(\omega_{\max}|k - i|T) J_0(\omega_{\max}|u - v|T). \end{aligned} \quad (3.75)$$

On a encore une fois ajouté une valeur absolue pour conserver un temps positif. Le cas (WS_3) est similaire et on obtient,

$$(WS_3) = 4\sigma_g^4 J_0(\omega_{\max}|k - v|T) J_0(\omega_{\max}|u - i|T). \quad (3.76)$$

L'espérance W est donc égale à,

$$W = 4\sigma_g^4 J_0(\omega_{\max}|k - i|T) J_0(\omega_{\max}|u - v|T) + 4\sigma_g^4 J_0(\omega_{\max}|k - v|T) J_0(\omega_{\max}|u - i|T). \quad (3.77)$$

En adoptant la notation suivante,

$$J_0[a - b] = J_0(\omega_{\max}|a - b|T), \quad (3.78)$$

la variance se calcule comme,

$$\begin{aligned}
 V &= 4\sigma_g^4 \sum_{l=2}^L \alpha_l^4 \left(\sum_{k,i,u,v=1}^R (\text{J}_0[k-i]\text{J}_0[u-v] + \text{J}_0[k-v]\text{J}_0[u-i]) - \left(\sum_{k,i=1}^R \text{J}_0[k-i] \right)^2 \right), \\
 &= 4\sigma_g^4 \sum_{l=2}^L \alpha_l^4 \left(2 \sum_{k,i=1}^R \text{J}_0[k-i] \sum_{u,v=1}^R \text{J}_0[u-v] - \left(\sum_{k,i=1}^R \text{J}_0[k-i] \right)^2 \right), \\
 &= 4\sigma_g^4 \sum_{l=2}^L \alpha_l^4 \left(2 \left(\sum_{k,i=1}^R \text{J}_0[k-i] \right)^2 - \left(\sum_{k,i=1}^R \text{J}_0[k-i] \right)^2 \right), \\
 &= 4\sigma_g^4 \sum_{l=2}^L \alpha_l^4 \left(\sum_{k,i=1}^R \text{J}_0[k-i] \right)^2, \\
 &= 4\sigma_g^4 \sum_{l=2}^L \alpha_l^4 \left(R + 2 \sum_{k=1}^{R-1} (R-k) \text{J}_0(\omega_{\max} kT) \right)^2. \tag{3.79}
 \end{aligned}$$

On peut ainsi exprimer l'approximation au second ordre du SINR moyen d'une trame combinée par IQ,

$$\boxed{\overline{\text{SINR}}_{2\text{nd}} = \overline{\text{SINR}}_{1\text{st}} + \frac{V\bar{S}}{(\bar{N} + \bar{I})^3}}, \tag{3.80}$$

avec

$$\overline{\text{SINR}}_{1\text{st}} = \frac{2\alpha_1^2 \sigma_g^2 \beta}{R\sigma_n^2 + 2\sigma_g^2 \beta \sum_{l=2}^L \alpha_l^2}, \tag{3.81}$$

$$V = 4\sigma_g^4 \sum_{l=2}^L \alpha_l^4 \beta^2, \tag{3.82}$$

$$\bar{S} = 2\alpha_1^2 \sigma_g^2 \beta, \tag{3.83}$$

$$\bar{N} = R\sigma_n^2, \tag{3.84}$$

$$\bar{I} = 2\sigma_g^2 \beta \sum_{l=2}^L \alpha_l^2, \tag{3.85}$$

en adoptant la notation,

$$\beta = \sum_{k,i=1}^R \text{J}_0[k-i] = R + 2 \sum_{k=1}^{R-1} (R-k) \text{J}_0(\omega_{\max} kT). \tag{3.86}$$

3.3.2.4 Confrontation au véritable SINR

Nous souhaitons confronter les approximations dérivées à la véritable valeur du SINR (donc sans approximation) obtenue par simulation. Le nombre de variables étant important, nous nous concentrerons sur les variables R , f_{\max} (avec $\omega_{\max} = 2\pi f_{\max}$) et T . Ainsi, nous considérerons un modèle de canal fixe et étudierons son influence sur les performances de différents systèmes définis par les variables R , T et f_{\max} .

Nous considérons un canal de propagation à évanouissements de Rayleigh, dont la IR est de longueur 4, et dont les coefficients α_l sont égaux à $[\sqrt{0.5}, \sqrt{0.3}, \sqrt{0.15}, \sqrt{0.05}]$. Ces

coefficients ont été choisis suivant deux règles. La première est que le premier trajet soit le plus puissant. La seconde considère que la somme des carrés soit égale à un. On normalise également la variance du bruit, avec $\sigma_n^2 = 1$, et la distribution de Rayleigh, avec $\sigma_g^2 = \frac{1}{2}$.

Dans le cadre de la simulation, le canal multi-trajets est simulé en utilisant la technique MEDS (*Method of Exact Doppler Spread*). Cette méthode permet de générer des valeurs de $g(t)$ respectant les caractéristiques statistiques souhaitées, tout en ayant une complexité faible à modérée. Plus de détails peuvent être trouvés dans les références⁴ [47] [46, section 5.1.6]. Une CIR est générée pour chaque répétition et est convoluée au signal, les CIR successives étant corrélées temporellement conformément au modèle théorique.

Pour assurer l'indépendance des symboles successifs émis et nous placer dans les mêmes conditions que l'étude théorique, nous considérons une modulation MSK différentielle⁵. Le signal émis subit les effets du canal de propagation précédemment décrit, puis le bruit est ajouté. Le nombre de répétitions R peut varier de 1 à 16, sachant que lorsque $R = 1$, il n'y qu'une seule trame émise (donc pas de répétitions à proprement parler). La valeur de T sera un multiple de $577 \mu\text{s}$, soit la durée d'un *slot* en GSM. En accord avec cette durée, nous considérons des trames de 148 symboles de long, émis au débit symbole de GSM, soit environ 271 kbps. La fréquence maximale Doppler pourra être associée à une vitesse équivalente de l'émetteur par rapport au récepteur (supposé immobile), suivant la relation,

$$f_{\max} = \frac{f_c M_c}{c}, \quad (3.87)$$

avec f_c la fréquence porteuse, M_c la vitesse de l'émetteur en mètres par seconde et c la vitesse de la lumière (3.10^8 m/s).

Dans un premier temps, nous vérifions la validité des résultats théoriques par la simulation. On vérifie tout d'abord l'approximation au premier ordre du SINR. Les Fig. 3.7a et 3.7b présentent une comparaison des courbes obtenues à partir des formules théoriques et des courbes obtenues par simulation. La Fig. 3.7a donne la valeur du SINR en fonction du nombre de répétitions R et pour différentes valeurs de f_{\max} . Les répétitions sont espacées d'une valeur fixe d'un slot, soit $T = 577 \mu\text{s}$. La Fig. 3.7b donne la valeur du SINR en fonction de la fréquence Doppler maximale f_{\max} et pour différentes valeurs de T . Les valeurs de T considérées sont caractéristiques du système GSM/GPRS, et représentent les durées d'un *slot* ($T = 577 \mu\text{s}$), d'une trame TDMA (8 *slots*) ou d'une multi-trame (52 *slots*). Le nombre de répétitions est fixé à $R = 16$. Les cas employés ici pour la comparaison seront les mêmes pour les autres vérifications. Nous ne commenterons pas ici les valeurs prises par le SINR, mais uniquement la correspondance entre simulation et théorie. On peut constater ici que les courbes correspondent et que l'approximation au premier ordre du SINR moyen d'une trame combinée par IQ est validée.

On s'intéresse ensuite à l'approximation de second ordre. Les Fig. 3.8a et 3.8b comparent les résultats obtenus. Les cas de comparaison considérés sont similaires à ceux employés pour le premier ordre. On peut constater que les courbes se superposent parfaitement, validant ainsi l'approximation de second ordre du SINR d'une trame recombinaison par IQ.

Nous allons maintenant confronter ces résultats au véritable SINR. Les Fig. 3.9a et 3.9b présentent une comparaison du SINR exact simulé à son approximation au premier ordre.

4. La modélisation emploie un nombre d'exponentielles complexes suffisant pour conserver des caractéristiques statistiques conformes à celles attendues. Ce nombre varie en fonction de l'échelle de temps de la recombinaison et est déterminé conformément aux remarques de [46, section 5.1.6]

5. Dans le cas d'une GMSK, il existe une certaine corrélation entre les symboles successifs émis à cause de l'IIS induite par le filtre. Dans ce cas il est nécessaire de modifier les expressions précédentes en conséquence. L'étude théorique se place donc dans un cas plus simple, mais aussi plus général, que celui du système GSM classique.

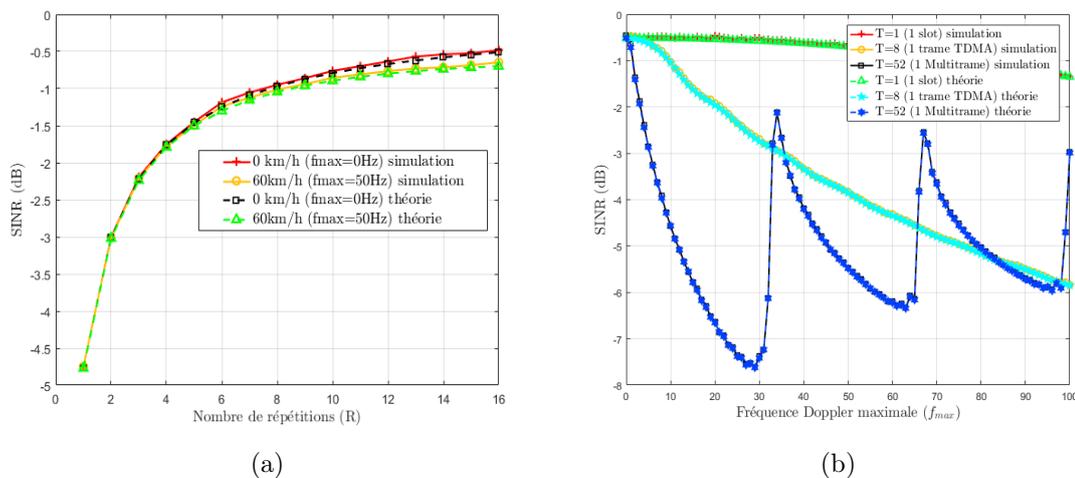


FIGURE 3.7 – Comparaison des courbes de l’approximation de premier ordre du SINR, obtenues par la théorie (calcul numérique) et par simulation (Monte-Carlo). La valeur de T est fixée à $577 \mu\text{s}$ dans la figure (a). Le nombre de répétitions est fixé à 16 dans la figure (b).

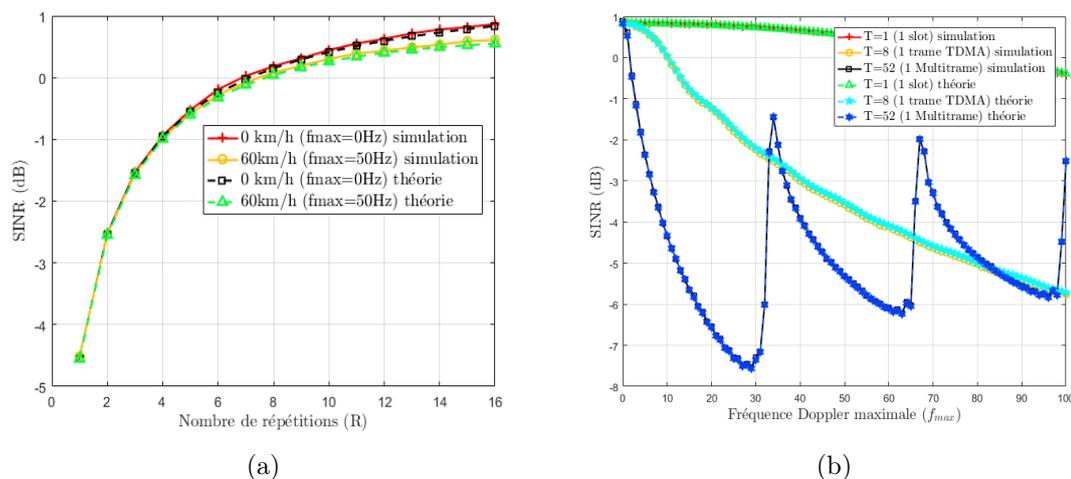


FIGURE 3.8 – Comparaison des courbes de l’approximation de second ordre du SINR, obtenues par la théorie (calcul numérique) et par simulation (Monte-Carlo). La valeur de T est fixée à $577 \mu\text{s}$ dans la figure (a). Le nombre de répétitions est fixé à 16 dans la figure (b).

Les Fig. 3.9c et 3.9d s’intéressent à l’approximation du second ordre. Les valeurs de SINR sont données en dB. Les Fig. 3.9a et 3.9c tracent la valeur du SINR en fonction du nombre de répétitions R et pour différentes valeurs de f_{max} . Les répétitions sont espacées d’une valeur fixe d’un slot, soit $T = 577 \mu\text{s}$. Les Fig. 3.9b et 3.9d donnent la valeur du SINR en fonction de la fréquence Doppler maximale f_{max} , pour différentes valeurs de T . Les valeurs de T considérées sont caractéristiques du système GSM/GPRS, et représentent les durées d’un *slot* ($T = 577 \mu\text{s}$), d’une trame TDMA (8 *slots*) ou d’une multi-trame (52 *slots*). Le nombre de répétitions est fixé à $R = 16$. Les cas employés ici pour les comparaisons seront les mêmes tout au long du chapitre.

Tout d’abord, on peut constater que l’approximation du premier ordre produit des

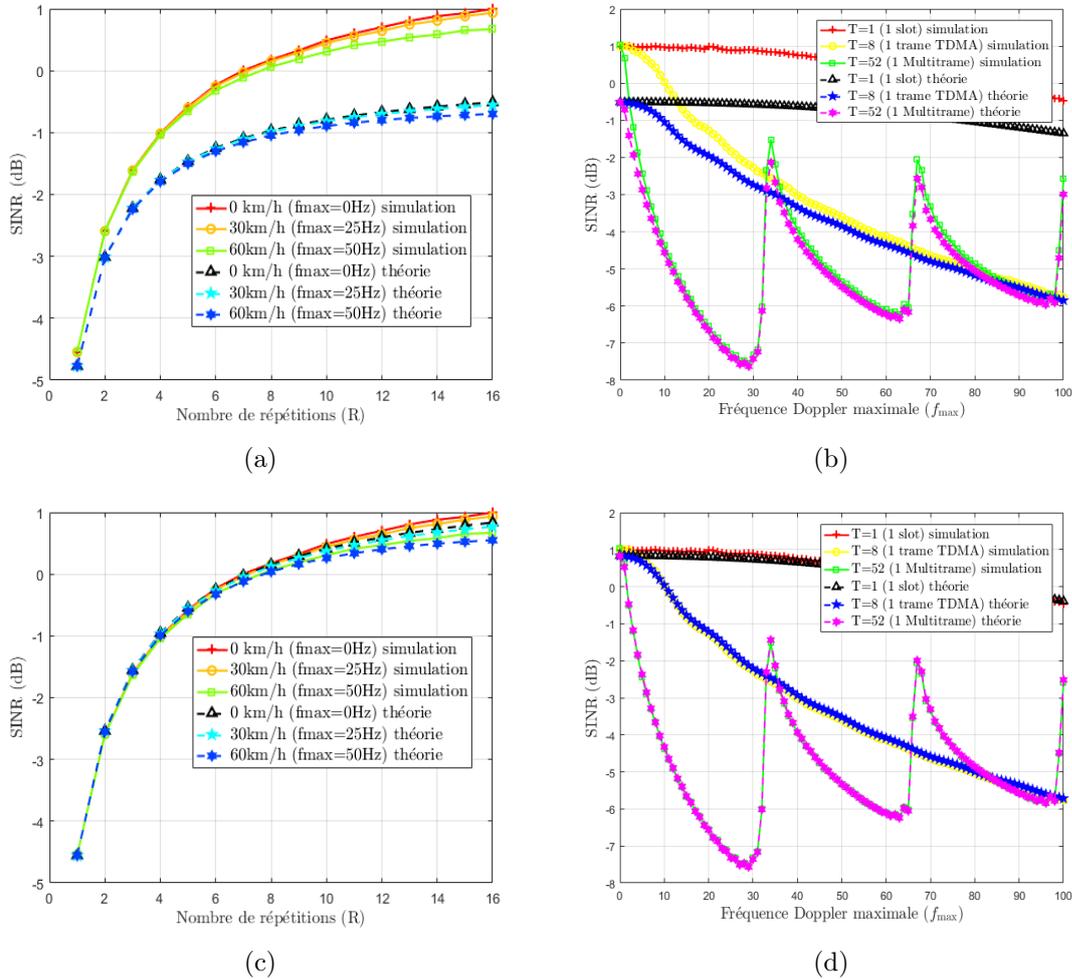


FIGURE 3.9 – Les courbes (a) et (b) comparent le SINR moyen simulé (Monte-Carlo) à son approximation de premier ordre (calcul numérique). Les courbes (c) et (d) comparent le SINR moyen simulé (Monte-Carlo) à son approximation de second ordre (calcul numérique). La valeur de T est fixée à $577 \mu\text{s}$ (1 *slot*) dans les figures (a) et (c). Le nombre de répétitions est fixé à 16 dans les figures (b) et (d).

résultats qui s'éloignent de la véritable valeur du SINR lorsque R augmente. Cette erreur diminue progressivement lorsque f_{\max} (ou T) augmente, les deux courbes finissant par se rejoindre. L'approximation de second ordre est, quant à elle, beaucoup plus performante, même si des phénomènes similaires à ceux observés pour l'approximation de premier ordre sont visibles. Un zoom de la Fig. 3.9c est disponible sur la Fig. 3.10 pour pouvoir mieux discerner l'ordre des courbes. L'approximation de second ordre est donc un bon choix pour approcher la valeur exacte du SINR. On peut également constater que, quel que soit l'ordre d'approximation considéré, les courbes théoriques ont une allure et une hiérarchie conformes à celles du SINR simulé.

Analysons désormais les courbes. On constate que le SINR augmente globalement avec le nombre de répétitions. Mais on constate également que ce dernier diminue lorsque les valeurs de f_{\max} (ou T) augmentent. En effet, la fréquence maximale Doppler représente la vitesse d'évolution du canal. Une valeur de f_{\max} élevée signifie que le canal évolue rapidement entre chaque répétition. À l'inverse, si $f_{\max} = 0$, le canal est constant. La valeur

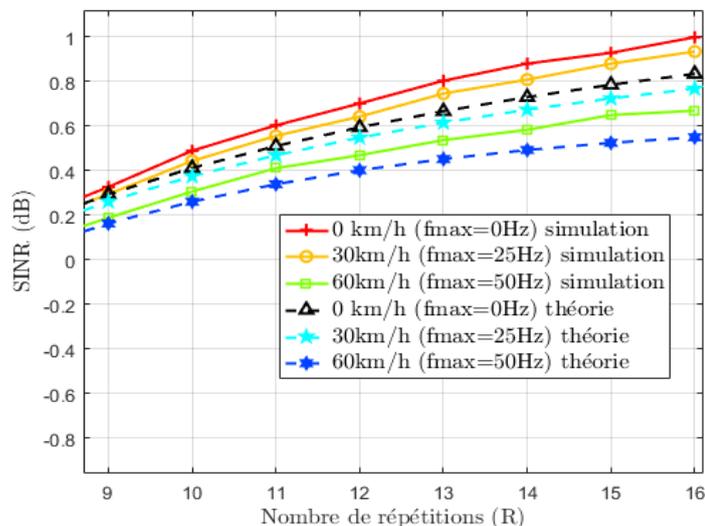


FIGURE 3.10 – Zoom de la Fig. 3.9c.

de T influence de la même manière la corrélation des différents canaux. Ainsi, lorsque le canal évolue trop rapidement (soit pour f_{\max} et/ou T élevés), les symboles de répétitions différentes subissent des canaux décorrélés. Cette décorrélation entraîne une recombinaison destructive des répétitions, le terme résultant de la somme des symboles d'information dépendant de cette corrélation. Ce sont notamment les différents déphasages apportés par le canal, suite à son évolution dans le temps, qui vont amener à une somme possiblement destructive. Dans un même temps, les termes de bruit ne sont pas affectés par la corrélation du canal, expliquant ainsi la tendance du SINR à diminuer avec l'augmentation de la diversité de canal.

Les oscillations observées sur les Fig. 3.9b et 3.9d proviennent de la nature de la fonction de Bessel, décrivant la corrélation du canal. Suivant la vitesse d'évolution du canal et l'instant des répétitions, il est possible de se trouver, soit dans une situation où les canaux sont totalement décorrélés (les *creux* de SINR), soit dans une situation offrant une meilleure corrélation (les *pics* de SINR). Les SINR les plus bas sont d'ailleurs inférieurs au SINR d'une trame seule, valant environ -4.5 dB.

Les courbes obtenues pour différentes valeurs de T présentent les mêmes variations, mais à des échelles différentes. Concrètement, les courbes définies pour $T = 1$ slot présenteront les mêmes oscillations que les courbes définies pour $T = 1$ multitrame, mais ces oscillations apparaîtront pour des valeurs de f_{\max} bien plus grandes.

On constate que le SINR semble tendre vers une limite lorsque la diversité de canal est trop importante, l'amplitude des oscillations diminuant progressivement. En reprenant la formule (3.59) de l'approximation de premier ordre et en faisant tendre f_{\max} vers l'infini, on obtient,

$$\lim_{f_{\max} \rightarrow \infty} \overline{\text{SINR}}_{1\text{st}} = \frac{2\alpha_1^2 \sigma_g^2}{\sigma_n^2 + 2\sigma_g^2 \sum_{l=2}^L \alpha_l^2}. \quad (3.88)$$

Les courbes du véritable SINR et de l'approximation de premier ordre se rejoignant lorsque la diversité du canal est suffisante, on déduit que la limite précédente est applicable au vrai SINR. Elle est égale au SINR moyen d'une trame seule. On peut donc conclure que, lorsque le canal évolue trop rapidement, la recombinaison IQ n'apporte pas de bénéfices par rapport à un système sans recombinaison.

Pour les mêmes raisons, il apparaît aussi que, pour des valeurs de T et f_{\max} données, il existe une valeur de R optimale R_{opt} , au dessus de laquelle le SINR n'augmentera plus. C'est ce qu'on observe sur la Fig. 3.11, décrivant le SINR exact en fonction de R , mais pour des valeurs de R et f_{\max} élevées. On constate même qu'au-delà de R_{opt} , le SINR diminue et oscille légèrement. Le SINR moyen semble également se stabiliser à une valeur limite lorsque R tend vers l'infini.

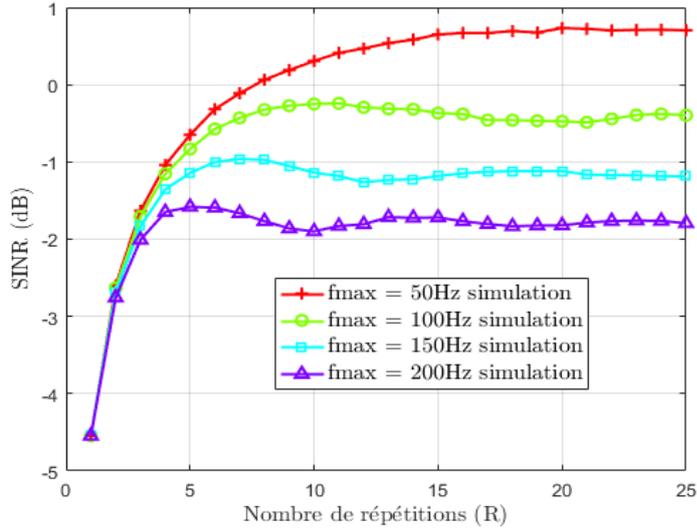


FIGURE 3.11 – SINR exact en fonction de R et pour différentes valeurs de f_{\max} . La valeur de T est fixée à une durée de 1 *slot*.

Nous avons observé que les courbes des approximations avaient le même comportement que les courbes du vrai SINR. Nous utilisons cette caractéristique pour dériver une approximation de la valeur de R_{opt} , notée $\widetilde{R}_{\text{opt}}$, à partir de l'approximation de premier ordre. On considère donc la suite de SINR, SINR_R ,

$$\text{SINR}_R = \frac{2\alpha_1^2\sigma_g^2 \left(R + 2 \sum_{k=1}^{R-1} (R-k) J_0(\omega_{\max} kT) \right)}{R\sigma_n^2 + 2\sigma_g^2 \left(R + 2 \sum_{k=1}^{R-1} (R-k) J_0(\omega_{\max} kT) \right) \sum_{l=2}^L \alpha_l^2}. \quad (3.89)$$

D'après la Fig. 3.11, il semble que la première valeur de R rendant la différence $\text{SINR}_{R+1} - \text{SINR}_R$ négative sera égale à $\widetilde{R}_{\text{opt}}$. Il est montré dans l'Annexe D.5 que le signe de cette différence ne dépendra que du signe de l'expression,

$$\text{Diff}_R = \sum_{k=1}^R k J_0(\omega_{\max} kT), \quad (3.90)$$

avec $\text{Diff}_{\widetilde{R}_{\text{opt}}} < 0$. En appliquant cette méthode aux cas présentés à la Fig. 3.11, on obtient les valeurs de $\widetilde{R}_{\text{opt}}$ suivantes,

$$f_{\max} = 50 \rightarrow \widetilde{R}_{\text{opt}} = 21, \quad (3.91)$$

$$f_{\max} = 100 \rightarrow \widetilde{R}_{\text{opt}} = 11, \quad (3.92)$$

$$f_{\max} = 150 \rightarrow \widetilde{R}_{\text{opt}} = 7, \quad (3.93)$$

$$f_{\max} = 200 \rightarrow \widetilde{R}_{\text{opt}} = 5. \quad (3.94)$$

Les valeurs de R_{opt} mesurées sur la Fig. 3.11 correspondent aux valeurs estimées, sauf dans le cas $f_{\text{max}} = 50\text{Hz}$, où le R_{opt} vaut 20. Dans ce dernier cas, les valeurs du SINR autour de R_{opt} sont très resserrées, et une imprécision due à la simulation est également possible. Ainsi, les $\widetilde{R}_{\text{opt}}$ calculés restent une excellente approximation du véritable R_{opt} pour les cas étudiés.

On a supposé ici que le nombre de répétitions R_{opt} permet d'atteindre la valeur maximale du SINR moyen pour une trame recombinaison par IQ, et cette supposition fait suite à l'observation des courbes de SINR. Il serait néanmoins nécessaire de le démontrer mathématiquement, cette tâche pouvant être effectuée lors de prochains travaux, de même que le calcul de la limite lorsque R tend vers l'infini.

Un point intéressant avec Diff_R est le cas $\omega_{\text{max}} = 0$. En effet, dans ce cas, Diff_R est toujours strictement positif, et on peut conclure que le SINR n'admet alors pas de maximum lorsque R augmente. Cette observation rejoint l'idée que, si le canal est constant, alors la recombinaison sera toujours pleinement constructive.

3.3.2.5 Le cas du canal mono-trajet

Le cas particulier du canal mono-trajet est également intéressant. La formule du SINR instantané (3.50) devient,

$$\text{SINR} = \frac{\sum_{k=1}^R \alpha_1^2 (r_k^1)^2 + \sum_{\substack{k,i=1 \\ k \neq i}}^R \alpha_1^2 g_k^1 (g_i^1)^*}{R\sigma_n^2}. \quad (3.95)$$

Le dénominateur étant constant, on peut alors calculer exactement le S(I)NR moyen. On obtient donc,

$$\overline{\text{SNR}} = \frac{2\alpha_1^2 \sigma_g^2 \left(R + 2 \sum_{k=1}^{R-1} (R-k) J_0(\omega_{\text{max}} k T) \right)}{R\sigma_n^2}. \quad (3.96)$$

On peut constater que la valeur de R_{opt} sera la même que dans le cas multi-trajets. De plus, lorsque le canal est constant ($\omega_{\text{max}} = 0$), on a,

$$\begin{aligned} \overline{\text{SNR}} &= \frac{2\alpha_1^2 \sigma_g^2 \left(R + 2 \sum_{k=1}^{R-1} (R-k) \right)}{R\sigma_n^2}, \\ &= \frac{2\alpha_1^2 \sigma_g^2 \left(R + 2 \sum_{k=1}^{R-1} k \right)}{R\sigma_n^2}, \\ &= \frac{2\alpha_1^2 \sigma_g^2 (R + R(R-1))}{R\sigma_n^2}, \\ &= R \frac{2\alpha_1^2 \sigma_g^2}{\sigma_n^2}. \end{aligned} \quad (3.97)$$

On retrouve le résultat du mécanisme MRC (équation (3.20)), et la recombinaison IQ offre alors les meilleures performances possibles. On retrouve l'idée que, lorsque le canal est constant, la recombinaison est parfaitement constructive (ou cohérente).

3.3.3 Étude théorique des performances de la combinaison Prefilter

Tout comme dans le cas de la recombinaison IQ, on effectue ici une simple somme à la place d'une moyenne. De plus, le schéma de *prefilter* de [37] n'est pas utilisé, et un simple

filtre adapté au canal estimé est employé. Encore une fois, on ne prend pas en compte l'effet du filtre gaussien. Le système étudié est donc plus simple que celui présenté à la Fig. 3.6, mais il est aussi plus classique et la portée des résultats est plus large.

On considère la trame recombinaison par Prefilter. Le canal équivalent subi par chaque répétition est parfaitement estimé. Cette estimation est utilisée pour le filtrage adapté au canal, de sorte qu'un symbole de la trame k s'exprime par,

$$s_k = \sum_{l=1}^{2L-1} G_k^l d_{-(l-1)} + \sum_{l=1}^L \alpha_l (g_k^l)^* n_k^{L+1-l}, \quad (3.98)$$

où n_k^i est le terme complexe de bruit affectant le symbole d_i et où,

$$G_k^l = \begin{cases} (G_k^l -) = \sum_{i=1}^l \alpha_i \alpha_{L+i-l} (g_k^{L+i-l})^* g_k^i, & \text{pour } 1 \leq l \leq L-1 \\ G_k^L = \sum_{i=1}^L \alpha_i^2 (r_k^i)^2, & \text{pour } l = L \\ (G_k^l +) = \sum_{i=1}^{2L-l} \alpha_i \alpha_{i+l-L} (g_k^i)^* g_k^{i+l-L}, & \text{pour } L+1 \leq l \leq 2L-1 \end{cases} \quad (3.99)$$

avec la relation $G_k^{l-} = (G_k^{l+})^*$ lorsque $l' = 2L - l$. Plus de détails sur le calcul de ces termes sont fournis en Annexe D.3. La puissance utile du signal est considérée contenue dans le terme G_k^L , correspondant au symbole $d_{-(L-1)}$. Les autres termes G_k^l constituent donc l'IIS. La trame recombinaison par Prefilter s'exprime comme,

$$s = \sum_{k=1}^R \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 (r_k^l)^2 d_{-(L-1)} + \sum_{k=1}^R \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq L}}^{2L-1} G_k^l d_{-(l-1)} + \sum_{k=1}^R \sum_{l=1}^L \alpha_l (g_k^l)^* n_k^{L+1-l}. \quad (3.100)$$

3.3.3.1 Calcul du SINR instantané

On cherche désormais le SINR instantané de la trame recombinaison. Pour cela, tout comme dans le cas de la combinaison par IQ, on calcule les puissances instantanées de signal (S), de bruit (N) et d'interférence (I). La puissance instantanée de signal s'exprime par,

$$\begin{aligned} S &= \sum_{k,i=1}^R \sum_{l,n=1}^L \alpha_l^2 \alpha_n^2 (r_k^l)^2 (r_i^n)^2 \langle d_{-(L-1)} (d_{-(L-1)})^* \rangle, \\ &= \left(\sum_{k=1}^R \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 (r_k^l)^2 \right)^2. \end{aligned} \quad (3.101)$$

La puissance instantanée du bruit est égale à,

$$\begin{aligned} N &= \sum_{k,i=1}^R \sum_{l,n=1}^L \alpha_l \alpha_n (g_k^l)^* g_i^n \langle n_k^{L+1-l} (n_i^{L+1-n})^* \rangle, \\ &= \sigma_n^2 \sum_{k=1}^R \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 (r_k^l)^2. \end{aligned} \quad (3.102)$$

La puissance instantanée des interférences s'obtient sous la forme,

$$\begin{aligned}
 I &= \sum_{k,i=1}^R \sum_{\substack{l,n=1 \\ l,n \neq L}}^{2L-1} G_k^l G_i^n < d_{-(l-1)} d_{-(n-1)}^* >, \\
 &= \sum_{k,i=1}^R \left(\sum_{l=1}^{L-1} (G_k^l -)(G_i^l -)^* + \sum_{l=L+1}^{2L-1} (G_k^l +)(G_i^l +)^* \right), \\
 &= \sum_{k,i=1}^R \left(\sum_{l=1}^{L-1} (G_k^l -)(G_i^l -)^* + \sum_{l'=1}^{L-1} (G_k^{l'} -)(G_i^{l'} -)^* \right), \quad \text{avec } l' = 2L - l \\
 &= 2 \sum_{k,i=1}^R \sum_{l=1}^{L-1} (G_k^l -)(G_i^l -)^*. \tag{3.103}
 \end{aligned}$$

D'où,

$$\boxed{\text{SINR} = \frac{(\sum_{k=1}^R \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 (r_k^l)^2)^2}{\sigma_n^2 \sum_{k=1}^R \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 (r_k^l)^2 + 2 \sum_{k,i=1}^R \sum_{l=1}^{L-1} (G_k^l -)(G_i^l -)^*}}. \tag{3.104}$$

3.3.3.2 Calcul du SINR moyen approximé au premier ordre

On cherche ensuite à estimer le SINR moyen. On utilise encore une fois les approximations du premier et second ordre. Au premier ordre, on doit donc évaluer les puissances moyennes du signal (\bar{S}), du bruit (\bar{N}) et des interférences (\bar{I}). On a donc,

$$\begin{aligned}
 \bar{S} &= \sum_{k,i=1}^R \sum_{l,n=1}^L \alpha_l^2 \alpha_n^2 < (r_k^l)^2 (r_i^n)^2 >, \\
 &= \sum_{k,i=1}^R \sum_{l=1}^L \alpha_l^4 (4\sigma_g^4 + 4\sigma_g^4 J_0^2(\omega_{\max} |k - i|T)) + \sum_{\substack{k,i=1 \\ l \neq n}}^R \sum_{l,n=1}^L \alpha_l^2 \alpha_n^2 4\sigma_g^4, \\
 &= 4\sigma_g^4 \left[\sum_{l=1}^L \alpha_l^4 (R^2 + R + 2 \sum_{k=1}^{R-1} (R - k) J_0^2(\omega_{\max} kT)) + R^2 \sum_{\substack{l,n=1 \\ l \neq n}}^L \alpha_l^2 \alpha_n^2 \right]. \tag{3.105}
 \end{aligned}$$

Pour le bruit on a,

$$\bar{N} = 2R\sigma_g^2 \sigma_n^2 \sum_{l=1}^L \alpha_l^2. \tag{3.106}$$

Pour les interférences on a,

$$\bar{I} = 2 \sum_{k,i=1}^R \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{m,n=1}^l \alpha_m \alpha_n \alpha_{L+m-l} \alpha_{L+n-l} < (g_k^{L+m-l})^* g_i^{L+n-l} (g_i^n)^* g_k^m >. \tag{3.107}$$

Pour déterminer l'expression de \bar{I} , il est nécessaire de considérer quelles valeurs peuvent prendre les différents trajets ($L + m - l$, $L + n - l$, m et n), de sorte à définir les différentes

espérances à calculer. D'après l'Annexe D, il faut écarter les cas amenant à des espérances de types $\langle g_k^l \rangle$ ou $\langle (g_k^l)^2 \rangle$, car ces espérances sont nulles. On définit donc les cas,

$$(1) \rightarrow L + m - l = L + n - l. \quad (3.108)$$

$$(2) \rightarrow L + m - l = m. \quad (3.109)$$

$$(3) \rightarrow L + m - l = n. \quad (3.110)$$

$$(4) \rightarrow L + n - l = m. \quad (3.111)$$

$$(5) \rightarrow L + n - l = n. \quad (3.112)$$

$$(6) \rightarrow m = n. \quad (3.113)$$

Les cas (1) et (6) sont équivalents et possibles. Ensuite, les cas (2) et (5) sont impossibles, car $l \neq L$. Finalement, les cas (3) et (4) sont symétriques et tous deux égaux à zéro. En effet, en considérant le cas (3), on obtient une espérance à 3 termes $\langle [(g_k^n)^*]^2 g_k^{L+n-l} g_k^m \rangle$. Pour que cette espérance soit non nulle, il est nécessaire que les 3 valeurs des trajets soient égales, ce qui est impossible car $L + n - l \neq n$. Il ne reste donc que le cas (1) (et (6)). En considérant $m = n$ et $L + n - l = L + m - l$, on obtient,

$$\begin{aligned} \bar{I} &= 2 \sum_{k,i=1}^R \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{n=1}^l \alpha_n^2 \alpha_{L+n-l}^2 \langle (g_k^{L+n-l})^* g_i^{L+n-l} \rangle \langle (g_i^n)^* g_k^n \rangle, \\ &= 2 \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{n=1}^l \alpha_n^2 \alpha_{L+n-l}^2 \left[\sum_{k,i=1}^R (2\sigma_g^2 J_0(\omega_{\max}|k-i|T)) (2\sigma_g^2 J_0(\omega_{\max}|k-i|T)) \right] \\ &= 4\sigma_g^4 \sum_{\substack{l,n=1 \\ l \neq n}}^L \alpha_n^2 \alpha_l^2 \left[R + 2 \sum_{k=1}^{R-1} (R-k) J_0^2(\omega_{\max} kT) \right]. \end{aligned} \quad (3.114)$$

De plus, on a utilisé l'égalité,

$$\sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^L \alpha_i^2 \alpha_j^2 = 2 \sum_{j=1}^{L-1} \sum_{i=1}^j \alpha_i^2 \alpha_{L+i-j}^2. \quad (3.115)$$

La dernière relation peut être obtenue en observant la matrice suivante, avec i représentant les lignes et j les colonnes,

$$\begin{pmatrix} \alpha_1^4 & \alpha_1^2 \alpha_2^2 & \alpha_1^2 \alpha_3^2 & \cdots & \alpha_1^2 \alpha_L^2 \\ \alpha_1^2 \alpha_2^2 & \alpha_2^4 & \alpha_2^2 \alpha_3^2 & \cdots & \alpha_2^2 \alpha_L^2 \\ \alpha_1^2 \alpha_3^2 & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_1^2 \alpha_L^2 & \cdots & \cdots & \cdots & \alpha_L^4 \end{pmatrix}$$

On obtient finalement l'approximation au premier ordre du SINR de la trame combinée par Prefilter,

$$\overline{\text{SINR}}_{1\text{st}} = \frac{4\sigma_g^4 (\sum_{l=1}^L \alpha_l^4 (R^2 + \beta_2) + R^2 \sum_{\substack{l,n=1 \\ l \neq n}}^L \alpha_n^2 \alpha_l^2)}{2R\sigma_g^2 \sigma_n^2 \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 + 4\sigma_g^4 \beta_2 \sum_{\substack{l,n=1 \\ l \neq n}}^L \alpha_n^2 \alpha_l^2}, \quad (3.116)$$

avec la notation,

$$\beta_2 = \sum_{a,b=1}^R J_0^2[a-b]. \quad (3.117)$$

3.3.3.3 Calcul du SINR moyen approximé au second ordre

Désormais, on s'intéresse à l'approximation de second ordre. Cette fois-ci, le numérateur et dénominateur ne sont pas décorrélés, et le terme de covariance doit être déterminé. En notant S le numérateur du SINR instantané, et $N + I$ le dénominateur, on a,

$$\text{Cov}(S, N + I) = \langle S(N + I)^* \rangle - \langle S \rangle \langle N + I \rangle. \quad (3.118)$$

Nous devons donc *simplement* calculer l'espérance du produit complexe, correspondant à,

$$\begin{aligned} \langle S(N + I)^* \rangle = & \left\langle \sigma_n^2 \left(\sum_{k=1}^R \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 (r_k^l)^2 \right)^3 \right\rangle + \\ & \left\langle 2 \left(\sum_{k=1}^R \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 (r_k^l)^2 \right)^2 \sum_{k,i=1}^R \sum_{l=1}^{L-1} (G_k^l -)(G_i^l -)^* \right\rangle. \end{aligned} \quad (3.119)$$

Notons A l'espérance du premier terme de la somme et B l'espérance du second terme. On a,

$$A = \sigma_n^2 \sum_{k,i,j=1}^R \sum_{l,m,n=1}^L \alpha_l^2 \alpha_m^2 \alpha_n^2 \langle (r_k^l)^2 (r_i^m)^2 (r_j^n)^2 \rangle. \quad (3.120)$$

Le raisonnement pour calculer le terme A utilise les mêmes outils, que pour le calcul de l'approximation de second ordre dans le cas d'une recombinaison IQ. On a donc 5 cas à considérer,

$$AS_1 \rightarrow l \neq m \neq n. \quad (3.121)$$

$$AS_2 \rightarrow l = m \neq n. \quad (3.122)$$

$$AS_3 \rightarrow l = n \neq m. \quad (3.123)$$

$$AS_4 \rightarrow m = n \neq l. \quad (3.124)$$

$$AS_5 \rightarrow l = m = n. \quad (3.125)$$

Le développement des calculs des espérances correspondant à chacun des cas est effectué en Annexe D.4.1. Ainsi, on peut exprimer A ,

$$A = 8\sigma_g^6 \sigma_n^2 (R^3 A_1 + 3RA_2 \beta_2 + 2A_3 \delta_3), \quad (3.126)$$

avec,

$$A_1 = \sum_{l=1}^L \alpha_l^6 + 3 \sum_{\substack{l,n=1 \\ l \neq n}}^L \alpha_l^4 \alpha_n^2 + \sum_{\substack{l,n,m=1 \\ l \neq n \neq m}}^L \alpha_l^2 \alpha_n^2 \alpha_m^2, \quad (3.127)$$

$$A_2 = \sum_{l=1}^L \alpha_l^6 + \sum_{\substack{l,n=1 \\ l \neq n}}^L \alpha_l^4 \alpha_n^2, \quad (3.128)$$

$$A_3 = \sum_{l=1}^L \alpha_l^6, \quad (3.129)$$

et,

$$\delta_3 = \sum_{a,b,c=1}^R J_0[a-b] J_0[b-c] J_0[c-a]. \quad (3.130)$$

Il reste maintenant à déterminer l'espérance B ,

$$B = \langle 2 \left(\sum_{k=1}^R \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 (r_k^l)^2 \right)^2 \sum_{k,i=1}^R \sum_{l=1}^{L-1} (G_{k-}^l) (G_{i-}^l)^* \rangle. \quad (3.131)$$

En développant, on obtient,

$$B = 2 \sum_{k,i,u,v=1}^R \sum_{o,p=1}^L \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{m,n=1}^l \alpha_o^2 \alpha_p^2 \alpha_m \alpha_n \alpha_{L+m-l} \alpha_{L+n-l} \langle (r_k^o)^2 (r_i^p)^2 (g_u^{L+m-l})^* g_v^{L+n-l} (g_v^n)^* g_u^m \rangle. \quad (3.132)$$

Encore une fois, on doit déterminer les cas où des trajets peuvent être égaux tout en faisant en sorte que l'espérance reste non nulle. On distingue ainsi les cas suivants,

$$BS_1 \rightarrow o = p, o \neq n, o \neq n'. \quad (3.133)$$

$$BS_2 \rightarrow o = p, o = n. \quad (3.134)$$

$$BS_3 \rightarrow o = p, o = n'. \quad (3.135)$$

$$BS_4 \rightarrow o \neq p, o \neq n, o \neq n', p \neq n, p \neq n'. \quad (3.136)$$

$$BS_5 \rightarrow o \neq p, o = n, p \neq n'. \quad (\text{x2}) \quad (3.137)$$

$$BS_6 \rightarrow o = n, p = n'. \quad (\text{x2}) \quad (3.138)$$

$$BS_7 \rightarrow o \neq p, o = n', p \neq n. \quad (\text{x2}) \quad (3.139)$$

avec $n' = L + n - l$. Pour déterminer ces cas, nous avons établi que, nécessairement, $n = m$. Les cas BS_5 , BS_6 et BS_7 doivent être pris en compte 2 fois, car il existe pour chacun un cas symétrique non présenté ici. De la même façon que pour le calcul de A , les détails des calculs sont disponibles dans l'Annexe D.4.2. Au final, en regroupant toutes les expressions, en considérant que les cas BS_5 , BS_6 et BS_7 doivent être doublés, et en notant α_{BSX} l'expression dans le cas BSX de la variable suivante,

$$BS = \sum_{o,p=1}^L \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{n=1}^l \alpha_o^2 \alpha_p^2 \alpha_n^2 \alpha_{n'}, \quad (3.140)$$

on obtient,

$$\begin{aligned} B = & 32\sigma_g^8 (R^2 \beta_2 (\alpha_{BS1} + \alpha_{BS2} + \alpha_{BS3} + \alpha_{BS4} + 2\alpha_{BS5} + 2\alpha_{BS6} + 2\alpha_{BS7}) + \\ & (\beta_2)^2 (\alpha_{BS1} + \alpha_{BS2} + \alpha_{BS3}) + \\ & 2R\delta_3 (\alpha_{BS2} + \alpha_{BS3} + \alpha_{BS5} + 2\alpha_{BS6} + \alpha_{BS7}) + \\ & 2\delta_4 (\alpha_{BS2} + \alpha_{BS3} + \alpha_{BS6}), \end{aligned} \quad (3.141)$$

avec la notation,

$$\delta_4 = \sum_{a,b,c,d=1}^R J_0[a-b] J_0[b-c] J_0[c-d] J_0[d-a]. \quad (3.142)$$

Ainsi, on peut donner une expression de la covariance,

$$\text{Cov}(S, N + I) = A + B - \bar{S}(\bar{N} + \bar{I}), \quad (3.143)$$

avec,

$$A = 8\sigma_g^6\sigma_n^2(R^3A_1 + 3RA_2\beta_2 + 2A_3\delta), \quad (3.144)$$

$$B = 32\sigma_g^8(R^2\beta_2(\alpha_{BS1} + \alpha_{BS2} + \alpha_{BS3} + \alpha_{BS4} + 2\alpha_{BS5} + 2\alpha_{BS6} + 2\alpha_{BS7}) + (\beta_2)^2(\alpha_{BS1} + \alpha_{BS2} + \alpha_{BS3}) + 2R\delta_3(\alpha_{BS2} + \alpha_{BS3} + \alpha_{BS5} + 2\alpha_{BS6} + \alpha_{BS7}) + 2\delta_4(\alpha_{BS2} + \alpha_{BS3} + \alpha_{BS6}), \quad (3.145)$$

$$\bar{S} = 4\sigma_g^4 \left[\sum_{l=1}^L \alpha_l^4 (R^2 + \beta_2) + R^2 \sum_{\substack{l,n=1 \\ l \neq n}}^L \alpha_l^2 \alpha_n^2 \right], \quad (3.146)$$

$$\bar{N} = 2R\sigma_g^2\sigma_n^2 \sum_{l=1}^L \alpha_l^2, \quad (3.147)$$

$$\bar{I} = 4\sigma_g^4 \sum_{\substack{l,n=1 \\ l \neq n}}^L \alpha_n^2 \alpha_l^2 \beta_2. \quad (3.148)$$

Il reste encore à déterminer la variance du dénominateur $\text{Var}(N + I)$ pour obtenir l'approximation au second ordre du SINR,

$$\begin{aligned} \text{Var}(N + I) &= \langle (N + I)(N + I)^* \rangle - \langle N + I \rangle \langle N + I \rangle^*, \\ &= \left\langle \left(\sigma_n^2 \sum_{k=1}^R \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 (r_k^l)^2 + 2 \sum_{k,i=1}^R \sum_{l=1}^{L-1} (G_k^l -)(G_i^l -)^* \right) \right. \\ &\quad \left. \left(\sigma_n^2 \sum_{k=1}^R \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 (r_k^l)^2 + 2 \sum_{k,i=1}^R \sum_{l=1}^{L-1} (G_k^l -)^* (G_i^l -) \right) \right\rangle - (\bar{N} + \bar{I})(\bar{N}^* + \bar{I}^*). \end{aligned} \quad (3.149)$$

Il faut donc déterminer les 3 espérances suivantes,

$$C = \left\langle \sigma_n^4 \left(\sum_{k=1}^R \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 (r_k^l)^2 \right)^2 \right\rangle, \quad (3.150)$$

$$D = \left\langle 4\sigma_n^2 \left(\sum_{k=1}^R \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 (r_k^l)^2 \right) \left(\sum_{i,j=1}^R \sum_{l=1}^{L-1} (G_i^l -)(G_j^l -)^* \right) \right\rangle, \quad (3.151)$$

$$E = \left\langle 4 \left(\sum_{k,i=1}^R \sum_{l=1}^{L-1} (G_k^l -)(G_i^l -)^* \right)^2 \right\rangle. \quad (3.152)$$

On a directement,

$$C = \sigma_n^4 \bar{S}. \quad (3.153)$$

Concernant la seconde espérance, on a,

$$D = 4\sigma_n^2 \sum_{k,i,j=1}^R \sum_{o=1}^L \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{m,n=1}^l \alpha_o^2 \alpha_m \alpha_n \alpha_{m'} \alpha_{n'} \langle (r_k^o)^2 (g_i^{m'})^* g_j^{n'} (g_j^n)^* g_i^m \rangle, \quad (3.154)$$

en notant $n' = L + n - l$ et $m' = L + m - l$. Encore une fois, il faut que $n = m$ et on obtient,

$$D = 4\sigma_n^2 \sum_{k,i,j=1}^R \sum_{o=1}^L \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{n=1}^l \alpha_o^2 \alpha_n^2 \alpha_{n'}^2 \langle (r_k^o)^2 (g_i^{n'})^* g_j^{n'} (g_j^n)^* g_i^n \rangle, \quad (3.155)$$

On considère les 3 cas suivants,

$$DS_1 \rightarrow o \neq n \text{ and } o \neq n', \quad (3.156)$$

$$DS_2 \rightarrow o = n, \quad (3.157)$$

$$DS_3 \rightarrow o = n'. \quad (3.158)$$

Les détails des calculs sont présentés dans l'Annexe D.4.3. On peut donc exprimer l'espérance D . On utilise encore une fois la notation α_{DSX} pour représenter la valeur de la variable DS suivante, dans le cas DS_X ,

$$DS = \sum_{o=1}^L \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{n=1}^l \alpha_o^2 \alpha_n^2 \alpha_{n'}^2, \quad (3.159)$$

On a donc,

$$D = 32\sigma_n^2 \sigma_g^6 (R\beta_2(\alpha_{DS1} + \alpha_{DS2} + \alpha_{DS3}) + \delta_3(\alpha_{DS2} + \alpha_{DS3})). \quad (3.160)$$

Reste à calculer le dernier terme E ,

$$E = 4 \sum_{k,i,u,v=1}^R \sum_{a,l=1}^{L-1} \sum_{m,n=1}^l \sum_{b,c=1}^a \alpha_m \alpha_n \alpha_{m'} \alpha_{n'} \alpha_b \alpha_c \alpha_{b'} \alpha_{c'} \langle (g_k^{m'})^* g_i^{n'} (g_i^n)^* g_k^m (g_u^{b'})^* g_v^{c'} (g_v^c)^* g_u^b \rangle. \quad (3.161)$$

avec $n' = L + n - l$, $m' = L + m - l$, $b' = L + b - a$ et $c' = L + c - a$. On considère les cas suivants,

$$ES_1 \rightarrow n = b \text{ and } n = m \text{ and } n = c \text{ and } l = a, \quad (3.162)$$

$$ES_2 \rightarrow n = b \text{ and } n = m \text{ and } n = c \text{ and } l \neq a, \quad (3.163)$$

$$ES_3 \rightarrow n = m \text{ and } b = c \text{ and } n \neq b \text{ and } n' \neq b' \text{ and } n \neq b' \text{ and } b \neq n', \quad (3.164)$$

$$ES_4 \rightarrow n = b \text{ and } m = c \text{ and } n \neq m \text{ and } l = a \text{ and } n \neq c' \text{ and } m \neq b', \quad (3.165)$$

$$ES_5 \rightarrow n' = m' \text{ and } n' = b' \text{ and } n' = c' \text{ and } n \neq b, \quad (3.166)$$

$$ES_6 \rightarrow n = b \text{ and } n = c' \text{ and } n = m' \text{ and } l = a, \quad (\text{x2}) \quad (3.167)$$

$$ES_7 \rightarrow n = m \text{ and } n = c' \text{ and } n = b'. \quad (\text{x2}) \quad (3.168)$$

Les détails des calculs sont disponibles dans l'Annexe D.4.4. En notant α_{ESX} la valeur de la variable ES suivante, pour le cas d'application ES_X ,

$$ES = \sum_{a,l=1}^{L-1} \sum_{n,m=1}^l \sum_{b,c=1}^a \alpha_n \alpha_m \alpha_b \alpha_c \alpha_{n'} \alpha_{m'} \alpha_{b'} \alpha_{c'}, \quad (3.169)$$

on obtient pour E ,

$$E = 64\sigma_g^8((\beta_2)^2(2\alpha_{ES1} + \alpha_{ES2} + \alpha_{ES3} + \alpha_{ES4} + \alpha_{ES5} + 2\alpha_{ES6} + 2\alpha_{ES7}) + \delta_4(2\alpha_{ES1} + \alpha_{ES2} + \alpha_{ES5} + 2\alpha_{ES6} + 2\alpha_{ES7})). \quad (3.170)$$

On a ainsi calculé la variance $\text{Var}(N + I)$,

$$\text{Var}(N + I) = C + D + E - (\bar{N} + \bar{I})^2, \quad (3.171)$$

avec,

$$C = \sigma_n^4 \bar{S}, \quad (3.172)$$

$$D = 32\sigma_n^2 \sigma_g^6 [R\beta_2(\alpha_{DS1} + \alpha_{DS2} + \alpha_{DS3}) + \delta_3(\alpha_{DS2} + \alpha_{DS3})], \quad (3.173)$$

$$E = 64\sigma_g^8[(\beta_2)^2(2\alpha_{ES1} + \alpha_{ES2} + \alpha_{ES3} + \alpha_{ES4} + \alpha_{ES5} + \alpha_{ES6} + \alpha_{ES7}) + \delta_4(2\alpha_{ES1} + \alpha_{ES5} + \alpha_{ES6} + \alpha_{ES7})], \quad (3.174)$$

$$\bar{S} = 4\sigma_g^4 \left[\sum_{l=1}^L \alpha_l^4 (R^2 + \beta_2) + R^2 \sum_{\substack{l,n=1 \\ l \neq n}}^L \alpha_n^2 \alpha_l^2 \right], \quad (3.175)$$

$$\bar{N} = 2R\sigma_g^2 \sigma_n^2 \sum_{l=1}^L \alpha_l^2, \quad (3.176)$$

$$\bar{I} = 4\sigma_g^4 \sum_{\substack{l,n=1 \\ l \neq n}}^L \alpha_n^2 \alpha_l^2 \beta_2. \quad (3.177)$$

$$(3.178)$$

On a ainsi déterminé l'approximation au second ordre du SINR d'une trame recombinaison par Prefilter,

$$\overline{\text{SINR}}_{2\text{nd}} = \overline{\text{SINR}}_{1\text{st}} - \frac{\text{Cov}(S, N + I)}{(\bar{N} + \bar{I})^2} + \frac{\text{Var}(N + I)\bar{S}}{(\bar{N} + \bar{I})^3} \quad (3.179)$$

3.3.3.4 Confrontation au véritable SINR

De la même manière que pour la recombinaison IQ, nous confrontons les résultats obtenus à partir des approximations, à ceux obtenus par simulation. Les caractéristiques du système simulé sont identiques à celles employées dans l'étude du mécanisme IQ. En réception, un filtre parfaitement adapté au canal de propagation est ajouté pour pouvoir ensuite réaliser la recombinaison par Prefilter.

Dans un premier temps, nous souhaitons valider, par la simulation, les expressions des approximations obtenues. On vérifie tout d'abord l'approximation de premier ordre. Les résultats sont présentés sur les Fig. 3.12a et 3.12b. On peut constater encore une fois que les courbes se superposent, confirmant ainsi la formule théorique.

On s'intéresse ensuite, à l'approximation de second ordre. Les courbes sont présentées par les Fig. 3.13a et 3.13b. À la différence des comparaisons précédentes, on peut observer un léger décalage entre les courbes théoriques et les résultats de simulation. Le SINR théorique approximé est toujours inférieur à celui de la simulation. Cet écart augmente globalement avec la valeur de R , mais diminue avec lorsque f_{max} et T augmentent. En moyenne, un écart maximal de l'ordre de 0.2 dB peut être observé. L'origine de cette erreur

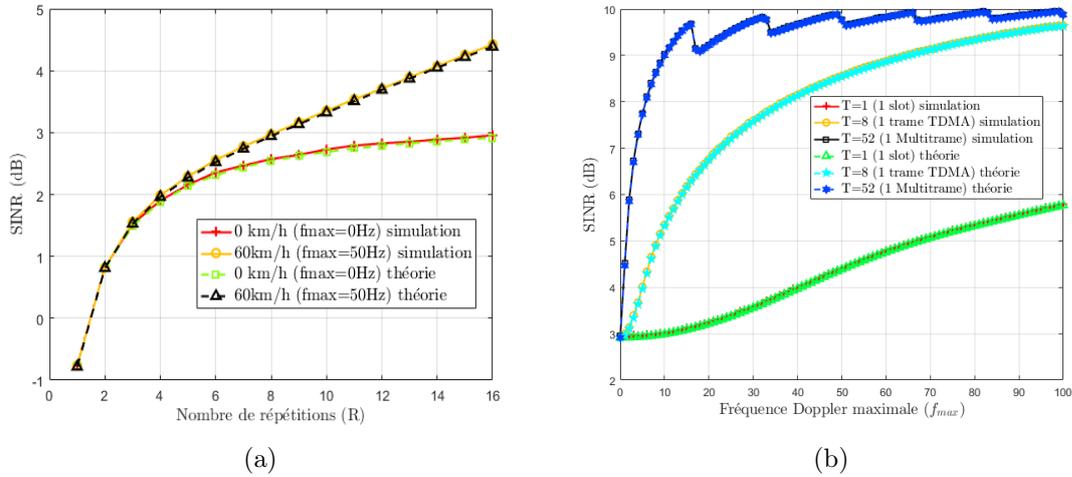


FIGURE 3.12 – Comparaison des courbes de l’approximation de premier ordre du SINR, obtenues par la théorie (calcul numérique) et par simulation (Monte-Carlo). La valeur de T est fixée à $577 \mu\text{s}$ dans la figure (a). Le nombre de répétitions est fixé à 16 dans la figure (b).

nous est inconnue, mais il est envisageable que la simulation et la méthode de génération du canal en soient la cause. En effet, les caractéristiques du canal généré se rapprochent de celles du modèle mathématique, mais certaines d’entre elles, notamment celles d’ordre élevé, peuvent légèrement différer de leur expression cible (voir C.1). Dans tous les cas, les conséquences de cette erreur sont marginales pour la suite, et nous considérons que l’erreur observée est acceptable. De plus amples recherches sur l’origine de cet écart devront néanmoins être menées.

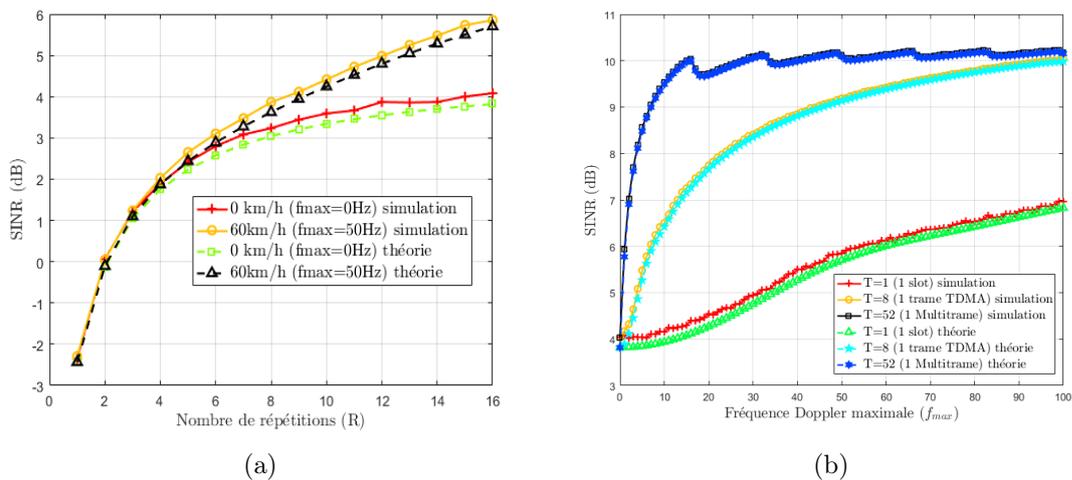


FIGURE 3.13 – Comparaison des courbes de l’approximation de second ordre du SINR, obtenues par la théorie (calcul numérique) et par simulation (Monte-Carlo). La valeur de T est fixée à $577 \mu\text{s}$ dans la figure (a). Le nombre de répétitions est fixé à 16 dans la figure (b).

Les Fig. 3.14a à 3.14d comparent la véritable valeur du SINR à celle obtenue par les approximations théoriques. Les cas représentés sont les mêmes que pour l’étude du

mécanisme IQ. On retrouve donc l'approximation de premier ordre sur les Fig. 3.14a et 3.14b, et l'approximation de second ordre sur les Fig. 3.14c et 3.14d. On peut constater que, de manière générale, aucune des deux approximations n'arrive à parfaitement rejoindre le vrai SINR. Lorsque f_{\max} augmente, les courbes théoriques se rapprochent du véritable SINR, tout comme dans le cas de l'IQ, mais sans jamais l'atteindre. On obtient néanmoins une approximation fidèle de la valeur du SINR, lorsque la diversité de canal est assez élevée. De plus, les courbes théoriques ont une hiérarchie et un comportement conformes à la réalité.

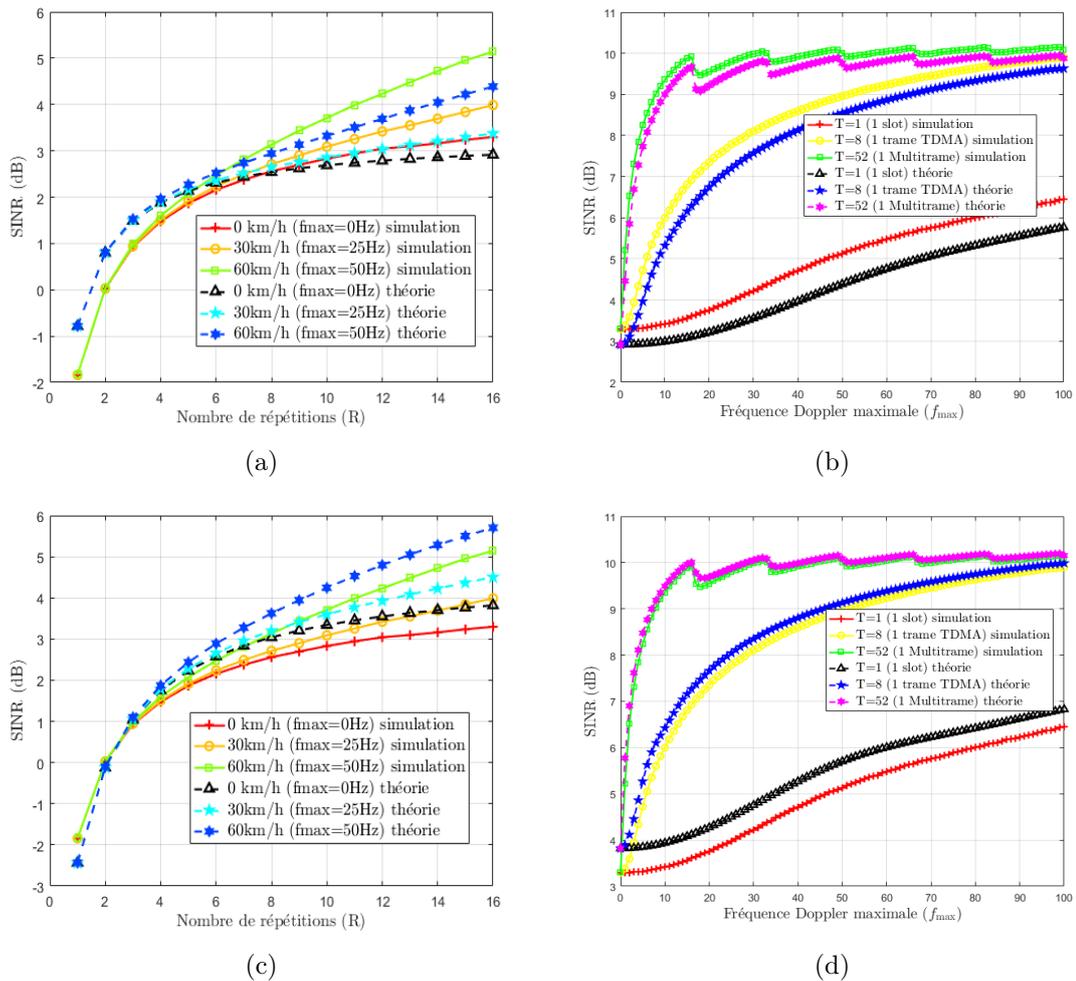


FIGURE 3.14 – Les courbes (a) et (b) comparent le SINR moyen simulé (Monte-Carlo) à son approximation de premier ordre (calcul numérique). Les courbes (c) et (d) comparent le SINR simulé (Monte-Carlo) à son approximation de second ordre (calcul numérique). La valeur de T est fixée à 577 μ s (1 *slot*) dans les figures (a) et (c). Le nombre de répétitions est fixé à 16 dans les figures (b) et (d).

Tout d'abord, on constate que, contrairement au cas de la recombinaison IQ, le SINR augmente avec f_{\max} . La diversité de canal profite donc au mécanisme de recombinaison par Prefilter. Le filtre adapté au canal permet de toujours sommer de manière constructive le trajet L , portant le signal utile, ce qui n'est pas le cas des autres trajets transportant l'interférence, ces derniers étant sujets à la corrélation du canal. Le bruit n'est, quant à lui, toujours pas affecté par la corrélation du canal. On interprète donc l'augmentation du

SINR comme une réduction de l'interférence par rapport au signal utile. On peut d'ailleurs constater que les oscillations observées sur les Fig. 3.14b et 3.14d sont inversées par rapport à celles du cas IQ. Un minimum de corrélation correspond donc à un pic de SINR.

On note que le SINR semble tendre vers une limite haute lorsque f_{\max} tend vers l'infini. En remarquant que le SINR d'une trame seule vaut environ 0.65 en linéaire, et que $10 \log_{10}(16 \times 0.65) = 10.2$ dB, il est raisonnable de penser que la recombinaison par Prefilter atteint des performances égales à celles du MRC, lorsque la diversité de canal est suffisamment importante. Ces performances sont équivalentes à une augmentation de 3 dB du SINR lorsque le nombre de répétitions est doublé.

L'évolution de la valeur du SINR en fonction de R conforte les observations précédentes. Contrairement au mécanisme IQ, aucun maximum n'est atteint et le SINR continue d'augmenter avec le nombre de répétitions. Lorsque la diversité de canal est suffisamment importante, le SINR doit suivre la limite de performances du MRC, ce que l'on peut constater sur la Fig. 3.15. À partir de 2 répétitions, le SINR croît de 3 dB lorsque R est doublé. Un plus grand nombre de répétitions nécessite une plus faible diversité de canal pour atteindre cette limite.

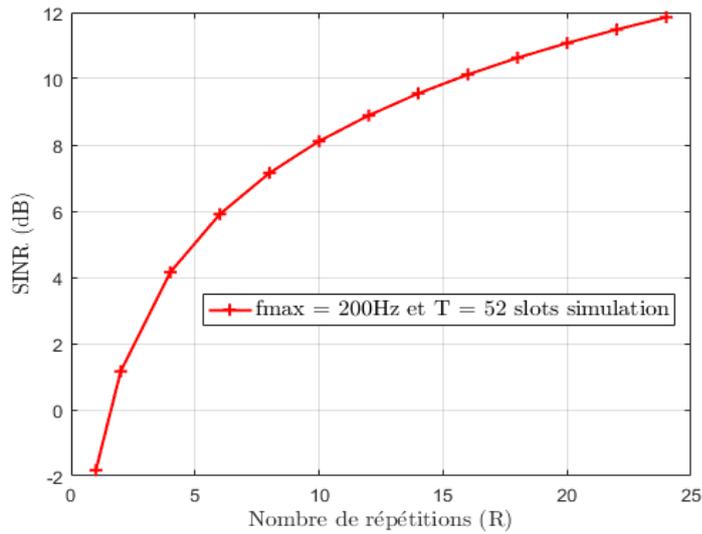


FIGURE 3.15 – SINR moyen non approximé d'une trame recombinaison par Prefilter en fonction du nombre de répétitions, pour $T = 52$ slots et $f_{\max} = 200$ Hz.

3.3.3.5 Le cas du canal mono-trajet

Dans le cas d'un canal mono-trajet, le SINR instantané d'une trame recombinaison par Prefilter devient,

$$\text{SINR} = \frac{\sum_{k=1}^R r_k^2}{\sigma_n^2}. \quad (3.180)$$

On peut donc calculer exactement le S(I)NR moyen par,

$$\overline{\text{SNR}} = R \frac{2\sigma_g^2}{\sigma_n^2}. \quad (3.181)$$

On retrouve donc le résultat attendu du mécanisme MRC.

3.4 Simulation de la chaîne de transmission complète

On considère désormais la chaîne de transmission présentée à la section 3.2. À la différence de l'étude théorique menée, la chaîne de transmission utilise une modulation GMSK, et le *prefilter* présenté dans [37]. Les formules théoriques dérivées précédemment ne sont donc pas directement applicables aux combinaisons IQ et Prefilter employées dans la chaîne. De plus, on ne cherche pas ici à déterminer les SINR, mais les performances en termes de BER. L'objectif est de comparer les 4 schémas de recombinaison dans le cadre d'une chaîne de réception complète.

Pour accélérer les simulations, nous nous détachons du modèle classique de *burst* GSM, et considérons des trames de 512 bits. Le débit symbole reste néanmoins inchangé. Le modèle de canal utilisé est le classique TU6 (*Typical Urban 6(-Paths)*) du 3GPP [48]. Ce modèle est adapté au milieu urbain, conformément à notre étude sur l'IdO et la ville intelligente.

Toutes les répétitions sont émises les unes à la suite des autres. Pour éviter des interférences inter-trames causées par le canal multi-trajets, un intervalle de garde d'une durée de quelques symboles est laissé à la fin de chaque trame. Enfin, pour améliorer les performances des schémas de recombinaison Chase et Décodeur, nous modifions le schéma d'entrelacement utilisé. Les recombinaisons IQ et Prefilter se déroulant avant l'étape de désentrelacement, il est nécessaire que la trame soit répétée après l'entrelacement, ce qui n'est pas le cas pour les deux autres schémas de recombinaison. L'ensemble des trames répétées passe donc comme un seul bloc dans l'entrelaceur. Un entrelacement d'une plus grande longueur offrira une meilleure diversité temporelle et améliorera les performances de ces deux mécanismes de recombinaison.

3.4.1 Canal de propagation constant

Nous générons les différents trajets du canal de propagation conformément au modèle TU6, toujours grâce à la méthode du MEDS. Un filtre d'interpolation nous permet alors de déterminer la CIR au temps symbole. Une CIR est générée pour chaque trame, chaque CIR représentant l'évolution temporelle du canal à l'instant de la répétition. Dans un premier temps, le canal est supposé constant. Toutes les répétitions subissent donc le même canal de propagation, et les Fig. 3.16a à 3.16d présentent les performances de BER des différentes techniques de recombinaison, en fonction du SNR d'entrée du récepteur. Les courbes montrent particulièrement l'évolution des performances à chaque fois que le nombre de répétitions est doublé. Pour obtenir le SNR souhaité en entrée, nous mesurons la puissance du signal émis après convolution avec le canal de propagation, et nous ajoutons un bruit gaussien (AWGN) de variance adéquate.

On peut tout d'abord constater que l'ensemble des schémas de recombinaison ont de meilleures performances lorsque le nombre de répétitions augmente. Néanmoins, le schéma de recombinaison au Décodeur est beaucoup moins performant que les 3 autres. Doubler le nombre de répétitions n'améliore que faiblement les performances de ce schéma de recombinaison. On en déduit qu'il est nécessaire de fiabiliser la valeur des bits avant le décodeur convolutif, sinon ce dernier fait trop d'erreurs dans sa prise de décision. Devant l'écart de performances entre le mécanisme de Décodeur et les autres, nous décidons d'abandonner la recombinaison par Décodeur pour la suite de notre étude.

Les mécanismes IQ, Prefilter et Chase offrent des performances comparables. Pour s'en convaincre, il suffit d'observer la Fig. 3.17 présentant le SNR requis en entrée du récepteur pour obtenir un BER de 10^{-4} en fonction du nombre de répétitions pour les différents mécanismes de recombinaison. Les schémas IQ et Prefilter offrent les mêmes performances.

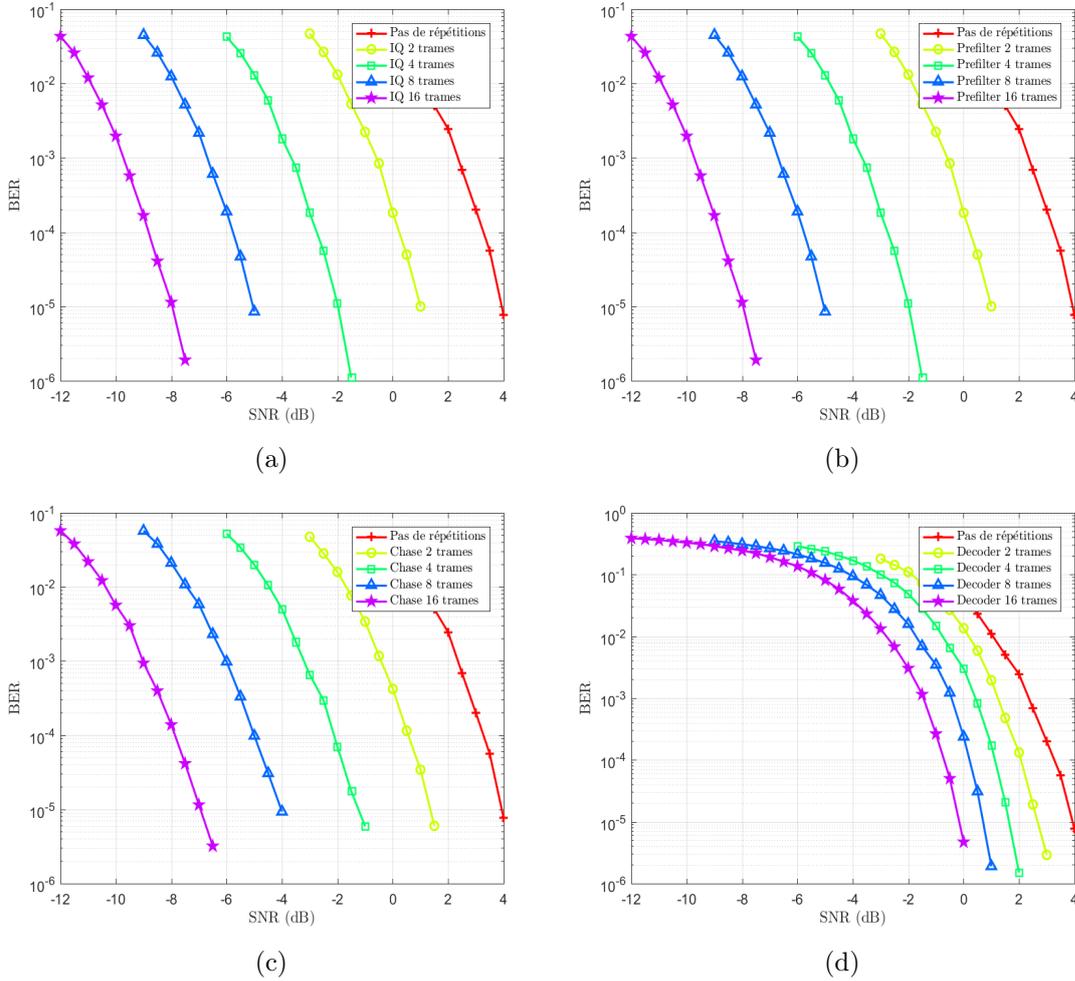


FIGURE 3.16 – Performance des méthodes de recombinaison testées en terme de BER en fonction du SNR d'entrée du récepteur pour différents nombres de répétitions. La Fig. (a) traite le cas de la recombinaison IQ, la (b) du Prefilter, la (c) du Chase et la (d) du Décodeur.

La recombinaison de type Chase est légèrement moins performante, mais l'écart avec les schémas IQ et Prefilter se stabilise lorsque le nombre de répétitions devient suffisamment important. Les mécanismes IQ et Prefilter présentent une augmentation de 3 dB de la valeur du SNR lorsque le nombre de répétitions double. C'est également le cas du schéma de type Chase pour un nombre de répétitions suffisant. Ces 3 mécanismes parviennent à utiliser pleinement l'énergie mise à leur disposition.

En reprenant les équations (3.29) et (3.31), on constate que, lorsqu'on double le nombre de répétitions dans le cas d'un canal constant, les puissances associées au signal et à l'interférence reste inchangées, mais la puissance de bruit est réduite de moitié. L'estimation de canal étant parfaite, le MLSE compense exactement les effets de l'interférence, expliquant ainsi le gain de 3 dB dans les performances des mécanismes IQ et Prefilter.

3.4.2 Canal de propagation variant dans le temps

Le canal de propagation évolue désormais temporellement. Les Fig. 3.18a à 3.18c présentent les performances en termes de BER, obtenues pour les mécanismes IQ, Prefilter et

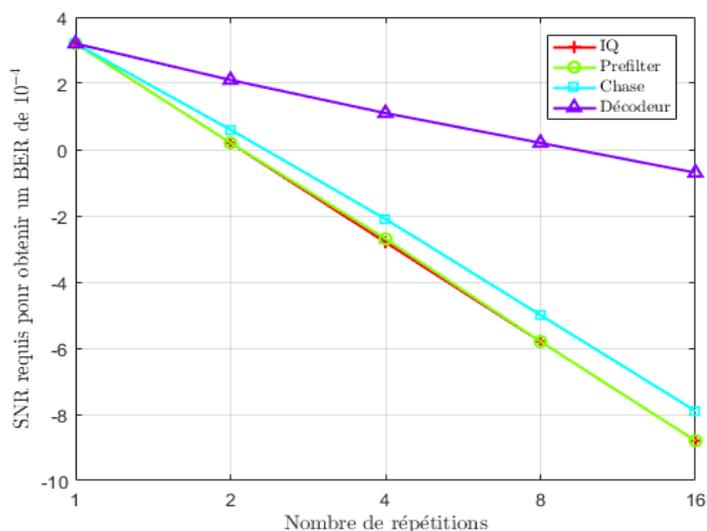


FIGURE 3.17 – Courbes représentant le SNR requis en entrée du récepteur pour avoir un BER de 10^{-4} en fonction du nombre de répétitions pour les différentes méthodes de recombinaison.

Chase. Les fréquences Doppler maximales correspondant aux vitesses 0, 15, 30 et 60 km/h sont respectivement 0, 12.5, 25 et 50 Hz.

Tout d’abord, on constate que les performances du mécanisme IQ se détériorent très rapidement lorsque le canal varie. Cette détérioration s’accroît avec l’augmentation de la diversité de canal. Ces résultats rejoignent les observations réalisées durant l’étude théorique. Le mécanisme IQ recombine des symboles non-cohérents, résultant en une combinaison destructive. On peut donc conclure que la recombinaison IQ n’est vraiment efficace qu’en présence d’un canal évoluant très lentement à l’échelle des trames.

À l’inverse, les mécanismes Prefilter et Chase profitent de la diversité du canal et leurs performances s’améliorent. La diversité de canal permet d’éviter une situation où toutes les répétitions subiraient un canal défavorable. C’est notamment le Chase *combining* qui améliore ses résultats, sans pour autant faire mieux que le mécanisme du Prefilter. La recombinaison par Prefilter permet donc d’obtenir les meilleures performances quelle que soit la diversité de canal considérée.

Conclusion de chapitre

Au cours de ce chapitre nous avons présenté la chaîne de transmission et les différents mécanismes de recombinaison étudiés. Au cours de l’étude théorique sur les mécanismes IQ et Prefilter, nous avons déterminé les approximations du SINR moyen de la trame après recombinaison. Cette étude nous a permis de constater l’impact de la corrélation temporelle du canal de propagation sur les performances de ces mécanismes. Nous retrouvons cet impact dans l’étude de la chaîne de transmission complète. Les performances en termes de BER nous montrent que, dans le cas d’un canal constant, les recombinaisons IQ et Prefilter offrent des résultats équivalents. Mais dans le cas d’un canal variant plus rapidement à l’échelle des trames, les performances du mécanisme IQ se détériorent rapidement, la combinaison devenant potentiellement destructive. Les schémas du Prefilter et du Chase profitent, quant à eux, de la diversité du canal et leurs performances s’améliorent. La re-

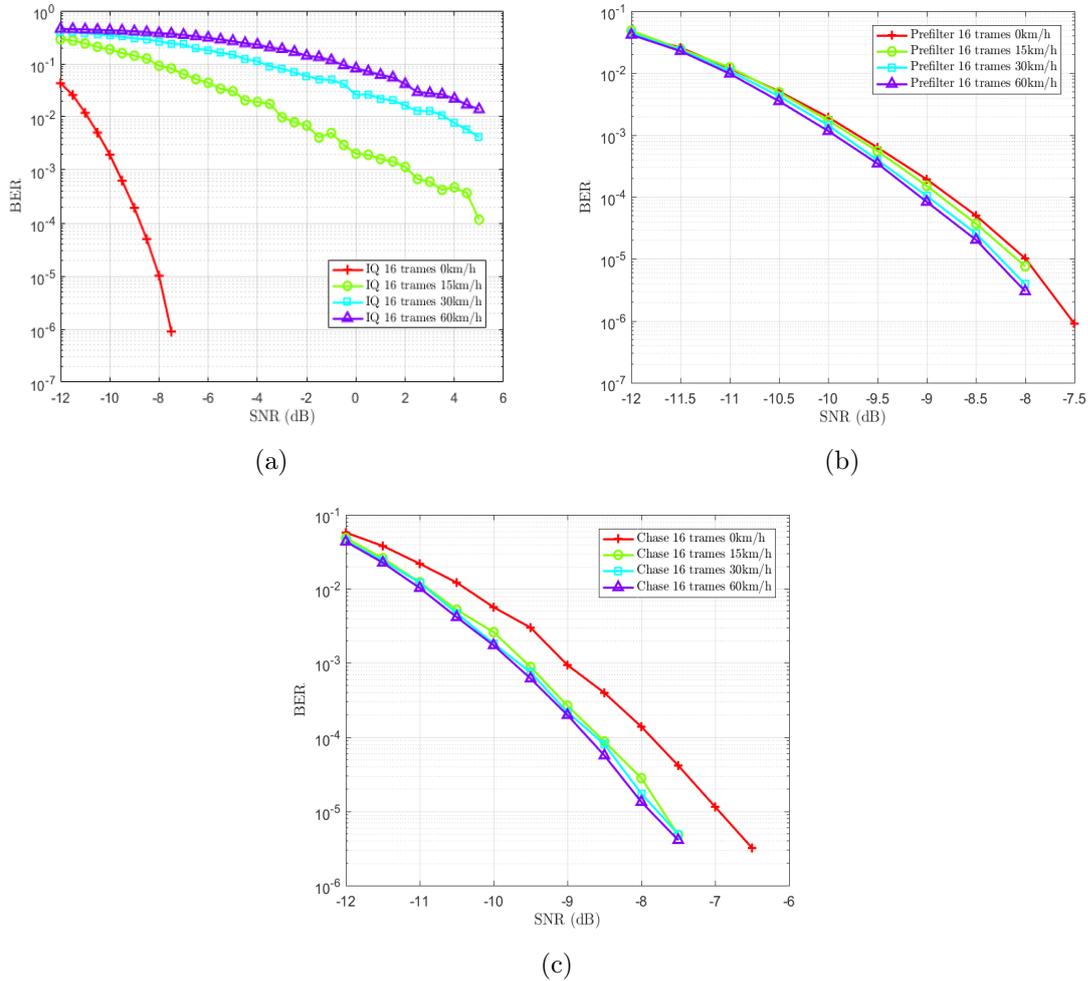


FIGURE 3.18 – Performance des méthodes de recombinaison testées en termes de BER en fonction du SNR en entrée du récepteur pour différentes diversités de canal. La Fig. (a) traite le cas de la recombinaison IQ, la (b) du Prefilter, la (c) du Chase.

combinaison par Prefilter reste néanmoins le meilleur choix quelle que soit la diversité de canal considérée.

Durant ce chapitre, les conditions de synchronisation fréquentielle et d'estimation de canal étaient supposées parfaites. Néanmoins, les performances du mécanisme IQ se dégradant lorsque le canal évolue, on peut se demander quelles seraient les conséquences de la présence d'un offset en fréquence, issu d'une synchronisation de canal imparfaite, sur ces performances? De même, quel serait l'impact d'une estimation du canal imparfaite sur les performances des schémas Prefilter et Chase? Ces questions sont le sujet du chapitre suivant.

4 Analyse des performances en présence de synchronisation fréquentielle et d'estimation de canal imparfaites

Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons pu analyser les performances théoriques et simulées de différents mécanismes de recombinaison. Nous avons plus particulièrement étudié les mécanismes de combinaison IQ et Prefilter, et mis en avant l'influence sur les performances du système de la corrélation temporelle du canal de propagation.

La chaîne de réception employée opérait dans des conditions de synchronisation fréquentielle et d'estimation de canal parfaites. Nous souhaitons désormais étudier les conséquences d'imperfections sur les performances d'un tel système. Nous considérerons la présence d'un décalage en fréquence et analyserons son influence sur le SNR moyen d'une trame combinée par le mécanisme IQ. De même, nous analyserons l'influence d'une estimation de canal imparfaite. Pour ce dernier cas, nous considérerons un mécanisme de recombinaison hybride IQ-Prefilter, de sorte à améliorer la précision de l'estimation du canal en réalisant auparavant une recombinaison IQ sur une partie des répétitions. L'ensemble des groupes de répétitions ainsi combinées par le mécanisme IQ seront par la suite combinés par le mécanisme Prefilter.

4.1 Impact d'un offset en fréquence sur les performances du mécanisme de recombinaison IQ

À la différence du chapitre précédent, le canal de propagation considéré est mono-trajet ($L = 1$). Le reste des hypothèses reste inchangé.

Le signal est émis sur une fréquence porteuse f_c , et doit être transposé en bande de base par le récepteur pour être échantillonné. Or, les fréquences des oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur ne sont généralement pas égales et il est alors nécessaire d'utiliser un mécanisme de synchronisation fréquentielle. Ce dernier estime la différence de fréquences, ou offset, et modifie en conséquence la fréquence de l'oscillateur du récepteur. Nous supposons ici que l'estimateur est imparfait et nous introduisons un offset en fréquence, f_{eq} , dans le signal en bande de base. Ainsi, un symbole reçu de la $k^{\text{ème}}$ répétition ($1 \leq k \leq R$) s'exprime comme,

$$s_k = g_k d \exp(i\omega_{\text{eq}} k T) + n_k \exp(i\omega_{\text{eq}} k T), \quad (4.1)$$

avec $\omega_{\text{eq}} = 2\pi f_{\text{eq}}$. On rappelle que d est le symbole d'intérêt, incorporant les effets des filtres de mise en forme à l'émission et à la réception. g_k est le coefficient complexe de canal de propagation à évanouissements de Rayleigh et variant lentement, g_k étant encore une fois considéré comme constant durant toute la durée de la trame k . Les R répétitions sont espacées d'une durée fixe T . Le bruit AWGN est supposé varier rapidement. Enfin, on

suppose qu'aucun autre processus de synchronisation en fréquence n'est effectué entre les répétitions. L'offset en fréquence est donc constant durant les R répétitions.

4.1.1 Expression du SNR moyen

Le symbole de la trame recombinaée par IQ s'exprime donc par,

$$s = \sum_{k=1}^R g_k d \exp(i\omega_{\text{eq}}kT) + \sum_{k=1}^R n_k \exp(i\omega_{\text{eq}}kT). \quad (4.2)$$

On calcule dans un premier temps le SNR instantané de la trame recombinaée. À partir des résultats établis au chapitre précédent, on a directement,

$$\text{SNR} = \frac{\sum_{k=1}^R r_k^2 + \sum_{\substack{k,l=1 \\ k \neq l}}^R g_k g_l^* \exp(i\omega_{\text{eq}}(k-l)T)}{R\sigma_n^2}. \quad (4.3)$$

On peut donc exprimer le SNR moyen, $\overline{\text{SNR}}$, sous sa forme exacte,

$$\overline{\text{SNR}} = \frac{2\sigma_g^2(R + \sum_{\substack{k,l=1 \\ k \neq l}}^R J_0(\omega_{\text{max}}|k-l|T) < \exp(i\omega_{\text{eq}}(k-l)T) >)}{R\sigma_n^2}, \quad (4.4)$$

qui peut se simplifier en utilisant la formule d'Euler $\cos(x) = \frac{\exp(ix) + \exp(-ix)}{2}$. On obtient alors,

$$\overline{\text{SNR}} = \frac{2\sigma_g^2(R + 2 \sum_{k=1}^{R-1} (R-k) J_0(\omega_{\text{max}}kT) < \cos(\omega_{\text{eq}}kT) >)}{R\sigma_n^2}, \quad (4.5)$$

Pour déterminer l'espérance de $< \cos(\omega_{\text{eq}}kT) >$, il est nécessaire de déterminer la PDF de ω_{eq} . Or, la distribution de ω_{eq} dépend du mécanisme de synchronisation fréquentielle employé.

4.1.2 Calcul de la PDF de ω_{eq}

On considère un algorithme de synchronisation en fréquence très simple, mais qui nous permettra par la suite d'évaluer exactement l'espérance recherchée dans l'Eq. (4.5). L'estimation de l'offset est basée sur le FCCH, signal de référence composé d'une sinusoïde pure, dont les symboles successifs sont déphasés de $\frac{\pi}{2}$. On considère que le FCCH possède un SNR distinct des signaux de données. La phase du $n^{\text{ème}}$ symbole du FCCH reçu et transposé en bande de base s'exprime comme,

$$\xi(n) = -2\pi f_e n T_S + \zeta_n + \zeta_N + \zeta_g + \zeta_0, \quad (4.6)$$

avec f_e l'offset initial en fréquence à estimer, T_S la durée d'un symbole, ζ_n la phase utile du symbole définie sur $[-\pi, \pi]$, ζ_N la phase ajoutée par le bruit, ζ_g la phase ajoutée par le canal équivalent, contenant les effets du canal de propagation et des filtres de mise en forme à l'émission et à la réception, et ζ_0 la différence de phase constante entre les oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur. Pour déterminer l'estimation de l'offset, noté \hat{f}_e , on considère que $\zeta_N = 0$, et on calcule la différence de phase entre 2 symboles successifs,

$$\begin{aligned} \phi &= \xi(n+1) - \xi(n), \\ &= -2\pi \hat{f}_e T_S + (\zeta_{n+1} - \zeta_n), \\ &= -2\pi \hat{f}_e T_S + \frac{\pi}{2}. \end{aligned} \quad (4.7)$$

On obtient ainsi une expression de \hat{f}_e ,

$$\hat{f}_e = \frac{\frac{\pi}{2} - \phi}{2\pi T_S}. \quad (4.8)$$

La distribution de ϕ , représentant la différence de phase entre 2 symboles bruités, a déjà pu être étudiée dans de nombreux papiers [49] [50] [51]. Dans [49], plusieurs expressions de la PDF de ϕ , notée p_Φ , sont données, dépendant du système considéré. Dans notre cas, l'expression de p_Φ est,

$$p_\Phi(\phi) = \frac{\exp(-U)}{2\pi} \left[1 + U \int_0^{\frac{\pi}{2}} (\sin(\alpha) + \cos(\Delta\phi - \phi)) \exp(U \sin(\alpha) \cos(\Delta\phi - \phi)) d\alpha \right], \quad (4.9)$$

avec U le SNR moyen du FCCH¹ et $\Delta\phi = -2\pi f_e T_S + \frac{\pi}{2}$. $\Delta\phi$ est donc la valeur non bruitée de ϕ . En considérant les intégrales de l'Eq. (4.9) :

$$A_1 = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sin(\alpha) \exp(U \sin(\alpha) \cos(\Delta\phi - \phi)) d\alpha, \quad (4.10)$$

$$A_2 = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp(U \sin(\alpha) \cos(\Delta\phi - \phi)) d\alpha, \quad (4.11)$$

et en effectuant le changement de variable $x = \sin(\alpha)$, donc $d\alpha = \frac{dx}{\sqrt{1-x^2}}$, on a,

$$A_1 = \int_0^1 \frac{x \exp(Ux \cos(\Delta\phi - \phi))}{\sqrt{1-x^2}} dx, \quad (4.12)$$

$$A_2 = \int_0^1 \frac{\exp(Ux \cos(\Delta\phi - \phi))}{\sqrt{1-x^2}} dx. \quad (4.13)$$

Les solutions exactes des intégrales suivantes étant connues (dans l'ordre [52, p352, eq3.387-5] et [52, p353, eq3.389-3]),

$$\int_0^u (u^2 - x^2)^{\nu-1} \exp(\mu x) dx = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \left(\frac{2u}{\mu} \right)^{\nu-\frac{1}{2}} \Gamma(\nu) [I_{\nu-\frac{1}{2}}(u\mu) + L_{\nu-\frac{1}{2}}(u\mu)], \quad (4.14)$$

$$\int_0^u x(u^2 - x^2)^{\nu-1} \exp(\mu x) dx = \frac{u^{2\nu}}{2\nu} + \frac{\sqrt{\pi}}{2} \left(\frac{\mu}{2} \right)^{\frac{1}{2}-\nu} u^{\nu+\frac{1}{2}} \Gamma(\nu) [I_{\nu+\frac{1}{2}}(u\mu) + L_{\nu+\frac{1}{2}}(u\mu)], \quad (4.15)$$

avec $\Gamma(\nu)$ la fonction gamma, on peut directement calculer la forme exacte de $p_\Phi(\phi)$ comme,

$$p_\Phi(\phi) = \beta + U\beta \left[1 + \frac{\pi}{2} [I_1(z(\phi)) + L_1(z(\phi))] \right] + z(\phi)\beta \frac{\pi}{2} [I_0(z(\phi)) + L_0(z(\phi))], \quad (4.16)$$

où $\beta = \frac{\exp(-U)}{2\pi}$, $z(\phi) = U \cos(\Delta\phi - \phi)$, I_0 et I_1 sont les fonctions de Bessel modifiées de première espèce respectivement d'ordre zéro et de premier ordre, et L_0 et L_1 sont les fonctions de Struve modifiées respectivement d'ordre zéro et de premier ordre. Pour confirmer l'expression de p_Φ dérivée, nous comparons les courbes théoriques à des courbes obtenues par simulation. Les résultats sont présentés sur la Fig. 4.1, pour différentes valeurs du SNR du FCCH. Les courbes se superposent parfaitement, confirmant ainsi l'expression obtenue. L'offset en fréquence, f_e , est fixé à 0, de sorte que la valeur la plus probable de ϕ , $\Delta\phi$, soit égale à $\frac{\pi}{2}$. On constate donc que la valeur la moins probable de ϕ est logiquement $-\Delta\phi$. De plus, lorsque le SNR est trop faible, la distribution de ϕ tend vers une distribution uniforme sur $[-\pi, \pi]$, avec une valeur constante de $\frac{1}{2\pi}$.

1. Il s'agit en réalité du SNR moyen des deux symboles. Dans notre cas, tous les symboles du FCCH présentent le même SNR moyen.

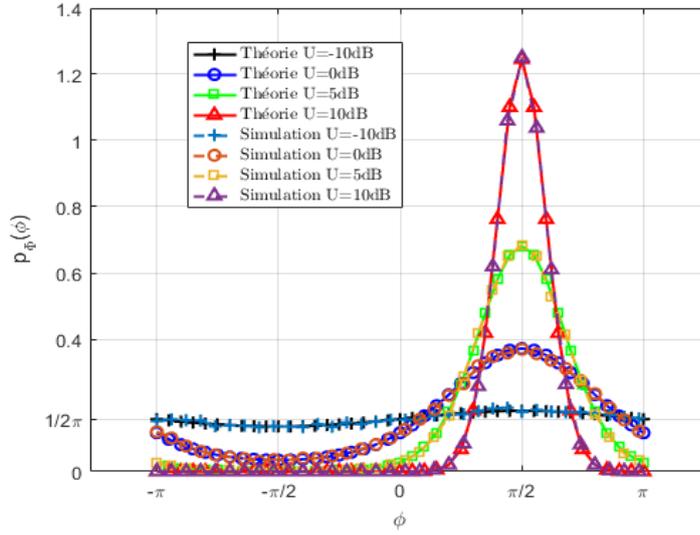


FIGURE 4.1 – PDF de ϕ obtenue par la théorie et par la simulation pour différentes valeurs du SNR du FCCH.

Comme précédemment défini, f_{eq} est la différence entre l'offset en fréquence initial f_e et l'estimé de l'offset \hat{f}_e ,

$$f_{\text{eq}} = f_e - \hat{f}_e, \quad (4.17)$$

$$= f_e + \left(\frac{\phi - \frac{\pi}{2}}{2\pi T_S} \right). \quad (4.18)$$

En conséquence, la PDF de ω_{eq} , $p_{\Omega_{\text{eq}}}$, dépend uniquement de la PDF de ϕ , puisque f_e est fixé dans le système considéré. D'où,

$$p_{\Omega_{\text{eq}}}(\omega_{\text{eq}}) = p_{\Phi} \left((\omega_{\text{eq}} - \omega_e) T_S + \frac{\pi}{2} \right) T_S, \quad (4.19)$$

où $\omega_e = 2\pi f_e$. Finalement, l'expression de $p_{\Omega_{\text{eq}}}$ est,

$$p_{\Omega_{\text{eq}}}(\omega_{\text{eq}}) = T_S \beta + U T_S \beta \left[1 + \frac{\pi}{2} [I_1(v(\omega_{\text{eq}})) + L_1(v(\omega_{\text{eq}}))] \right] + v(\omega_{\text{eq}}) T_S \beta \frac{\pi}{2} [I_0(v(\omega_{\text{eq}})) + L_0(v(\omega_{\text{eq}}))], \quad (4.20)$$

où,

$$\begin{aligned} v(\omega_{\text{eq}}) &= U \cos(\Delta\phi - (\omega_{\text{eq}} - \omega_e) T_S + \frac{\pi}{2}), \\ &= U \cos(-\omega_e T_S + \frac{\pi}{2} + \omega_e T_S - \omega_{\text{eq}} T_S - \frac{\pi}{2}), \\ &= U \cos(\omega_{\text{eq}} T_S). \end{aligned} \quad (4.21)$$

Encore une fois, nous comparons les résultats obtenus en théorie et en simulation. Les courbes sont décrites sur la Fig. 4.2. On peut encore une fois constater que les résultats théoriques et simulés se confondent, confirmant l'expression de la distribution obtenue. L'offset en fréquence initial f_e est toujours fixé à 0 et $T_S = 3.69 \mu\text{s}$ (cas du système GSM). Comme $p_{\Omega_{\text{eq}}}$ est périodique d'une période de $\frac{2\pi}{T_S}$, la PDF est représentée ici sur un intervalle

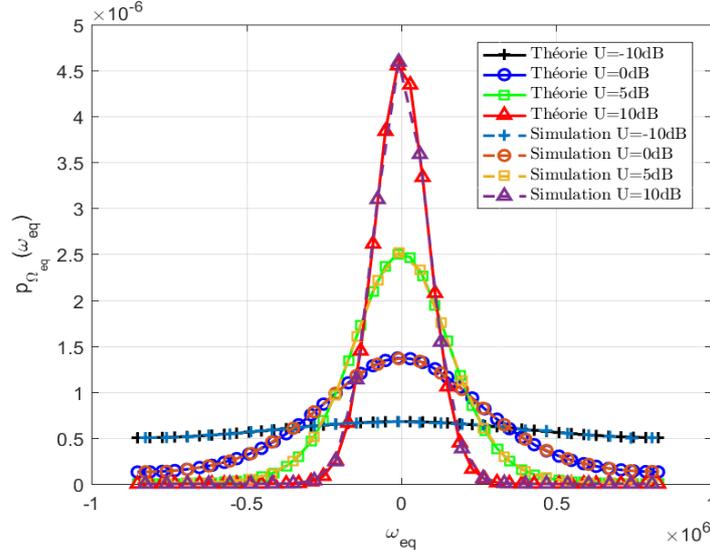


FIGURE 4.2 – PDF de ω_{eq} obtenue par la théorie et par la simulation pour différentes valeurs du SNR du FCCH.

de $[-851, 851]$ kHz. Comme attendu, la distribution atteint son maximum autour de f_e , donc 0 Hz. Lorsque le SNR décroît, la distribution tend vers une distribution uniforme sur une période. Elle tend donc vers la valeur constante de $\frac{1}{1702 \cdot 10^3} \approx 0.6 \cdot 10^{-6}$.

Ainsi, nous avons obtenu une expression de la PDF de ω_{eq} . Il nous est maintenant possible de déterminer l'espérance de $\cos(\omega_{\text{eq}}kT)$.

4.1.3 Calcul du SNR moyen

À partir de la PDF de ω_{eq} , l'espérance de $\cos(\omega_{\text{eq}}kT)$ peut être déterminée en calculant,

$$\langle \cos(\omega_{\text{eq}}nT_s) \rangle = \int_0^{2\pi} \cos(\omega_{\text{eq}}kT) p_{\Omega_{\text{eq}}}(\omega_{\text{eq}}) d\omega_{\text{eq}}. \quad (4.22)$$

On assimile la durée entre chaque répétition T à un nombre entier et constant de symboles, noté α . On a donc, $T = \alpha T_s$, avec $\alpha \in \mathbb{N}^*$. En posant $\theta = \omega_{\text{eq}}T_s$, on a,

$$\begin{aligned} \langle \cos(\omega_{\text{eq}}nT_s) \rangle = & \int_0^{2\pi} \cos(n\theta) \beta(1+U) + U\beta \frac{\pi}{2} \cos(n\theta) [I_1(U \cos(\theta)) + L_1(U \cos(\theta))] + \\ & U\beta \frac{\pi}{2} \cos(n\theta) \cos(\theta) [I_0(U \cos(\theta)) + L_0(U \cos(\theta))] d\theta, \end{aligned} \quad (4.23)$$

avec $n = k\alpha$ et $n \in \mathbb{N}^*$. Les détails du calcul de cette espérance sont disponibles dans l'Annexe E. Finalement on montre que, pour tout $n \in \mathbb{N}^*$,

$$\langle \cos(\omega_{\text{eq}}nT_s) \rangle = U\beta \frac{\pi^2}{2} \left(I_{\frac{n+1}{2}} \left(\frac{U}{2} \right) + I_{\frac{n-1}{2}} \left(\frac{U}{2} \right) \right)^2, \quad (4.24)$$

et d'après l'Eq. (4.5) le SNR moyen s'exprime comme,

$$\overline{SNR} = \frac{2\sigma_g^2}{R\sigma_n^2} \left[R + U\beta\pi^2 \sum_{k=1}^{R-1} (R-k) J_0(\omega_{\text{max}}n(k)T_s) \left(I_{\frac{n(k)+1}{2}} \left(\frac{U}{2} \right) + I_{\frac{n(k)-1}{2}} \left(\frac{U}{2} \right) \right)^2 \right], \quad (4.25)$$

où $n(k) = k\alpha$, $T = \alpha T_s$ et $\beta = \frac{\exp(-U)}{2\pi}$.

4.1.4 Comparaison aux résultats de simulation

Nous souhaitons confirmer, à l'aide de simulations, l'expression dérivée du SNR moyen. On se place dans les conditions déjà évoquées de bruit et de canal de propagation normalisés. Pour réaliser l'estimation d'offset en fréquence, deux symboles déphasés de $\frac{\pi}{2}$ et possédant un SNR arbitraire (fixé ici à 0 dB) sont émis indépendamment du signal de données. L'offset en fréquence à estimer est uniformément réparti sur $[-9000, 9000]$ Hz, correspondant à un oscillateur d'une précision de 10 ppm pour une fréquence centrale de 900 MHz. L'oscillateur considéré n'a donc pas une grande précision, mais pour des raisons de coût, il est probable que de tels oscillateurs soient employés dans des objets (de l'IdO). Les données sont émises sous forme d'un *burst* de 156 symboles, répétés successivement 16 fois, de sorte que $T = 156T_S$ et $R = 16$. Encore une fois, on utilise une simple modulation MSK. Après l'estimation et la correction imparfaite de l'offset en fréquence, les répétitions sont recombinaisonnées par le mécanisme IQ, nous permettant par la suite de déterminer un SNR instantané, puis moyen, en sortie du mécanisme de recombinaison.

Les résultats sont présentés sur la Fig. 4.3. La comparaison est effectuée en fonction de la fréquence Doppler maximale pour différentes valeurs de U . Dans notre configuration système et pour des valeurs de U trop importantes ($U \geq 32$ dB), il nous est impossible de calculer la valeur théorique du SNR moyen en nous basant sur l'expression (4.25). En effet, la précision dont nos ordinateurs disposent pour déterminer les valeurs numériques recherchées, est insuffisante². Nous utilisons donc la forme asymptotique de la fonction de Bessel modifiée de première espèce pour les arguments élevés, définie comme,

$$I_\nu(z) \approx \frac{\exp(z)}{\sqrt{2\pi z}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(8z)^k k!} \prod_{l=1}^k (4\nu^2 - (2l-1)^2), \quad (4.26)$$

pour $z \gg \nu$. Pour calculer les valeurs théoriques du SNR, on utilise les N premiers termes de la série.

Tout d'abord, on peut constater que les courbes se superposent parfaitement, confirmant ainsi l'expression théorique dérivée. On constate également que, pour une valeur de U suffisamment grande, les résultats correspondent à ceux d'une estimation parfaite de l'offset. On peut retrouver ce résultat à partir de l'approximation précédente (4.26). Ainsi, en se limitant au premier terme de la forme asymptotique, i.e. $I_\nu(z) = \frac{\exp(z)}{\sqrt{2\pi z}}$ ³, on obtient la limite haute,

$$\lim_{U \rightarrow +\infty} \overline{SNR} = \frac{2\sigma_g^2}{R\sigma_n^2} \left[R + 2 \sum_{k=1}^{R-1} (R-k) J_0(\omega_{\max} n(k) T_S) \right], \quad (4.27)$$

qui correspond bien au SNR moyen obtenu lorsque l'estimation de l'offset en fréquence est parfaite. À l'inverse, si U est très faible, on constate que le SNR moyen atteint une limite basse. En considérant l'Eq. (4.25), la limite basse du SNR moyen est obtenue lorsque U tend vers zéro (en linéaire). Cette limite est égale au SNR moyen d'une trame non recombinaisonnée,

$$\lim_{U \rightarrow 0} \overline{SNR} = \frac{2\sigma_g^2}{\sigma_n^2}. \quad (4.28)$$

On peut également directement retrouver ce résultat en considérant l'équation (4.5) et une distribution uniforme de ω_{eq} . C'est également la limite atteinte lorsque ω_{\max} ou α tendent

2. En effet, nous utilisons le logiciel MATLAB et ce dernier ne peut représenter que des valeurs réelles positives comprises entre environ 1.10^{308} et 1.10^{-308} . Or, les valeurs très élevées prises par U impliquent que β et les termes représentés par la fonction de Bessel modifiée, dépassent ces limites.

3. Cette approximation est classique lorsque z est très grand.

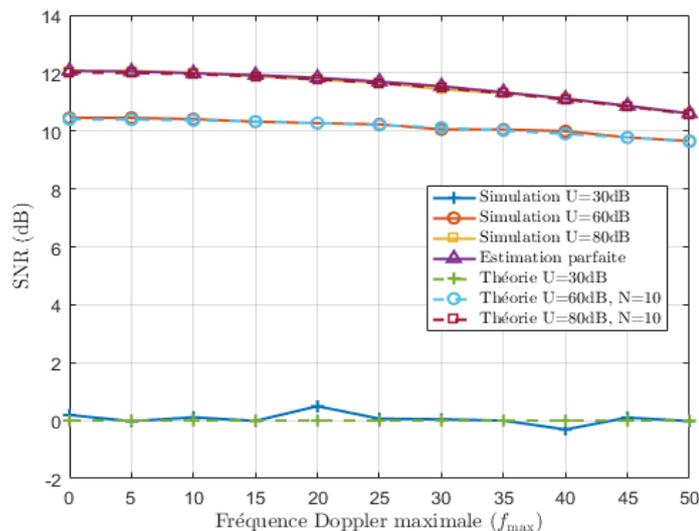


FIGURE 4.3 – Comparaison des valeurs théoriques et obtenues en simulation, du SNR moyen de 16 trames recombinaées par IQ en présence d'un offset en fréquence, en fonction de la fréquence Doppler maximale et pour différentes performances de l'estimateur.

vers l'infini. On retrouve ainsi le principe d'une recombinaison IQ destructive, qui n'apporte aucun gain par rapport à une trame seule. Ainsi, lorsque l'offset en fréquence est trop grand, des déphasages différents affecteront les symboles recombinaés, amenant à une recombinaison non-cohérente. Cette idée se retrouve également dans la Fig. 4.4. Les courbes théoriques des SNR moyens pour deux valeurs de α différentes sont tracées en fonction de U , avec $R = 16$ et $f_{\max} = 0$ Hz. On constate qu'une valeur de α plus importante ralentit la progression du SNR vers sa valeur maximale (l'estimation parfaite de l'offset). La durée séparant chaque répétition étant plus grande lorsque α augmente, le déphasage entre répétition s'accroît également, accentuant ainsi la tendance à une recombinaison destructive.

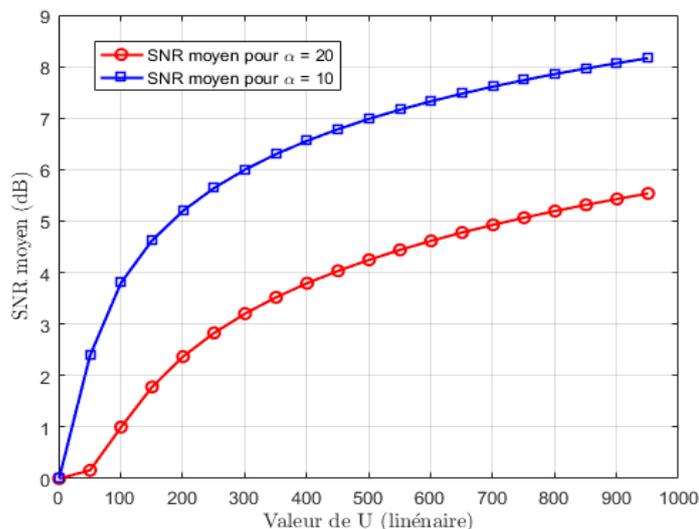


FIGURE 4.4 – SNR moyens théoriques en sortie du mécanisme de recombinaison IQ, pour $\alpha = 10$ et $\alpha = 20$, en fonction de U et avec $T_S = 3.69 \mu s$, $R = 16$ et $f_{\max} = 0$ Hz.

On pourra noter les valeurs irréalistes attribuées à U dans la plage de performances considérée. L'origine de ces valeurs très élevées provient de la nature simpliste de l'algorithme utilisé pour l'estimation de l'offset. En effet, cet algorithme n'est pas utilisable dans le cas d'un système réel, ses performances étant beaucoup trop faibles, et des algorithmes plus élaborés et plus efficaces sont nécessaires. Néanmoins, employer cet estimateur nous a permis de déterminer une expression exacte du SNR moyen. De plus, on peut voir U comme un équivalent à la précision de l'estimation de l'offset, plutôt que comme une simple valeur de SNR. Cette vision est développée dans la section suivante, où nous proposons une approche permettant de faire le lien entre les performances théoriques obtenues à partir de notre estimateur et celles obtenues par des estimateurs plus efficaces.

4.1.5 Approximation des performances pour d'autres algorithmes de synchronisation

4.1.5.1 Présentation des algorithmes

On considère quatre nouveaux algorithmes permettant d'estimer la fréquence d'une sinusoïde pure, tel que le FCCH. Le premier est l'algorithme optimal du périodogramme [53], aussi appelé MLE (*Maximum Likelihood Estimator*). Mais le MLE peut parfois être trop complexe à implémenter, et on peut lui préférer des algorithmes plus simples, comme ceux dérivés par S. Kay [54], à savoir le WPA (*Weighted Phase Averager*) et le WLP (*Weighted Linear Prediction*). Plus récemment, [55] a proposé un algorithme de synchronisation fréquentielle de faible complexité dans le cadre de GSM, comprenant la détection du FCCH. Il se base sur l'algorithme T&F (pour Tufts & Fiore) [56] pour déterminer la fréquence du FCCH et l'optimise dans le cadre de GSM.

Les performances en termes d'erreur absolue moyenne (en Hz) en fonction du SNR sont présentées sur la Fig. 4.5. La modulation employée est encore une fois la MSK. On émet un *burst* de 148 symboles déphasés de $\frac{\pi}{2}$, correspondant donc au FCCH. Pour tous les algorithmes, seuls les 142 symboles centraux sont utilisés pour l'estimation de la fréquence. On pourra remarquer la présence d'un offset pour l'algorithme T&F par rapport à la limite théorique basse que représente le MLE (c'est également la CRLB ou Cramer Rao *Lower Bound* pour les SNR considérés). Ce constat est conforme aux résultats de [56].

4.1.5.2 Approximation du SNR moyen

À partir de l'expression théorique du SNR moyen Eq. (4.25), on suppose pouvoir prévoir approximativement la valeur du SNR moyen d'une trame recombinaisonnée par le mécanisme IQ utilisant l'un des quatre algorithmes de synchronisation fréquentielle précédents (MLE, T&F, WLP et WPA). Pour cela on suppose que les différents algorithmes présentent des distributions d'erreurs semblables, mais pour des valeurs de SNR en entrée (de FCCH) différentes. Par exemple, la Fig. 4.6 représente la distribution de l'erreur d'estimation dans le cas d'un MLE et d'un SNR de FCCH de 3.2 dB. Notre hypothèse implique que les autres algorithmes possèdent une distribution semblable pour des valeurs de SNR différentes, dépendant directement de l'efficacité de l'estimateur.

On se base sur la métrique de l'erreur absolue moyenne (EAM) pour sélectionner les valeurs de SNR de FCCH correspondants. La Fig. 4.7 dresse la courbe de l'EAM dans le cas de l'estimateur employé pour l'étude théorique. On choisit par exemple la valeur de $U = 60$ dB comme référence, conduisant à une EAM d'environ 34.5 Hz.

Ensuite, on détermine les SNR de FCCH correspondant à une EAM d'environ 34.5 Hz

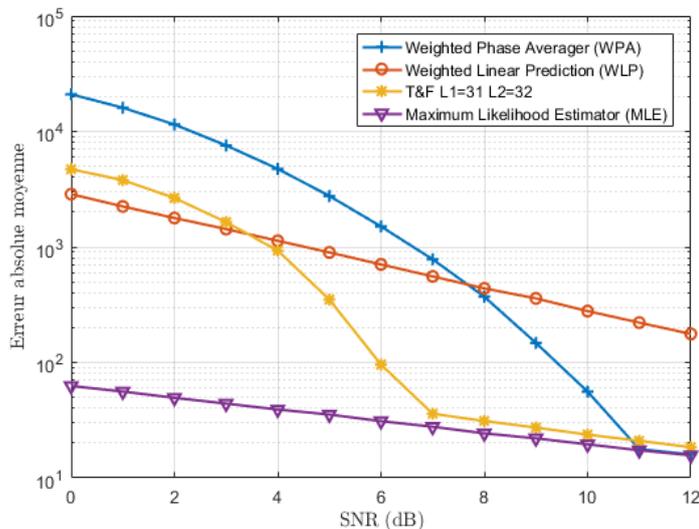


FIGURE 4.5 – Erreur absolue moyenne d'estimation de la fréquence en Hz pour les différents estimateurs, en fonction du SNR du FCCH en entrée.

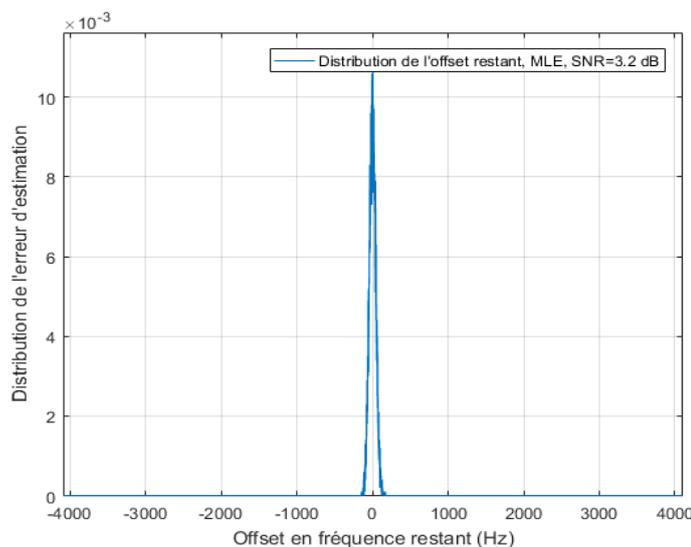


FIGURE 4.6 – Distribution de l'erreur d'estimation du MLE pour un SNR de FCCH de 3.2 dB.

pour les autres algorithmes,

$$\text{MLE} \rightarrow \text{SNR FCCH} = 3.2 \text{ dB, pour EAM} \approx 34.2 \text{ Hz,} \quad (4.29)$$

$$\text{T\&F} \rightarrow \text{SNR FCCH} = 6 \text{ dB, pour EAM} \approx 34.5 \text{ Hz,} \quad (4.30)$$

$$\text{WPA} \rightarrow \text{SNR FCCH} = 8.8 \text{ dB, pour EAM} \approx 33.4 \text{ Hz,} \quad (4.31)$$

$$\text{WLP} \rightarrow \text{SNR FCCH} = 18.2 \text{ dB, pour EAM} \approx 34.7 \text{ Hz,} \quad (4.32)$$

À partir des SNR de FCCH déterminés, on réalise des simulations et on compare les valeurs de SNR moyen obtenues après recombinaison. Les conditions de simulations sont les mêmes que celles utilisées dans le cas de la Fig. 4.3. On obtient ainsi les courbes présentées

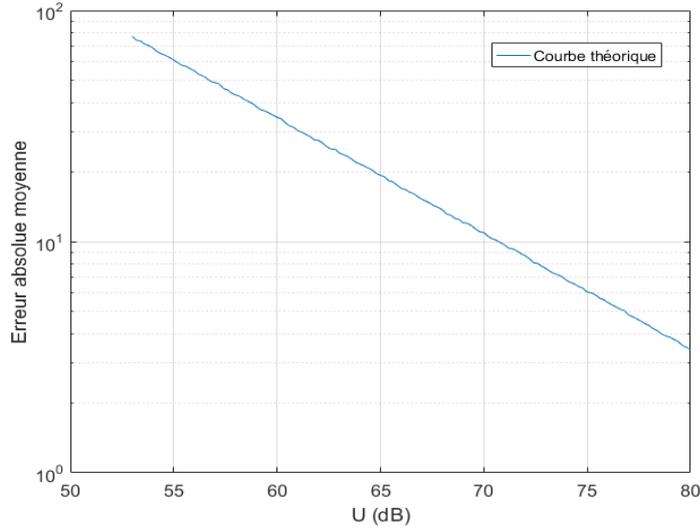


FIGURE 4.7 – EAM de l’algorithme de synchronisation fréquentielle utilisé dans l’étude théorique.

sur la Fig. 4.8. Les SNR moyens obtenus en utilisant chacun des quatre algorithmes de synchronisation fréquentielle sont comparés au SNR moyen théorique (approximé) pour $U = 60$ dB. Les SNR moyens sont calculés en fonction de la fréquence Doppler maximale, pour 16 répétitions et $T = 156 T_S$.

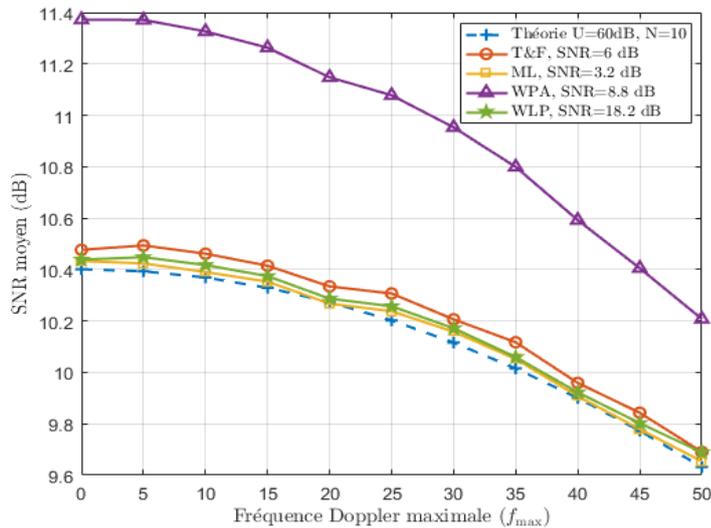


FIGURE 4.8 – Comparaison des SNR moyens d’une trame recombinaée par IQ, obtenus pour chacun des estimateurs. Les courbes sont tracées en fonction de la fréquence Doppler maximale, pour $R = 16$ et $T = 156 T_S$.

Mis à part l’algorithme du WPA, on peut constater que l’approximation théorique est fidèle aux SNR moyens obtenus dans le cas des estimateurs ML, WLP et T&F. Un écart inférieur à 0.1 dB avec la courbe théorique peut en effet être observé pour ces 3 estimateurs.

Pour tenter de comprendre la différence observée dans le cas du WPA, on considère

la distribution de l'erreur d'estimation. La Fig. 4.9 représente cette distribution pour un SNR de 5.1 dB. L'EAM vaut alors environ 147 Hz, et on observe la présence d'erreurs plus importantes (entre -3000 et 3000 Hz) autour d'un lobe principal. Mais si l'on ne considère que le lobe principal, l'EAM est alors de 33.5 Hz. On effectue alors de nouvelles simulations pour un SNR en entrée de 5.1 dB dans le cas de l'estimateur WPA, et on obtient la Fig. 4.10.

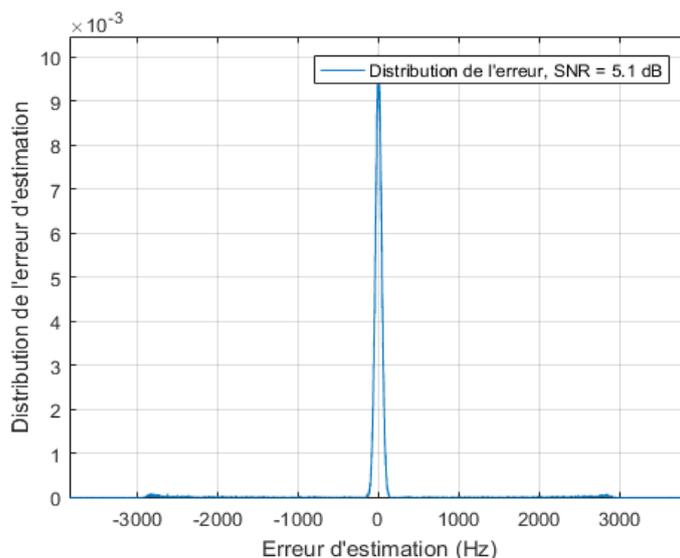


FIGURE 4.9 – Distribution de l'erreur d'estimation du WPA pour un SNR de FCCH de 5.1 dB.

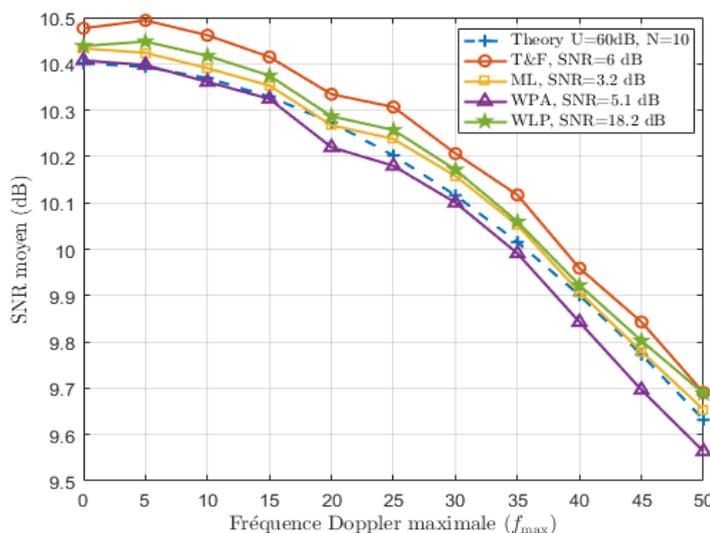


FIGURE 4.10 – Comparaison des SNR moyens d'une trame recombinaée par IQ, obtenus pour chacun des estimateurs. Les courbes sont tracées en fonction de la fréquence Doppler maximale, pour $R = 16$ et $T = 156 T_S$.

Le SNR moyen obtenu dans le cas de l'algorithme du WPA rejoint les performances des autres estimateurs, ainsi que celles de l'approximation théorique. On peut en déduire que

cette première approche semble prometteuse, mais demande de plus amples investigations. L'impact d'autres paramètres que l'EAM, comme la variance, doit être étudié. Il est possible que l'approximation soit meilleure avec certains algorithmes, qu'avec d'autres. De même, il est nécessaire d'étudier la précision de l'approximation pour d'autres valeurs de SNR et pour des paramètres système variés.

4.2 Estimation de canal imparfaite et recombinaison mixte

Dans le chapitre précédent, nous avons pu constater que la recombinaison par Prefilter bénéficiait de la diversité du canal, à l'inverse de la recombinaison par IQ. Mais il a aussi été établi que ces performances reposaient sur l'hypothèse d'une estimation de canal parfaite. Nous considérons donc ici une estimation de canal bruitée, basée sur une séquence pilote connue du récepteur. La méthode classique des moindres carrés (*least square*) est utilisée pour déterminer l'estimé du canal subi par les symboles reçus. La qualité de l'estimation dépendra de la longueur de la séquence pilote, ainsi que du SNR des symboles utilisés. Or, les valeurs de SNR considérées sont très faibles et l'estimation de canal risque d'offrir des performances médiocres. Pour prévenir ce risque, nous décidons d'employer une combinaison mixte. L'idée est d'utiliser le mécanisme IQ pour recombinaison par morceaux les répétitions. Par exemple, on pourra recombinaison des répétitions successives 2 par 2 ou 4 par 4. Les blocs ainsi recombinaison devraient, sous certaines conditions de cohérence de canal, avoir un meilleur SNR et donc permettre une estimation de canal plus précise. Le canal estimé sera donc ici le canal de la trame recombinaison. Ensuite, un autre mécanisme de recombinaison (le Prefilter ou le Chase), qui tire avantage de la diversité de canal, peut être employé pour combiner les trames issues du mécanisme IQ. Cette méthode permet donc d'un côté de tirer partie des bonnes performances de l'IQ dans le cas où les trames recombinaison présentent une forte cohérence de canal. Et d'un autre côté, on profite des bonnes performances des mécanismes Prefilter ou Chase lorsque la diversité de canal est importante.

4.2.1 Présentation de la recombinaison mixte

On considère le mécanisme d'émission présenté à la Fig. 4.11. On émet un total de R répétitions. Ces répétitions seront recombinaison en réception à l'aide d'un mécanisme de recombinaison mixte. Dans le cadre de l'étude théorique à la section suivante, nous considérerons le mécanisme IQ-Prefilter (I-P). Chaque bloc de R_I répétitions est tout d'abord recombinaison par IQ. Au sein de chaque bloc, les répétitions sont espacées d'une durée fixe T_I . Il reste alors $R_P = \frac{R}{R_I}$ trames recombinaison par IQ. Ces R_P trames, séparées d'une durée fixe T_P , seront recombinaison par Prefilter.

On considère une modulation MSK, un bruit AWGN et un canal de propagation multi-trajets à variation lente et à évanouissements de Rayleigh. Le récepteur est parfaitement synchronisé en fréquence et en temps. Un symbole de la répétition k , remis en bande de base, s'exprime comme,

$$s_k = \sum_{l=1}^L \alpha_l g_k^l d_{-(l-1)} + n_k, \quad (4.33)$$

On décide de séparer, par notation, les répétitions appartenant à un même bloc destinées à être recombinaison par IQ, des répétitions des autres blocs. On a donc R_P blocs de ce type, comprenant chacun R_I trames. On considère donc le même symbole, mais de la trame k

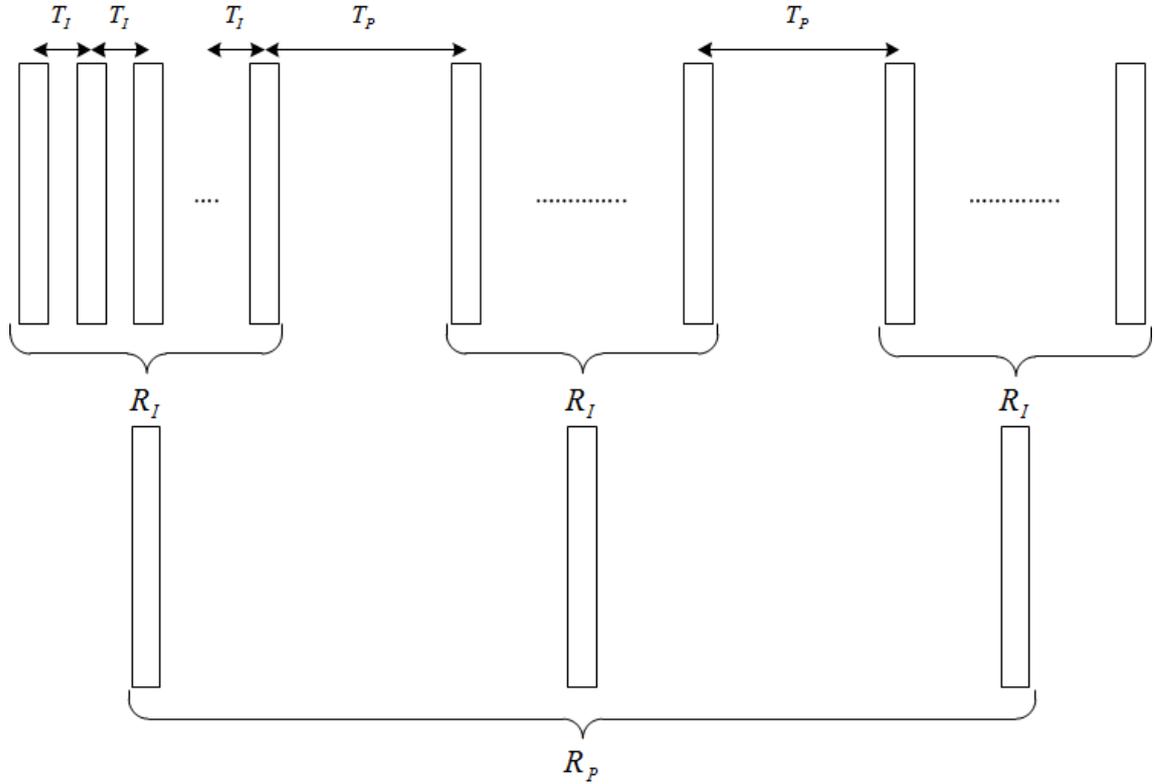


FIGURE 4.11 – Présentation du mécanisme d'émission et de recombinaison mixte.

du $i^{\text{ème}}$ bloc (avec $1 \leq k \leq R_I$ et $1 \leq i \leq R_P$),

$${}_i s_k = \sum_{l=1}^L \alpha_l ({}_i g_k^l) d_{-(l-1)} + ({}_i n_k). \quad (4.34)$$

4.2.2 Étude théorique

4.2.2.1 SINR instantané

Un symbole recombéné par IQ s'exprimera donc comme,

$${}_i s = \sum_{k=1}^{R_I} \sum_{l=1}^L \alpha_l ({}_i g_k^l) d_{-(l-1)} + \sum_{k=1}^{R_I} ({}_i n_k). \quad (4.35)$$

Après la recombinaison, le canal de chaque trame est estimé. On utilise pour cela la séquence pilote classique d'un *burst* normal de GSM, composée de 26 symboles et placée en début de trame. Le canal étant ici constant sur la durée d'une trame et le système parfaitement synchronisé, l'emploi d'un midamble en milieu de trame n'a pas d'intérêt pour nous. L'estimation du canal est réalisée par la méthode des moindres carrés [57] [58]. Dans le cadre du système GSM et de la séquence pilote considérée, il est possible de grandement simplifier le calcul de l'estimé, en ne considérant qu'une longueur de 16 symboles au centre de la séquence de 26 symboles, comme décrit dans [59]. Ainsi, on n'utilisera que $N_P = 16$ symboles pour l'estimation de canal. Le $l^{\text{ème}}$ coefficient de la CIR

estimée s'exprimera donc sous la forme,

$$\tilde{g}^l = \alpha_l \sum_{k=1}^{R_I} (i g_k^l) + (i u^l), \quad (4.36)$$

avec $i u^l$ le terme de bruit venant perturber l'estimé du canal. On peut montrer que les $i u^l$ suivent une distribution gaussienne de moyenne nulle et de variance $\sigma_u^2 = \frac{R_I \sigma_n^2}{N_P}$. De plus, les termes sont décorrélés par rapport aux variables i et/ou l , menant aux égalités $\langle i u^l, j u^l \rangle = 0$ pour $i \neq j$ et $\langle i u^l, i u^m \rangle = 0$ pour $l \neq m$. Tout comme pour les coefficients du canal, les termes $i u^l$ sont supposés varier lentement. On adopte les notations suivantes,

$$i g^l = \sum_{k=1}^{R_I} (i g_k^l). \quad (4.37)$$

$$i G^l = \begin{cases} (i G^l -) = \sum_{n=1}^l \alpha_n \alpha_{L+n-l} (i g^{L+n-l})^* (i g^n), & \text{pour } 1 \leq l \leq L-1 \\ (i G^l) = \sum_{n=1}^L \alpha_n^2 (i g^n) (i g^n)^*, & \text{pour } l = L \\ (i G^l +) = \sum_{n=1}^{2L-l} \alpha_n \alpha_{n+l-L} (i g^{n+l-L}) (i g^n)^*. & \text{pour } L+1 \leq l \leq 2L-1 \end{cases} \quad (4.38)$$

$$i U^l = \begin{cases} (i U^l -) = \sum_{n=1}^l \alpha_n (i u^{L+n-l})^* (i g^n), & \text{pour } 1 \leq l \leq L-1 \\ (i U^l) = \sum_{n=1}^L \alpha_n (i g^n) (i u^n)^*, & \text{pour } l = L \\ (i U^l +) = \sum_{n=1}^{2L-l} \alpha_{n+l-L} (i g^{n+l-L}) (i u^n)^*. & \text{pour } L+1 \leq l \leq 2L-1 \end{cases} \quad (4.39)$$

Ainsi, en considérant la recombinaison Prefilter des symboles précédemment recombinaison par IQ, on peut exprimer le symbole recombinaison par le schéma mixte comme,

$$s = \sum_{i=1}^{R_P} \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \left(\sum_{k=1}^{R_I} i g_k^l \right) \left(\sum_{m=1}^{R_I} (i g_m^l)^* \right) d_{L-1} + \sum_{i=1}^{R_P} \sum_{l=1}^L \alpha_l (i u^l) \left(\sum_{k=1}^{R_I} i g_k^l \right) d_{L-1} + \sum_{i=1}^{R_P} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq L}}^{2L-1} i G^l d_{-(l-1)} + \sum_{i=1}^{R_P} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq L}}^{2L-1} i U^l d_{-(l-1)} + \sum_{i=1}^{R_P} \sum_{l=1}^L \alpha_l \left(\sum_{k=1}^{R_I} (i g_k^l)^* \right) \left(\sum_{m=1}^{R_I} i n_m^{L+1-l} \right) + \sum_{i=1}^{R_P} \sum_{l=1}^L (i u^l) \left(\sum_{k=1}^{R_I} i n_k^{L+1-l} \right). \quad (4.40)$$

On identifie les deux premiers termes comme ceux du signal utile, les deux suivants comme de l'interférence, et les deux derniers comme du bruit. On précise que les termes de bruit $i u^l$ sont indépendants des termes de canal $i g_k^l$ et de bruit $i n^{L+1-l}$. On souhaite calculer le SINR instantané de la trame. On calcule donc successivement les puissances instantanées de signal S , de bruit N et d'interférences I , en suivant la méthodologie habituelle. On a

donc,

$$\begin{aligned}
 S = & \sum_{l,n=1}^L \alpha_l^2 \alpha_n^2 \sum_{i,j=1}^{R_P} \sum_{k,m,u,v=1}^{R_I} (i g_k^l)((i g_m^l)^*)(j g_u^n)((j g_v^n)^*) + \\
 & \sum_{l,n=1}^L \alpha_l \alpha_n \sum_{i,j=1}^{R_P} \sum_{k,m=1}^{R_I} (i u^l)((j u^n)^*)(i g_k^l)((j g_m^n)^*) + \\
 & \sum_{l,n=1}^L \alpha_l^2 \alpha_n \sum_{i,j=1}^{R_P} \sum_{k,m,u=1}^{R_I} ((j u^n)^*)(i g_k^l)((i g_m^l)^*)(j g_u^n) + \\
 & \sum_{l,n=1}^L \alpha_l^2 \alpha_n \sum_{i,j=1}^{R_P} \sum_{k,m,u=1}^{R_I} (j u^n)(i g_k^l)((i g_m^l)^*)(j g_u^n). \tag{4.41}
 \end{aligned}$$

Puis,

$$\begin{aligned}
 N = & R_I \sigma_n^2 \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \sum_{i=1}^{R_P} \sum_{k,m=1}^{R_I} (i g_k^l)((i g_m^l)^*) + \\
 & R_I \sigma_n^2 \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{R_P} (i u^l)((i u^l)^*) + \\
 & R_I \sigma_n^2 \sum_{l=1}^L \alpha_l \sum_{i=1}^{R_P} \sum_{k=1}^{R_I} ((i g_k^l)^*)(i u^l) + \\
 & R_I \sigma_n^2 \sum_{l=1}^L \alpha_l \sum_{i=1}^{R_P} \sum_{k=1}^{R_I} (i g_k^l)(i u^l). \tag{4.42}
 \end{aligned}$$

Et finalement

$$\begin{aligned}
 I = & 2 \sum_{i,j=1}^{R_P} \sum_{l=1}^{L-1} (i G^l -)((j G^l -)^*) + \\
 & \sum_{i,j=1}^{R_P} \sum_{l=1}^{L-1} (i U^l -)((j U^l -)^*) + \\
 & \sum_{i,j=1}^{R_P} \sum_{l=L+1}^{2L-1} (i U^l +)((j U^l +)^*) + \\
 & \sum_{i,j=1}^{R_P} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq L}}^{2L-1} (i G^l)((j U^l)^*) + \\
 & \sum_{i,j=1}^{R_P} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq L}}^{2L-1} (i U^l)((j G^l)^*) \tag{4.43}
 \end{aligned}$$

On a donc déterminé le SINR instantané,

$$\text{SINR} = \frac{S}{N + I} \tag{4.44}$$

4.2.2.2 Approximation au premier ordre

On cherche à déterminer l'approximation au premier ordre du SINR moyen. On doit donc calculer les différentes puissances moyennes. Pour la puissance moyenne de signal, il faut calculer les deux espérances suivantes,

$$\overline{S}_1 = \sum_{l,n=1}^L \alpha_l^2 \alpha_n^2 \sum_{i,j=1}^{R_P} \sum_{k,m,u,v=1}^{R_I} \langle (i g_k^l) ((i g_m^l)^*) (j g_u^n) ((j g_v^n)^*) \rangle, \quad (4.45)$$

$$\overline{S}_2 = \sum_{l,n=1}^L \alpha_l \alpha_n \sum_{i,j=1}^{R_P} \sum_{k,m=1}^{R_I} \langle (i u^l) ((j u^n)^*) \rangle \langle (i g_k^l) ((j g_m^n)^*) \rangle. \quad (4.46)$$

On obtient,

$$\begin{aligned} \overline{S}_1 = 4\sigma_g^4 \left[\left(R_P^2 \sum_{l,n=1}^L \alpha_l^2 \alpha_n^2 \left(\sum_{k,m=1}^{R_I} J_0[|k-m|_I] \right)^2 \right) + \right. \\ \left. \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l^4 \sum_{i,j=1}^{R_P} \left(\sum_{k,m=1}^{R_I} J_0[|k-m|_I + |i-j|_P] \right)^2 \right) \right], \end{aligned} \quad (4.47)$$

et,

$$\overline{S}_2 = 2\sigma_g^2 \sigma_u^2 R_P \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \sum_{k,m=1}^{R_I} J_0[|k-m|_I], \quad (4.48)$$

d'où,

$$\overline{S} = \overline{S}_1 + \overline{S}_2. \quad (4.49)$$

On a ici adopté les notations suivantes,

$$J_0[|k-m|_I] = J_0(\omega_{\max}|k-m|_{T_I}), \quad (4.50)$$

$$J_0[|k-m|_I + |i-j|_P] = J_0(\omega_{\max}(|(i-j)R_I + k-m|_{T_I} + |i-j|(T_P - T_I))), \quad (4.51)$$

conformément au schéma de la Fig. 4.11. Pour la puissance moyenne de bruit, on a,

$$\begin{aligned} \overline{N} = R_I \sigma_n^2 \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \sum_{i=1}^{R_P} \sum_{k,m=1}^{R_I} \langle (i g_k^l) ((i g_m^l)^*) \rangle + \\ R_I \sigma_n^2 \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{R_P} \langle (i u^l) ((i u^l)^*) \rangle. \end{aligned} \quad (4.52)$$

On obtient donc directement,

$$\overline{N} = 2\sigma_g^2 \sigma_n^2 R_I R_P \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \sum_{k,m=1}^{R_I} J_0[|k-m|_I] + \sigma_n^2 \sigma_u^2 R_I R_P L. \quad (4.53)$$

Finalement, pour calculer la puissance moyenne d'interférences, on doit déterminer les

trois espérances suivantes,

$$\bar{I}_1 = 2 \sum_{i,j=1}^{R_P} \sum_{l=1}^{L-1} \langle (iG^l -)((jG^l -)^*) \rangle, \quad (4.54)$$

$$\bar{I}_2 = \sum_{i,j=1}^{R_P} \sum_{l=1}^{L-1} \langle (iU^l -)((jU^l -)^*) \rangle, \quad (4.55)$$

$$\bar{I}_3 = \sum_{i,j=1}^{R_P} \sum_{l=L+1}^{2L-1} \langle (iU^l +)((jU^l +)^*) \rangle. \quad (4.56)$$

On a donc,

$$\bar{I}_1 = 2 \sum_{i,j=1}^{R_P} \sum_{k,m,u,v=1}^{R_I} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{a,b=1}^l \alpha_a \alpha_b \alpha_{L+a-l} \alpha_{L+b-l} \langle (i g_k^a)((j g_m^b)^*)((i g_u^{L+a-l})^*)(j g_v^{L+b-l}) \rangle. \quad (4.57)$$

En fixant $a = b$, on obtient,

$$\bar{I}_1 = 4\sigma_g^4 \sum_{\substack{l,n=1 \\ l \neq n}}^L \alpha_l^2 \alpha_n^2 \sum_{i,j=1}^{R_P} \left(\sum_{k,m=1}^{R_I} J_0[|k-m|_I + |i-j|_P] \right)^2. \quad (4.58)$$

Pour \bar{I}_2 , on a,

$$\bar{I}_2 = \sum_{i,j=1}^{R_P} \sum_{k,m=1}^{R_I} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{a,b=1}^l \alpha_a \alpha_b \langle (i g_k^a)((j g_m^b)^*) \rangle \langle (i u^{L+a-l})((j u^{L+b-l})^*) \rangle. \quad (4.59)$$

Ainsi, pour $i = j$ et $a = b$, on a,

$$\bar{I}_2 = 2\sigma_u^2 \sigma_g^2 R_P \sum_{l=1}^{L-1} (L-l) \alpha_l^2 \sum_{k,m=1}^{R_I} J_0[|k-m|_I]. \quad (4.60)$$

Le dernier terme s'exprime comme,

$$\bar{I}_3 = \sum_{i,j=1}^{R_P} \sum_{k,m=1}^{R_I} \sum_{l=L+1}^{2L-1} \sum_{a,b=1}^{2L-l} \alpha_{l+a-L} \alpha_{l+b-L} \langle (i g_k^{l+a-L})((j g_m^{l+b-L})^*) \rangle \langle (i u^a)((j u^b)^*) \rangle. \quad (4.61)$$

Encore une fois, pour $i = j$ et $a = b$, on a,

$$\bar{I}_3 = 2\sigma_u^2 \sigma_g^2 R_P \sum_{l=1}^{L-1} l \alpha_{l+1}^2 \sum_{k,m=1}^{R_I} J_0[|k-m|_I]. \quad (4.62)$$

On peut constater que,

$$\bar{I}_2 + \bar{I}_3 = 2\sigma_u^2 \sigma_g^2 R_P (L-1) \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \sum_{k,m=1}^{R_I} J_0[|k-m|_I]. \quad (4.63)$$

La puissance moyenne d'interférences est alors égale à,

$$\bar{I} = \bar{I}_1 + \bar{I}_2 + \bar{I}_3. \quad (4.64)$$

L'approximation de premier ordre du SINR moyen d'une trame recombinaée par le mécanisme mixte est donnée par :

$$\boxed{\overline{\text{SINR}}_{1\text{st}} = \frac{\bar{S}}{\bar{N} + \bar{I}}}, \quad (4.65)$$

avec,

$$\begin{aligned} \bar{S} = 4\sigma_g^4 & \left[\left(R_P^2 \sum_{l,n=1}^L \alpha_l^2 \alpha_n^2 \left(\sum_{k,m=1}^{R_I} J_0[|k - m|_I] \right)^2 \right) + \right. \\ & \left. \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l^4 \sum_{i,j=1}^{R_P} \left(\sum_{k,m=1}^{R_I} J_0[|k - m|_I + |i - j|_P] \right)^2 \right) \right] + \\ & 2\sigma_g^2 \sigma_u^2 R_P \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \sum_{k,m=1}^{R_I} J_0[|k - m|_I], \end{aligned} \quad (4.66)$$

$$\bar{N} = 2\sigma_g^2 \sigma_n^2 R_I R_P \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \sum_{k,m=1}^{R_I} J_0[|k - m|_I] + \sigma_n^2 \sigma_u^2 R_I R_P L, \quad (4.67)$$

$$\begin{aligned} \bar{I} = 4\sigma_g^4 & \sum_{\substack{l,n=1 \\ l \neq n}}^L \alpha_l^2 \alpha_n^2 \sum_{i,j=1}^{R_P} \left(\sum_{k,m=1}^{R_I} J_0[|k - m|_I + |i - j|_P] \right)^2 + \\ & 2\sigma_u^2 \sigma_g^2 R_P (L - 1) \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \sum_{k,m=1}^{R_I} J_0[|k - m|_I]. \end{aligned} \quad (4.68)$$

On peut d'ores et déjà constater que, dans le cas où $R_I = 1$, $R_P = R$ et $\sigma_u^2 = 0^4$, qui correspond au cas d'une estimation de canal parfaite et d'une recombinaison par Prefilter uniquement, on retrouve l'approximation de premier ordre du SINR moyen déterminée dans le cas de la recombinaison par Prefilter (voir eq. (3.116)).

4.2.3 Comparaison aux résultats de simulation

Pour réaliser les simulations, nous nous plaçons dans des conditions similaires aux études précédentes, tout en respectant le schéma d'émission de la Fig. 4.11 et en effectuant une estimation de canal. L'objectif est encore une fois d'être au plus proche des conditions employées pour l'étude théorique. Les *bursts* comportent 148 symboles, dont 26 symboles pour la séquence pilote. La séquence utilisée est une séquence employée dans le système GSM pour les *bursts* normaux. Elle est placée au début de chaque *burst* et la technique des moindres carrés est utilisée pour estimer le canal.

Dans un premier temps, on souhaite confirmer l'expression de l'approximation de premier ordre dérivée précédemment. Les Fig. 4.12a et 4.12b comparent les résultats théoriques de l'approximation à ceux obtenus en simulation. La Fig. 4.12a se place dans un cas où $T_I = T_P = 8 \text{ slots}$ et la Fig. 4.12b dans un cas où $T_I = 1 \text{ slot}$ et $T_P = 8 \text{ slots}$. Le SINR est représenté en dB en fonction de la fréquence Doppler maximale, pour différents ratios de combinaison I-P, et avec un nombre total de 16 répétitions. Le cas I-P-X correspond à

4. Même si il est vrai que $\sigma_u^2 = \frac{R_I \sigma_n^2}{N_P}$, on ne fixe pas ici σ_n^2 à zéro, mais plutôt N_P à une valeur infinie. Il s'agit de donner un équivalent à une situation d'estimation de canal parfaite.

$R_I = X$ et $R_P = \frac{16}{X}$. On parlera alors de schéma I-P d'ordre X . Les courbes se superposant parfaitement, l'expression théorique obtenue est validée par la simulation.

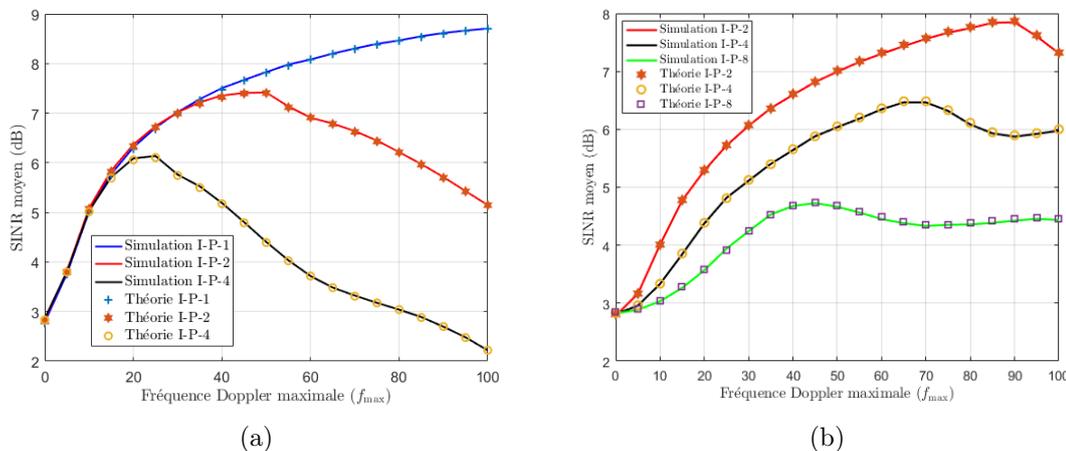


FIGURE 4.12 – Comparaison de l'approximation de premier ordre du SINR moyen obtenue par simulation et en théorie, en fonction de la fréquence Doppler maximale, pour différents ratios de combinaison mixte, sachant que $R = 16$. Pour la figure (a) $T_I = T_P = 8$ slots et pour la figure (b) $T_I = 1$ slot et $T_P = 8$ slots.

On s'intéresse désormais à la valeur du SINR moyen non approximé. La Fig. 4.13 présente les résultats théoriques et simulés pour différents ratios de combinaison I-P, avec $T_I = T_P = 8$ slots. On constate que la théorie offre une bonne approximation du SINR exact obtenu par simulation, sans jamais y correspondre parfaitement. L'approximation est meilleure pour des ratios I-P faibles, donc lorsqu'on privilégie la recombinaison par Prefilter à la recombinaison par IQ. De plus, les courbes issues de l'approximation ont une hiérarchie et un comportement similaires à ceux des courbes représentant le SINR exact.

Pour les schémas I-P d'ordre supérieur à 1, on peut noter l'existence d'une valeur de f_{\max} , qu'on nommera f_{opt} , à laquelle le SINR moyen atteint une valeur maximale. Puis il décroît, en finissant par se stabiliser, en oscillant autour d'une valeur limite lorsque f_{\max} tend vers l'infini. Ce comportement oscillant lorsque la diversité de canal augmente, a déjà pu être observé lors de l'analyse des performances des combinaisons IQ et Prefilter, pour une estimation de canal parfaite. De plus, lorsque le ratio I-P augmente, la valeur de f_{opt} décroît. Des effets antagonistes se déroulent ici, car une plus grande diversité de canal profite au mécanisme Prefilter, mais détériore en même temps les performances de la recombinaison IQ. f_{opt} représente la fréquence Doppler maximale à partir de laquelle la recombinaison IQ devient plus destructive, que le gain apporté par la recombinaison Prefilter. Le SINR de chaque groupe de répétitions recombinaison par IQ tend vers le SINR d'une trame seule, alors que le Prefilter va profiter pleinement de la diversité de canal, en réalisant des recombinaisons constructives. Le calcul de f_{opt} pourra faire l'objet de travaux futurs.

On peut également constater que l'estimation de canal n'affecte que peu les performances du mécanisme Prefilter, et il reste préférable d'employer la recombinaison Prefilter lorsque la diversité de canal est importante. Néanmoins, le véritable impact de l'estimation de canal et l'intérêt de la recombinaison mixte peut être observé sur les Fig. 4.14a et 4.14b. Ces figures représentent des zooms à différentes échelles et autour de l'origine de la Fig. 4.13, mais ne comprenant que les courbes (simulées) du SINR moyen exact. On constate une inversion progressive de l'ordre des courbes lorsque la diversité de canal augmente. Ainsi,

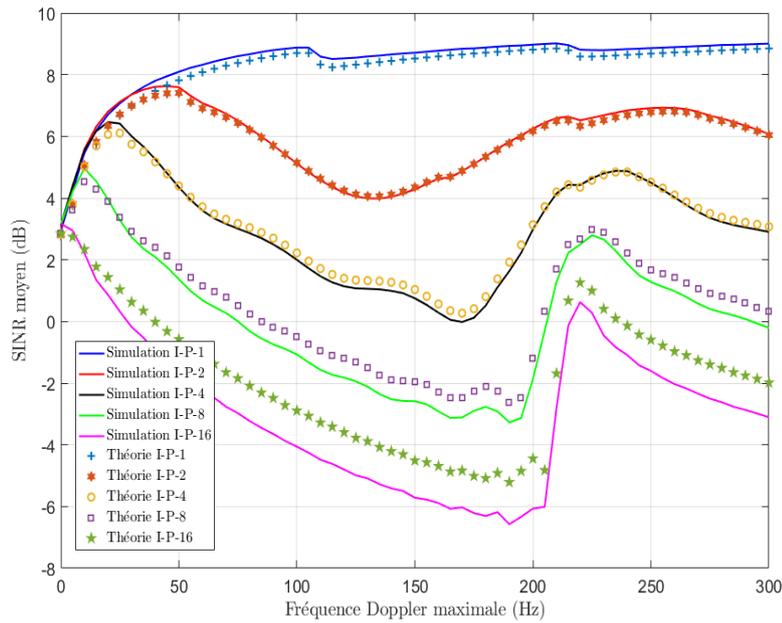


FIGURE 4.13 – Comparaison de l'approximation de premier ordre du SINR moyen obtenue en théorie au SINR exact simulé, en fonction de la fréquence Doppler maximale, pour différents ratios de combinaison mixte, sachant que $R = 16$ et $T_I = T_P = 8$ slots.

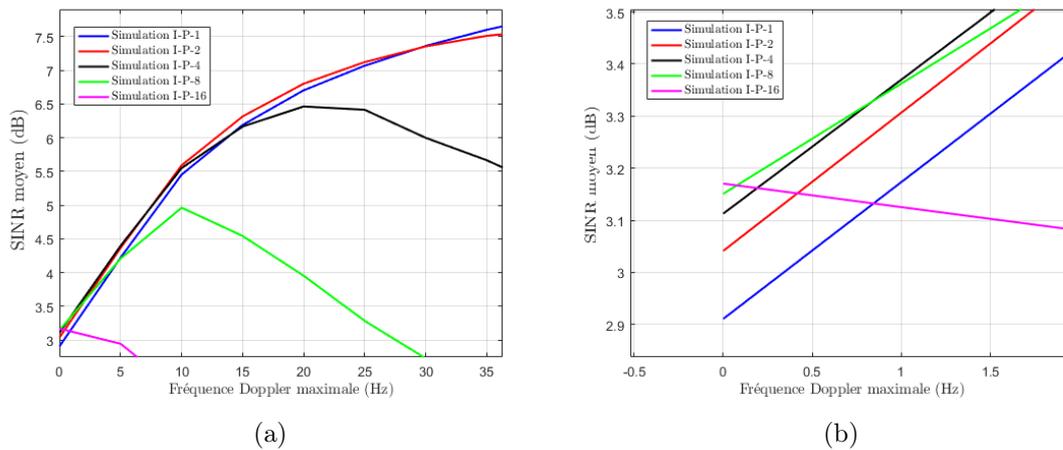


FIGURE 4.14 – Zooms de la Fig. 4.13 autour de l'origine, comprenant uniquement les valeurs exactes du SINR moyen, obtenues par simulation.

pour un canal constant, un mécanisme I-P ayant une plus grande part de recombinaisons IQ aura un meilleur SINR moyen. La précision de l'estimation du canal est améliorée par un plus grand nombre de recombinaisons IQ constructives, améliorant ainsi le SINR moyen après recombinaison par Prefilter. Mais dès que la diversité de canal augmente, les courbes s'inversent rapidement, la recombinaison IQ devenant destructive. Le calcul des valeurs de f_{\max} auxquelles les courbes s'inversent peut faire l'objet de travaux futurs.

En prenant en compte les observations précédentes, nous souhaitons comparer des systèmes utilisant des valeurs de T_I et T_P non égales. Les Fig. 4.15a et 4.15b comparent les

performances approximées et exactes du SINR moyen pour différents ratios de combinaison mixte I-P, respectivement pour $T_I = 1 \text{ slot}$ et $T_P = 8 \text{ slots}$, et pour $T_I = 1 \text{ slot}$ et $T_P = 52 \text{ slots}$. La faible valeur de T_I permet de ralentir la baisse des performances de la partie IQ, tandis que les valeurs plus élevées de T_P accélèrent l'augmentation des performances du Prefilter.

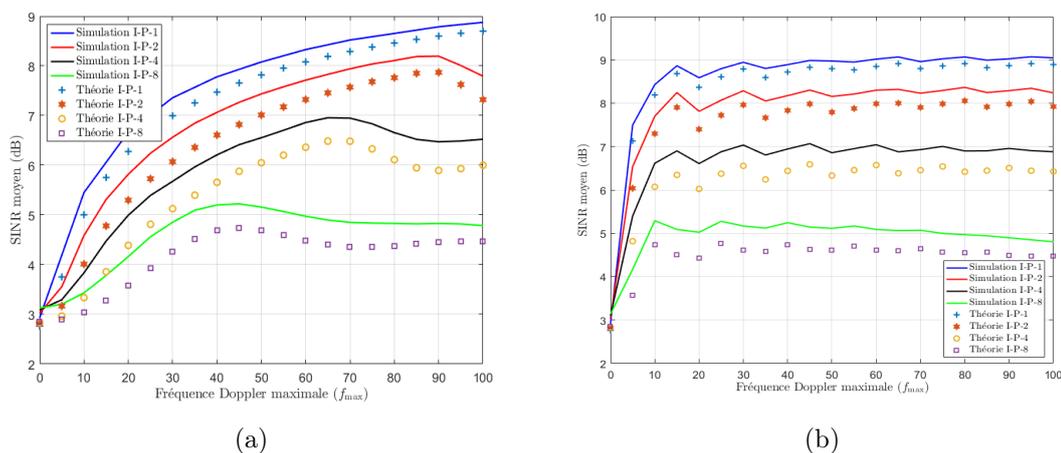


FIGURE 4.15 – Comparaison de l'approximation de premier ordre du SINR moyen obtenu en théorie, au véritable SINR simulé, en fonction de la fréquence Doppler maximale, pour différents ratios de combinaison mixte, sachant que $R = 16$. La Fig. (a) utilise $T_I = 1 \text{ slot}$ et $T_P = 8 \text{ slots}$. La Fig. (b) utilise $T_I = 1 \text{ slot}$ et $T_P = 52 \text{ slots}$.

Les résultats des deux figures sont équivalents, les courbes de la Fig. 4.15b évoluant plus rapidement grâce à la valeur élevée de T_P . On pourra remarquer la présence d'oscillations, dues à la nature de la fonction de Bessel de première espèce et d'ordre zéro. On observe également un inversement de l'ordre des courbes lorsque la diversité de canal augmente, cette inversion apparaissant plus tôt pour une valeur de T_P plus élevée. De plus, pour des valeurs de f_{\max} suffisamment élevées, les courbes devraient se stabiliser autour des mêmes minimums que dans le cas de la Fig. 4.13. En effet, malgré la faible valeur de T_I , si la diversité de canal devient trop importante, la combinaison par IQ finira toujours par devenir destructive. Pour des valeurs plus faibles de f_{\max} , les schémas mixtes I-P d'ordres plus faibles présentent un gain plus important lorsque la valeur de T_P est plus importante.

4.2.4 Simulation de la chaîne complète

On considère la chaîne de réception complète du chapitre précédent (voir Fig. 3.6), pour analyser les performances de la recombinaison mixte I-P. Nous ajoutons le mécanisme d'estimation de canal, la séquence d'apprentissage étant toujours placée au début de chaque *burst*. La durée entre chaque répétition est identique, et nous ne considérons pas le cas où $T_I \neq T_P$. En plus du schéma mixte I-P, nous considérons la recombinaison mixte IQ plus Chase, notée I-C. Dans ce cas, l'algorithme du MLSE est appliqué successivement aux trames recombinaisonées par IQ. L'étape de désentrelacement étant située après le mécanisme IQ, l'entrelacement au niveau de l'émetteur est appliqué à la trame d'information avant répétition (tout comme pour le cas I-P).

Les Fig. 4.16a et 4.16b présentent les valeurs de SNR en entrée, nécessaires pour un BER de 10^{-4} en fonction de la fréquence Doppler maximale et pour différents ratios I-P et I-C. Les résultats obtenus suivent les observations effectuées dans l'étude théorique.

Lorsque la fréquence Doppler maximale augmente, on observe une inversion progressive des courbes : les ratios élevés sont plus performants lorsque la diversité de canal est faible, mais leurs performances se détériorent aussi plus rapidement. On privilégiera donc un plus grand nombre de recombinaisons IQ lorsque la diversité de canal est faible, et un plus grand nombre de recombinaisons Prefilter ou Chase lorsque la diversité de canal est plus élevée.

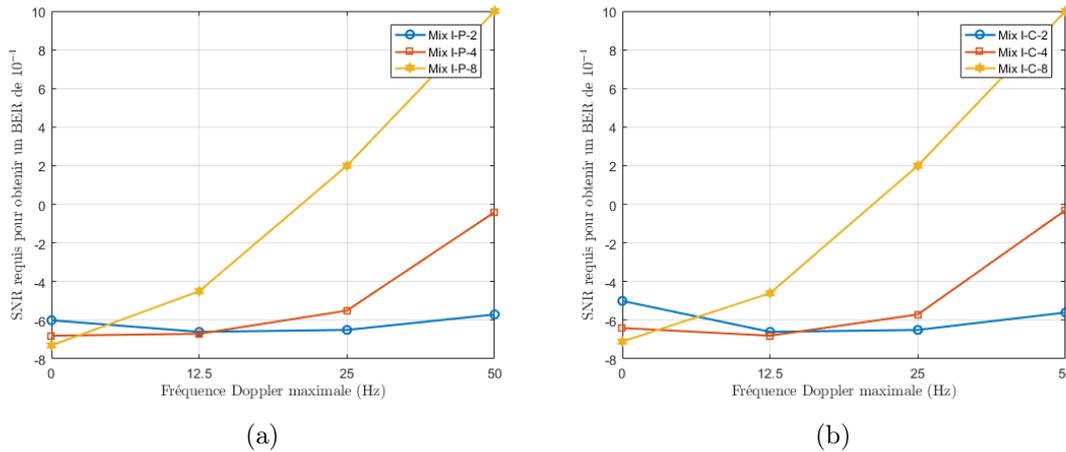


FIGURE 4.16 – Comparaison des valeurs de SNR en entrée, requises pour un BER de 10^{-4} en fonction de la fréquence Doppler maximale pour différents ratios de combinaison mixte. La figure (a) décrit le cas de la combinaison I-P, et la figure (b) le cas de la combinaison I-C.

Au final, les résultats de la recombinaison mixte I-P sont meilleurs que ceux de la recombinaison I-C pour des ratios équivalents. On peut en déduire que, de manière générale il est préférable d'utiliser la recombinaison par Prefilter. Mais dans le cas d'une diversité de canal (très) faible, une combinaison par IQ au sein du schéma I-P améliorera l'estimation de canal et les performances du système. Néanmoins, le schéma IQ étant très sensible à la vitesse d'évolution du canal, une adaptation dynamique du ratio de combinaison I-P en fonction de la diversité de canal réelle est souhaitable pour des performances optimales.

Conclusion de chapitre

Au cours de ce chapitre, nous avons pu mesurer l'impact de certaines imperfections du système sur les performances des mécanismes de recombinaison. Tout d'abord, la détérioration du gain apporté par la recombinaison IQ en présence d'un offset en fréquence a été mise en avant. L'utilisation d'un estimateur fréquentiel simple nous a permis de dériver une expression exacte du SNR moyen attendu après recombinaison. À partir de l'expression théorique précédente, nous avons présenté une première approche, permettant d'approximer le SNR moyen d'une trame recombinaison par IQ, dans le cas d'estimateurs fréquentiels performants. Malgré des premiers résultats encourageants, cette approche demande à être approfondie pour pouvoir tirer des conclusions définitives.

En seconde partie de chapitre, nous avons considéré le cas d'une estimation de canal imparfaite et de la recombinaison mixte I-P. Dans le cas d'une diversité de canal faible, la combinaison IQ permet d'améliorer la qualité de l'estimation et donc les performances du système. Mais celles-ci se détériorent lorsque la diversité de canal augmente, et il est alors préférable d'utiliser un schéma I-P d'ordre faible. Ces conclusions ont été confirmées par la simulation de la chaîne de réception complète. La recombinaison Chase profitant,

tout comme le mécanisme Prefilter, de la diversité de canal, le second schéma mixte I-C présente des performances similaires au schéma I-P. La recombinaison mixte I-P possède néanmoins les meilleures performances face au schéma I-C.

Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons présenté les performances théoriques, et obtenues en simulation, de différents mécanismes de recombinaison, dont des schémas hybrides. Ces performances ont été notamment évaluées en fonction de la vitesse d'évolution temporelle du canal de propagation, ainsi qu'en présence d'imperfections dans les mécanismes de synchronisation fréquentielle et d'estimation de canal. Ces études ont permis de mettre en lumière les conséquences de telles imperfections et de la diversité du canal de propagation sur les performances des différents mécanismes de recombinaison.

Nous souhaitons désormais implémenter le système de transmission précédent à l'aide de cartes radios. L'objectif est de pouvoir confirmer ou infirmer les observations issues de la partie théorique et des simulations, en les comparant aux résultats obtenus dans le cadre d'une implémentation matérielle. Dans un premier temps, nous présenterons le banc de test utilisé pour les expérimentations. Puis, nous décrirons la chaîne d'émission implémentée et le format des trames envoyées. Enfin, nous détaillerons la chaîne de réception, en précisant les différents algorithmes de synchronisation et de traitement employés. Dans un même temps, nous présenterons et analyserons les performances obtenues.

5.1 Présentation du banc de test

5.1.1 Objectifs et idée générale

Le système GSM/GPRS étant le cas d'application utilisé tout au long de notre étude, il sera également mis en œuvre dans le cadre de cette implémentation. Nous considérons uniquement la voie descendante, l'une des cartes radios jouant le rôle de la BTS émettrice et l'autre carte jouant le rôle de l'objet récepteur. Le lien est donc unidirectionnel, avec une seule antenne en émission et en réception. L'objet doit réaliser les étapes successives de synchronisation fréquentielle, puis temporelle, suivant différents algorithmes présentés par la suite. Il doit ensuite employer différents mécanismes de recombinaison sur les données transmises, après quoi, nous pourrions déterminer les performances obtenues en termes de BER et BLER (*BLoc Error Rate*). Le système doit donc être suffisamment flexible pour permettre au récepteur de mettre en œuvre des schémas de recombinaison variés, et dont on pourra comparer les performances.

5.1.2 Les cartes radios

Nous disposons de deux cartes radios de type USRP B210, dont les spécifications sont disponibles sur le site [60]. Une carte USRP B210 est avant tout un *front end* radio configurable par ordinateur ou SDR (*Software Defined Radio*). On parle aussi de radio logicielle. À l'émission, la carte USRP transmet, à un débit donné et sur une fréquence porteuse donnée, les échantillons qui lui sont fournis numériquement. Elle doit donc effectuer au préalable une conversion numérique analogique. En réception, la carte effectue l'opération

inverse, en échantillonnant à une fréquence configurée, le signal transposé en bande de base. Le traitement des échantillons, à l'émission comme à la réception, est typiquement effectué par ordinateur. La Fig. 5.1 présente une photo d'une des cartes USRP B210 utilisées pour le banc de test. On pourra noter que chaque carte USRP B210 peut fonctionner en configuration MIMO avec 2 antennes en émission et 2 antennes en réception.

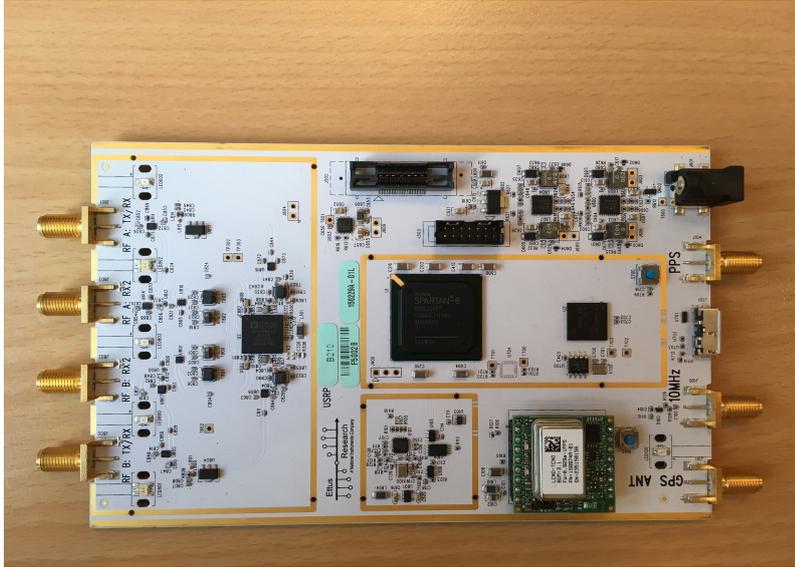


FIGURE 5.1 – Photo d'une carte USRP B210 seule.

5.1.3 Le canal de propagation

Le canal de propagation employé doit être entièrement déterminé et reproductible, l'objectif étant de pouvoir calculer et comparer les performances obtenues par plusieurs expérimentations. Le canal de propagation choisi est de type AWGN. Ce canal comprend donc, une atténuation du signal émis, puis l'ajout d'un bruit de type AWGN. En l'occurrence, nous utilisons des atténuateurs en cascade pour générer une atténuation prédéfinie. Le bruit AWGN est naturellement ajouté par la carte réceptrice. La carte émettrice est alors reliée aux atténuateurs par un câble coaxial, les atténuateurs en cascade étant directement connectés à la carte réceptrice par un port d'antenne.

5.1.4 Le traitement des échantillons

Dans le cadre de nos expérimentations, nous avons choisi d'utiliser le logiciel MATLAB pour traiter les échantillons en émission et en réception, ainsi que pour configurer les cartes USRP. En effet, le logiciel MATLAB propose gratuitement un *add-on* permettant la configuration de différents modèles de cartes USRP, branchées par USB. De plus, toutes les simulations précédentes ayant été effectuées en MATLAB, nous disposons déjà d'une base solide pour les traitements à effectuer sur les échantillons. De cette façon, les traitements effectués sont facilement modifiables et adaptables en fonction de nos besoins. Enfin, on pourra aussi noter que les traitements ne sont pas réalisés en temps réel, mais sous forme de post-traitements sur les échantillons sauvegardés.

5.1.5 Le banc de test final

Le banc de test final est représenté sur le schéma 5.2 et la figure 5.3 présente une photo de la chaîne de transmission. On retrouve donc les deux cartes radios de type USRP B210 configurées par ordinateur. L'ordinateur côté BTS transmet les échantillons à la carte USRP. Cette dernière effectue une conversion numérique analogique et envoie le signal via le câble coaxial à la fréquence porteuse configurée. Un ensemble d'atténuateurs en cascade à la suite du câble permet de réduire la puissance du signal avant réception. Puis, la seconde carte transpose le signal en bande de base et l'échantillonne. Enfin, les échantillons sont transmis à l'ordinateur côté récepteur et sont sauvegardés. L'ordinateur effectuera ensuite un post-traitement de ces échantillons. Le tableau 5.1 décrit les paramètres de configuration de l'expérimentation.

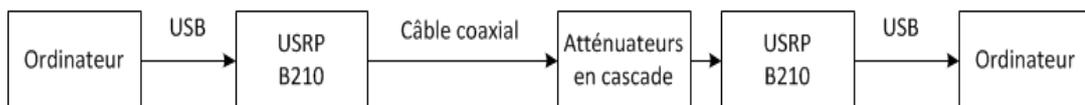


FIGURE 5.2 – Représentation schématique de la chaîne de transmission considérée.

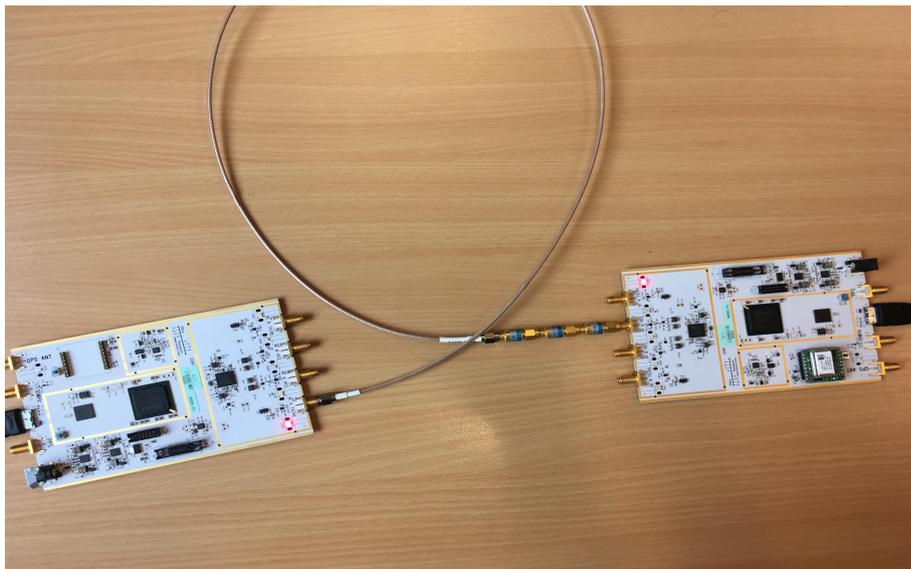


FIGURE 5.3 – Photo de la chaîne de transmission.

Concernant les valeurs présentées dans le tableau, certaines précisions doivent être ajoutées :

- La fréquence centrale de 900 MHz est indicative. En effet, cette valeur est l'objectif à atteindre pour les oscillateurs locaux des deux cartes, mais en réalité un décalage en fréquence sera observé. Les oscillateurs ont une précision annoncée de 2 ppm, soit ± 1800 Hz pour la fréquence considérée. Ainsi, un décalage en fréquence maximal d'environ ± 3.6 kHz pourra être observé au niveau des échantillons “en bande de base” à la réception.
- Pour estimer le facteur de bruit du récepteur, nous avons, dans un premier temps, mesuré la puissance reçue lorsqu'une charge fictive est placée à l'entrée de l'antenne. Il s'agit en réalité d'une puissance calculée à partir des échantillons reçus, donc le lien avec la puissance réelle du signal dépend de nombreux facteurs, comme le pas d'échantillonnage et la représentation des échantillons dans le plan complexe. On

Paramètre	Valeur	Commentaires
Configuration des ordinateurs		
Version MATLAB	2016a et b	
Lien avec USRP	USB 3.0	
USRP émettrice : BTS		
Fréquence porteuse	900 MHz	
Débit des symboles	270 kbps	Le débit originel d'environ 270,83 kbps a été arrondi pour des raisons pratiques.
Sur-échantillonnage	4	La fréquence d'échantillonnage est donc de 1.08 MHz.
Gain	Variable	Dépend du SNR souhaité. Varie entre 47 et 55 dB.
USRP réceptrice : MS		
Fréquence centrale	900 MHz	
Débit des symboles	270 kbps	
Sur-échantillonnage	4	
Gain	75 dB	Les SNR considérés étant faibles, un gain élevé permet à l'échantillonneur de travailler dans une plage de valeurs plus grande.
Facteur de bruit	~ 3 dB	Voir la procédure dans le corps de texte.
Échantillons	12 bits	Transmis par USB au format <i>int</i> 16 (I/Q). Convertis en <i>double</i> complexe par MATLAB.
Canal de propagation		
Atténuation	100.2 dB	L'atténuation totale des atténuateurs en cascade a été mesurée à l'analyseur de réseau.

TABLE 5.1 – Description des paramètres de configuration de l'expérimentation.

parlera donc plutôt de puissance par échantillon. Dans un second temps, on génère une séquence PN (*Pseudo Noise*), à large bande, et dont la densité spectrale de puissance est constante sur cette bande. À l'aide d'un analyseur de spectre, on mesure la puissance reçue sur une bande de 1.08 MHz, correspondant à la fréquence d'échantillonnage du récepteur, cette bande étant inférieure à la largeur de bande occupée par le signal correspondant à la séquence PN. On effectue alors une seconde mesure de la puissance reçue par échantillon. À l'aide de toutes ces informations, nous pouvons ensuite déterminer le facteur de bruit du récepteur.

5.2 Description de la chaîne d'émission

Comme énoncé précédemment, nous nous basons sur le système GSM et le standard EC-GSM-IoT, pour réaliser cette implémentation. Néanmoins, à cause de certaines limitations techniques et pour faciliter la réalisation des expérimentations, nous prenons quelques libertés vis à vis de la norme. Notre travail se basant sur les spécifications techniques du 3GPP TS 45.002 à TS 45.005, décrivant les couches basses des standards 2G dont EC-GSM-IoT, nous invitons les lecteurs intéressés par une description conforme des standards à les consulter.

La Fig. 5.4 décrit le groupement de 10 trames TDMA qui est transmis en continu par la BTS. Nous nous affranchissons donc des formats de multitrame usuels¹. La répétition de cet ensemble permet d’obtenir une périodicité parfaite pour chaque canal logique, notamment pour la voie balise, ce qui n’est pas le cas dans le système GSM, à cause du format particulier de la 51-multitrame. Les *bursts* et les séquences binaires qu’ils contiennent, sont donc répétés en boucle, nous permettant par la suite de mesurer facilement les performances en termes de BER et BLER.

	TDMA 1	TDMA 2	TDMA 3	TDMA 4	TDMA 5	TDMA 6	TDMA 7	TDMA 8	TDMA 9	TDMA 10
TS 0	FCCH	SCH	BCCH	BCCH	BCCH	BCCH	DB	DB	DB	DB
TS 1	EC-SCH									
TS 2	EC-PDTCH									
TS 3	EC-PDTCH									
TS 4	EC-PDTCH									
TS 5	EC-PDTCH									
TS 6	DB									
TS 7	DB									

FIGURE 5.4 – L’ensemble des 10 trames TDMA répétées par la carte émettrice. La notation “TS” signifie *Time Slot*, et représente les *slots* temporels contenant les *bursts* de données. Les *bursts* notés “DB” sont des *Dummy Bursts*.

La durée des *slots* a également été adaptée. Dans le cadre de notre expérimentation, chaque *slot* correspond à une durée de 156 bits, soit $577.48 \mu\text{s}$ à 270 kbps, au lieu de correspondre à une durée de 156.25 bits, soit $577 \mu\text{s}$ à 270.83 kbps dans la norme GSM/GPRS. Dans le standard EC-GSM-IoT, la durée des *slots* a aussi été ramenée à des valeurs entières. En effet, tous les *slots* numérotés 0 et 3 doivent contenir 157 bits, et une durée équivalente à 156 bits a été spécifiée pour les autres *slots*. C’est à chaque fois la durée de la période de garde après chaque *burst* qui est affectée, les *bursts* contenant toujours 148 bits. Ainsi, une trame TDMA a une durée identique entre les standards GSM/GPRS et EC-GSM-IoT, correspondant à un total de 1250 bits. Dans notre cas, la durée d’une trame TDMA ne correspondra qu’à 1248 bits, mais ce choix facilite le traitement des données, notamment dans le cadre des recombinaisons à effectuer.

La chaîne d’émission générale que nous utilisons est présentée Fig. 5.5. Elle correspond

1. Pour rappel, il existe deux formats de multitrame GSM, une avec 26 trames TDMA (26-multitrame) et l’autre avec 51 trames TDMA (51-multitrame). La multitrame GPRS est elle composée de 52 trames TDMA.

à une chaîne d'émission classique GSM/GPRS, et a déjà été employée dans les chapitres 3 et 4 (voir Fig. 3.4). Pour l'étape de codage de canal, on retrouve donc le code convolutif à 16 états et de rendement $\frac{1}{2}$, ainsi qu'un processus d'entrelacement. Puis, après un mapping sur une constellation BPSK et un décodage différentiel, les symboles sont transmis au modulateur GMSK. En l'occurrence, nous employons l'objet MATLAB *GMSKModulator* pour réaliser cette modulation. Les échantillons en sortie du modulateur sont ensuite envoyés à la carte radio via USB. Suivant le type de canal logique considéré, certains processus de la chaîne d'émission ne seront pas appliqués.

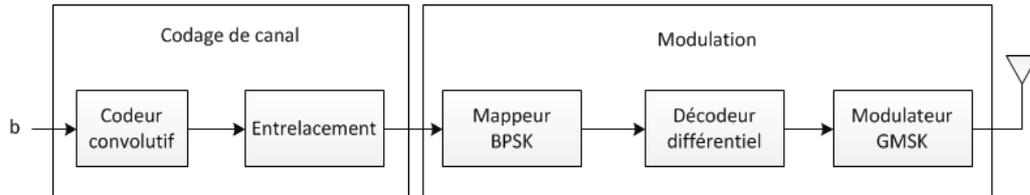


FIGURE 5.5 – Schéma de la chaîne d'émission générale utilisée.

On pourra aussi noter le fait que la phase du modulateur GMSK employé est remise à son état initial au début de chaque *burst*. De cette façon, les *bursts* contenant les mêmes bits contiendront également les mêmes symboles GMSK. Dans la norme, la valeur de la phase initiale du modulateur GMSK n'est pas spécifiée, de même qu'aucune réinitialisation au début de chaque *burst* n'est requise. Ceci pose un inconvénient dans le cadre de EC-GSM-IoT, car une recombinaison de type IQ efficace nécessite d'avoir des symboles complexes de phases identiques (comme déjà observé dans les précédents chapitres). Or, il est impossible pour le récepteur de connaître le déphasage initial entre deux *bursts* différents, sauf si ces *bursts* sont émis dans des *slots* consécutifs. C'est pourquoi le standard EC-GSM-IoT utilise la possibilité introduite dans le standard GPRS d'émettre sur 4 *slots* consécutifs. Les *bursts* transmis sur ces *slots* pourront, par la suite, être recombinaisonnés par le mécanisme IQ. Les répétitions effectuées sur des trames TDMA différentes ou simplement sur des *slots* non contigus doivent être recombinaisonnées en utilisant d'autres mécanismes de recombinaison. En réinitialisant la phase du modulateur, nous nous affranchissons de cette contrainte et pouvons plus facilement comparer les performances obtenues par les différents schémas de recombinaison.

5.2.1 Les canaux GSM

Différents *bursts* issus du standard GSM sont émis sur l'ensemble des 10 trames TDMA. Les *bursts* de synchronisation SCH et de contrôle BCCH étant émis, mais non utilisés, nous ne les détaillerons pas ici. Par abus de langage, nous étendrons parfois le nom du canal logique au nom du *burst* qu'il transporte. Par exemple, on pourra nommer "*burst* SCH" le *burst* porté par le canal SCH.

Parlons tout d'abord du *burst* dédié à la synchronisation fréquentielle et transporté par le canal FCCH. Le format utilisé est décrit sur la Fig. 5.6. Ce *burst* est constitué de 148 bits à "0", et d'une période de garde d'une durée de 8 bits. Pour rappel, à cause des spécificités de la modulation (G)MSK et de la composition du *burst* FCCH, ce dernier se comporte dans le plan fréquentiel comme une sinusoïde pure de fréquence $f_c + \frac{1}{4T_S}$, avec f_c la fréquence porteuse et T_S la durée d'un symbole. Originellement, le décalage en fréquence était de 67.7 kHz, mais comme nous avons modifié le débit symbole, le nouveau décalage est de 67.5 kHz. La norme EC-GSM-IoT emploie le canal FCCH disponible sur les canaux GSM/GPRS et ne définit donc pas de *burst* ou de mapping spécifique. Le *burst*

FCCH employé est donc très proche de la norme, mais son mapping diffère. En effet, le *burst* FCCH est normalement émis sur le *slot* 0 (voie balise de GSM/GPRS), aux trames TDMA 1, 11, 21, 31 et 41 de chaque 51-multiframe. Il y a donc une certaine rupture de la périodicité dans l'apparition du canal FCCH. Dans notre implémentation, le canal FCCH apparaît périodiquement toutes les 10 trames TDMA, facilitant le traitement en réception.

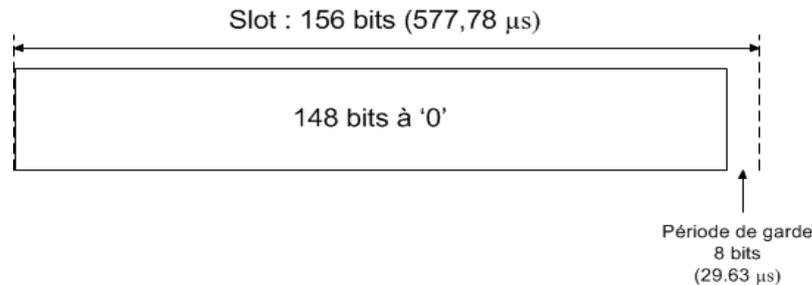


FIGURE 5.6 – Le *burst* FCCH envoyé.

Le second *burst* issu de la norme GSM/GPRS est le *Dummy Burst* ou DB sur la Fig. 5.4. La BTS devant émettre en continu sur l'ensemble des *slots*, le *Dummy Burst* a été conçu pour être émis lorsque la BTS n'a pas d'informations spécifiques à envoyer. Il est constitué des 6 bits de queue usuels (3 au début et 3 à la fin du *burst*), et d'une séquence de 142 bits prédéterminée. Aucune opération n'est effectuée sur ces *bursts* en réception.

5.2.2 Le canal EC-SCH

Le canal EC-SCH est l'équivalent du canal logique SCH pour le standard EC-GSM-IoT. Son rôle est donc de fournir une synchronisation temporelle globale et fine à l'objet. La Fig. 5.7 décrit la composition du *burst* EC-SCH utilisé dans le cadre de l'implémentation. Il se base sur le format d'un *burst* de synchronisation, également utilisé par le SCH. La séquence d'apprentissage étendue permet de détecter le *burst*, ainsi que d'effectuer une synchronisation temporelle fine. Le récepteur peut ensuite réaliser un sous-échantillonnage au débit symbole, et démoduler les informations contenues dans le *burst* EC-SCH. Ces informations sont destinées, entre autres, à la synchronisation globale du récepteur, qui peut alors déterminer le numéro de la multiframe. Dans le cadre de notre implémentation, nous utilisons la séquence d'apprentissage étendue définie dans la norme, mais nous ne fournissons aucune information de synchronisation globale au sein du *burst*. La séquence de données binaires est identique pour tous les *bursts* EC-SCH, nous permettant ainsi de facilement réaliser tout type de recombinaison et de calculer les performances en termes de BER. Par ailleurs, 4 bits de *padding* de valeur 0 sont ajoutés à la suite de la séquence d'information de 35 bits, afin de "fermer" le treillis du codeur convolutif, et forcer ainsi l'état final à 0 à la fin de la transmission de la séquence. Cette séquence est par la suite encodée, pour obtenir en sortie un total de 78 bits, ne subissant pas le processus d'entrelacement (conformément à la norme ici). Finalement, la séquence est transmise au processus de mapping BPSK, puis au décodeur différentiel, et enfin au modulateur GMSK, avant d'être émise.

Dans la spécification, le canal EC-SCH est toujours mappé sur le *slot* 1, la voie balise de EC-GSM-IoT. Chaque *burst* EC-SCH est répété un total de 28 fois, réparties sur quatre 51-multiframes. Au sein de chacune des 51-multiframes, le *burst* est répété sur 7 trames TDMA successives, en partant toujours de la première trame TDMA de la multiframe. Le nombre de répétitions à recombinaison dépend de la classe de couverture de l'objet. Nous nous sommes détachés de ce mapping, pour avoir plus de liberté vis à vis du mécanisme de

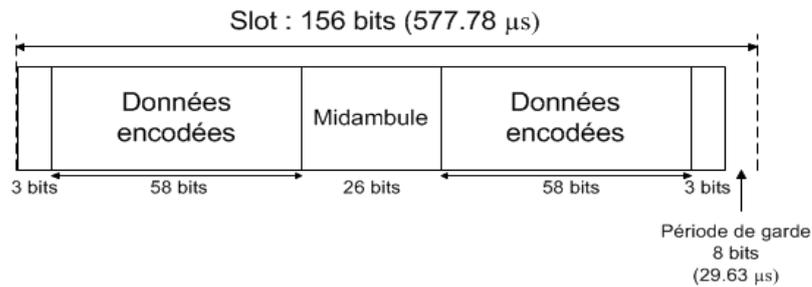


FIGURE 5.8 – Le *burst* normal utilisé pour le canal EC-PDTCH.

L'ensemble forme alors un total de 16 *bursts*, ou 4 fois 4 *bursts*. Lorsqu'un *burst* est répété, les répétitions sont d'abord placées sur des *slots* successifs, offrant ainsi la possibilité d'effectuer une recombinaison de type IQ en réception. Les *bursts* transportant des données différentes sont alors placés sur des trames TDMA successives, lorsque cela est possible. Au delà de 4 répétitions, il n'est plus possible, d'après le standard, de répéter des *bursts* sur des *slots* consécutifs. Dans ce cas, l'ensemble des 16 *bursts* précédents est répété sur les groupements de 4 trames TDMA suivantes. Dans le cadre de notre implémentation, le mapping employé pour le canal EC-PDTCH est semblable à celui de la norme (voir Fig. 5.4), à la différence que chaque *burst* transporte la totalité de l'information. Ce mapping nous permettra facilement d'employer des mécanismes de recombinaison hybrides.

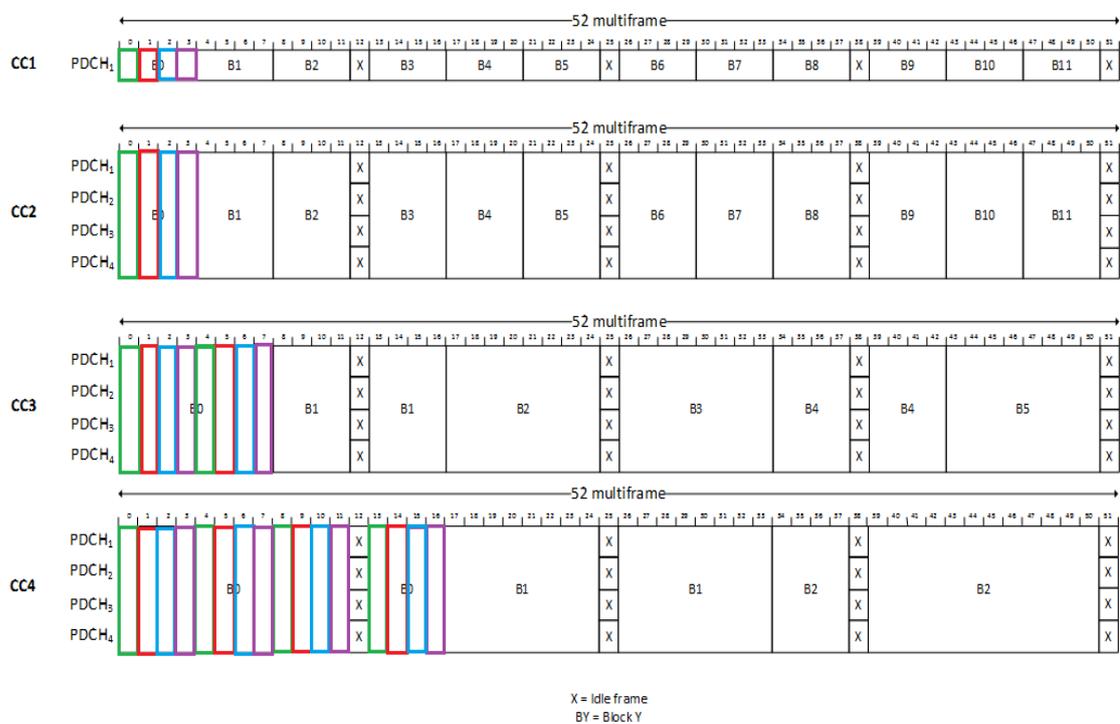


FIGURE 5.9 – Exemple de mapping du canal EC-PDTCH, figure basée sur la Fig. 9b du TS 45.002 version 14.3. Chaque couleur représente un *burst* et ses répétitions.

5.3 Les performances du récepteur

En réception, la carte radio échantillonne le signal reçu à la fréquence de 1.08 MHz, soit un sur-échantillonnage de 4, transmettant ensuite les échantillons à l'ordinateur par USB. Dans un premier temps, ces échantillons sont sauvegardés. Pour chaque valeur de gain d'émission, donc pour chaque SNR, ce sont environ 100000 trames TDMA qui sont ainsi échantillonnées, puis stockées. Dans un second temps, nous effectuons un post-traitement de ces échantillons. Pour chaque ensemble de 10000 trames TDMA², nous effectuons les traitements successifs suivants :

- Synchronisation fréquentielle : tout d'abord, nous devons réaliser une synchronisation fréquentielle entre l'émetteur et le récepteur. Cette étape consiste, dans un premier temps, à détecter le canal FCCH, puis à déterminer et à corriger le décalage en fréquence.
- Synchronisation temporelle : ensuite, il est nécessaire de synchroniser finement le récepteur en temps. Pour cela, nous utilisons le canal EC-SCH. Après avoir détecté les canaux EC-SCH et réalisé la synchronisation temporelle fine, ces canaux sont démodulés en utilisant un mécanisme de recombinaison.
- Démodulation du EC-PDTCH : enfin, nous démodulons les informations portées par les *bursts* EC-PDTCH, à l'aide de schémas de recombinaison hybrides.

5.3.1 Étape de la synchronisation en fréquence : le canal FCCH

Avant l'étape d'échantillonnage, le signal n'est pas transposé parfaitement en bande de base, à cause de l'imprécision des oscillateurs locaux. Ce décalage en fréquence affecte les échantillons transmis à l'ordinateur et il doit être corrigé. De plus, ce décalage n'est pas constant, les fréquences des oscillateurs ayant tendance à évoluer dans le temps. Il est donc nécessaire de mesurer et de corriger régulièrement le décalage en fréquence.

5.3.1.1 Détection du FCCH

Dans notre implémentation, un canal FCCH est présent toutes les 10 trames TDMA. Dans un premier temps, nous allons considérer un total de 11 trames TDMA, assurant ainsi la présence d'au moins un canal FCCH complet (non tronqué). Pour améliorer la détection et la mesure du décalage en fréquence, nous appliquons un filtre passe-bande aux 11 trames TDMA ainsi considérées. Le filtre utilisé est un filtre de Butterworth de second ordre, avec 20 kHz de bande à -3 dB autour de la fréquence centrale de 67.5 kHz. La bande à -3 dB du filtre a été choisie suffisamment large pour assurer la présence du signal FCCH dans cette bande, lorsqu'un décalage en fréquence est présent. Une fois le signal filtré, on considère sa version sur-échantillonnée, qui sera utilisée pour mesurer le décalage en fréquence, et sa version échantillonnée au débit symbole S_{DS} , utilisée pour la détection du canal FCCH. Pour réaliser cette détection, on calcule la somme suivante,

$$A_k = \sum_{i=k}^{k+141} \text{angle}(S_{DS}(i) \times (S_{DS}(i+1))^*), \quad (5.1)$$

avec $\text{angle}(\cdot)$ la fonction MATLAB donnant l'argument en radian de la variable complexe en entrée, et k l'index du symbole au sein de S_{DS} . Or, on sait que chaque symbole décrivant

2. Nous avons séparé l'ensemble des 100000 trames TDMA en blocs de 10000 trames pour des raisons pratiques de débogage, mais aussi à cause de limitations matérielles dues à la quantité de mémoire vive à gérer.

le canal FCCH a une différence de phase de $-\frac{\pi}{2}$ par rapport au symbole suivant. Dans le cas du canal FCCH, et sans bruit, cette valeur de $-\frac{\pi}{2}$ doit se retrouver dans chaque élément de la somme A_k , ce qui n'est pas le cas pour d'autres canaux, où la différence de phase vaut $\pm\frac{\pi}{2}$. La somme A_k sera donc minimale lorsque l'index k sera situé approximativement au début du *burst* de synchronisation fréquentielle. À l'inverse, la somme A_k aura tendance à s'annuler pour les autres *bursts*. On peut observer ce phénomène sur la Fig. 5.10, obtenue en simulation sur un canal AWGN et pour un SNR de 0 dB.

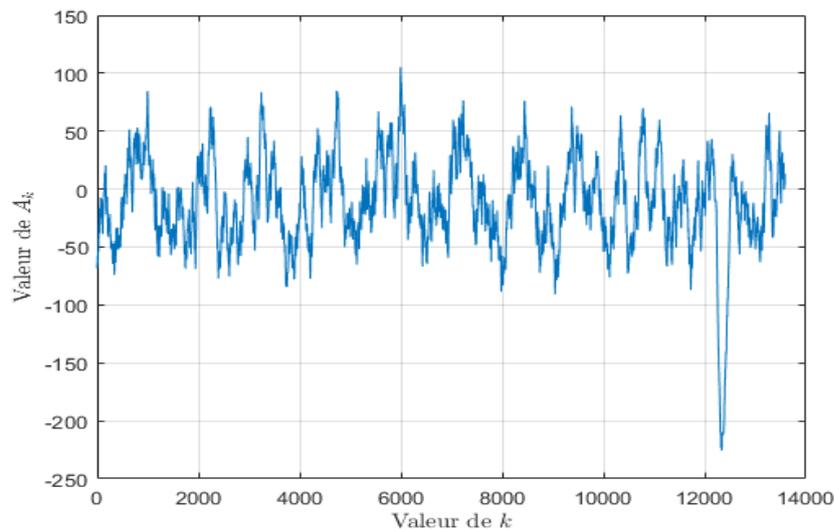


FIGURE 5.10 – Valeurs de A_k obtenues pour un canal AWGN à un SNR de 0 dB en simulation.

On peut constater que la présence de bruit vient perturber la détection du canal FCCH. Ainsi, pour considérer qu'un canal FCCH est correctement détecté, il est nécessaire de fixer un seuil, sachant qu'en l'absence de bruit, la valeur minimale atteinte par le terme A_k est égale à environ -220 . Nous avons choisi un seuil d'une valeur de -150 , nous permettant d'assurer un bon taux de détection aux SNR d'intérêt, tout en limitant le nombre de fausses alarmes. La Fig. 5.11 présente le taux de détection obtenu en simulation, en fonction de la valeur du SNR. Le canal de propagation considéré est toujours de type AWGN, et un décalage en fréquence constant de 1 kHz est appliqué. Une étude plus approfondie du choix de la valeur du seuil, de même que l'implémentation d'un algorithme permettant d'adapter la valeur de ce seuil en fonction du SNR constituent des axes de développement futurs.

Ce choix étant fait, la Fig. 5.12 compare les performances de détection obtenues dans le cadre de l'implémentation et de la simulation. Les positions des canaux FCCH n'étant pas connues a priori, il nous est impossible de déterminer le taux de fausses alarmes. Un offset constant a été appliqué aux valeurs de SNR dans le cadre d'implémentation. Ce décalage provient des imprécisions dans le calcul du SNR, comme la mesure de la figure du bruit de la carte réceptrice et de la puissance du signal émis, ainsi que la mesure de l'atténuation réalisée par les atténuateurs en cascades. De plus, des interférences issues de systèmes externes sont également présentes sur la bande et perturbent le signal, les expérimentations ne se déroulant pas dans un milieu isolé des signaux extérieurs et la bande de fréquence utilisée n'étant pas dédiée à notre système. Le niveau de puissance de ces interférences variant dans le temps, il est difficile de calculer une valeur précise du SNR dans le cadre de l'implémentation. Néanmoins, en appliquant un décalage constant de -1 dB aux valeurs

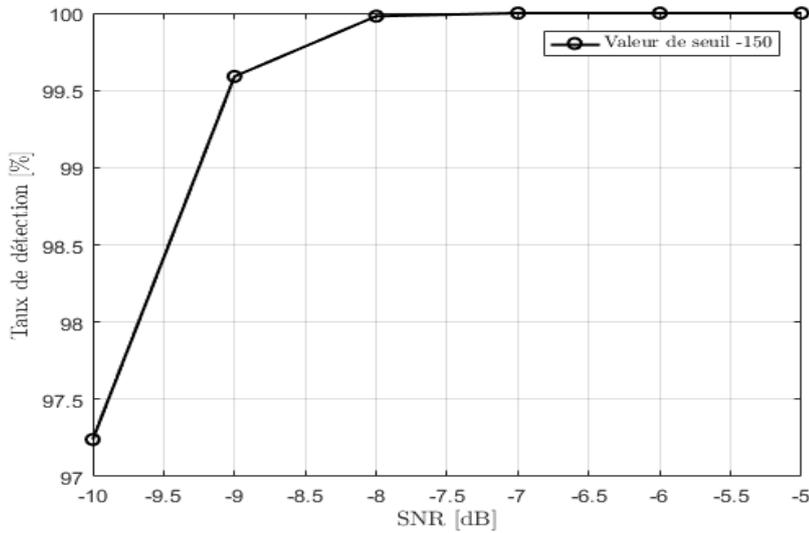


FIGURE 5.11 – Taux de détection du canal FCCH en fonction du SNR, obtenu en simulation pour un seuil de -150 .

calculées du SNR, un bon niveau de concordance est obtenu pour les performances en termes de BER et BLER. Cette concordance se retrouve moins dans les comparaisons de niveaux de détection, comme on peut le constater pour la détection du canal FCCH. Le pourcentage de détection chute plus rapidement dans le cadre de l'implémentation que pour la simulation. À très bas SNR, nous considérons une puissance de signal très faible, et de faibles variations de la puissance d'interférences impactent grandement le rapport de puissances. En conséquence, la détection locale de certains canaux FCCH peut échouer, et ce phénomène peut ainsi dégrader la détection moyenne du canal. Dans le cadre d'études futures, il sera nécessaire de réaliser les expérimentations dans un milieu isolé des interférences extérieures, à l'aide d'une cage de Faraday par exemple.

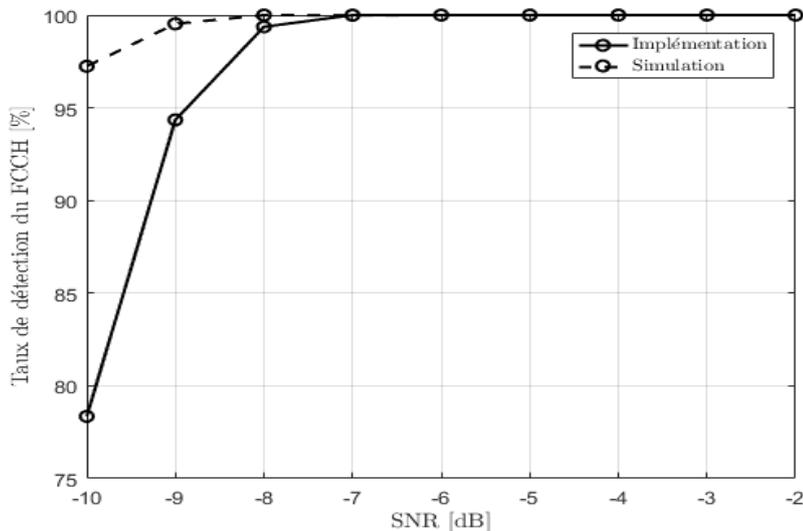


FIGURE 5.12 – Comparaison du taux de détection du canal FCCH en fonction du SNR, obtenu par l'implémentation et par la simulation.

5.3.1.2 Mesure et correction du décalage en fréquence

Une fois le *burst* FCCH détecté, le décalage en fréquence doit être mesuré et corrigé. Pour assurer une mesure optimale du décalage, nous décidons d'appliquer l'algorithme du *périodogramme*, décrit dans [53], à la version sur-échantillonnée du signal filtré. Cet algorithme a déjà été évoqué dans la section 4.1.5.1, avec d'autres algorithmes permettant d'estimer la fréquence d'une sinusoïde pure bruitée. Aussi appelé MLE (*Maximum Likelihood Estimator*), il se compose de deux étapes. La première étape, consiste en une recherche grossière (*coarse search*) de la fréquence maximisant la valeur absolue de la fonction $A(\omega)$, s'exprimant comme,

$$A(\omega) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} Z_n \exp(-jn\omega T), \quad (5.2)$$

avec N le nombre d'échantillons sur lequel on applique l'algorithme, Z_n le $n^{\text{ème}}$ échantillon complexe et T la durée d'un échantillon. La recherche grossière consiste à calculer la valeur de $A(\omega)$ pour l'ensemble des fréquences ω_k ($k \in [0, 1, 2, \dots, M-1]$) décrites par la relation,

$$\omega_k = \frac{2\pi k}{MT}, \quad (5.3)$$

avec $M = 4N$ dans notre implémentation et conformément aux recommandations de [53]³. On considère que N est égal à la puissance de 2 la plus proche du nombre total d'échantillons dans un *burst* FCCH, réduite à l'inférieur, soit $N = 512$ dans notre cas, pour un sur-échantillonnage de valeur 4.

La phase de détection précédente n'étant qu'approximative, nous choisissons une fenêtre de 30 symboles autour du *burst* FCCH identifié, soit 30 symboles avant le début estimé du *burst* et 30 symboles après la fin estimée. On applique ensuite la recherche grossière à chaque ensemble de N échantillons, en avançant d'un échantillon à la fois. À chaque application, on sauvegarde la valeur maximale de $|A(\omega)|$, ainsi que la valeur de ω_k correspondante. Finalement, on cherche le plus grand de tous les maximums calculés, et la valeur de ω_{\max} correspondante est la fréquence estimée du signal FCCH à la suite de la recherche grossière.

Nous pouvons désormais effectuer la seconde partie de l'algorithme, la recherche fine (*fine search*), nécessaire pour une correction précise du décalage en fréquence. Tout comme évoqué dans [53], nous utiliserons la méthode récursive de la sécante [61], s'énonçant comme ceci :

Soit une fonction $f(x)$ dont on cherche une racine spécifique, sachant que $f(x)$ peut en posséder plusieurs. Soient x_0 et x_1 des valeurs connues de x , proches de la racine recherchée x_r . La méthode de la sécante consiste à calculer les valeurs successives x_n pour $n \geq 2$ et $n \in \mathbb{N}$, définies par,

$$x_{n+2} = x_{n+1} - f(x_{n+1}) \frac{x_{n+1} - x_n}{f(x_{n+1}) - f(x_n)}. \quad (5.4)$$

Si les valeurs initiales x_0 et x_1 ne sont pas trop éloignées de x_r , les valeurs x_n successivement calculées doivent se rapprocher progressivement de la racine recherchée. On pourra arrêter l'algorithme après un certain nombre d'itérations ou lorsque le pas $|x_{n+1} - x_n|$ devient inférieur à un seuil.

On applique donc cet algorithme à la dérivée de la fonction $|A(x)|$, considérée lors de la recherche grossière précédente. On peut utiliser comme valeurs initiales $x_0 = \omega_{\max}$ et $x_1 = \omega_{\max} \pm \frac{2\pi}{2MT}$. Dans le cadre de notre implémentation, l'algorithme s'arrête après 100

3. On pourra constater que si $M = N$, on retrouve la DFT des données observées.

itérations ou pour un seuil de 1 Hz. On obtient alors ω_{fine} , le décalage en fréquence f_{offset} étant directement calculé par,

$$f_{\text{offset}} = \frac{\omega_{\text{fine}}}{2\pi} - \frac{1}{4T_S}, \quad (5.5)$$

avec T_S la durée d'un symbole ($\frac{1}{4T_S} = 67500$ Hz). On pourra noter que l'algorithme MLE employé a une complexité qui peut être élevée, notamment dans le cadre de la recherche fine, et n'est donc pas forcément adapté pour des objets ayant une capacité de calcul limitée. Cet algorithme nous permet néanmoins d'obtenir, de manière générale, une bonne estimation du décalage en fréquence, et ce, même à bas SNR. La comparaison des performances obtenues en implémentant d'autres algorithmes ou techniques de synchronisation en fréquence, dont la complexité serait plus adaptée au domaine de l'IdO, constitue une étude future.

Après avoir obtenu la valeur du décalage en fréquence estimé, nous le corrigeons sur les 11 trames TDMA suivantes. Nous répétons ensuite l'ensemble du procédé sur ces 11 nouvelles trames TDMA, en commençant à partir de la fin estimée du canal FCCH. Nous parcourons ainsi l'ensemble des échantillons reçus, en mettant à jour progressivement la valeur du décalage en fréquence à corriger, comme si le système fonctionnait en temps réel. Si, au sein des 11 trames TDMA, aucun canal FCCH n'a été détecté, nous appliquons la même correction qu'aux 11 trames TDMA précédentes. À la fin de cette étape, nous disposons donc d'un ensemble d'échantillons synchronisés approximativement en fréquence.

Néanmoins, avant d'appliquer chaque correction, nous mettons en place un mécanisme de protection. En effet, nous avons constaté, tout comme dans [53], que l'algorithme était ponctuellement très imprécis, pour des valeurs de SNR faibles. Pour protéger le système contre ce phénomène, compte tenu des SNR faibles qui sont considérés dans notre étude, nous appliquons une valeur plafond. Ainsi, après une courte phase de correction libre du décalage en fréquence, le plafond est mis en place, signifiant qu'une correction en fréquence ne pourra dépasser ± 25 Hz suivant le signe de la correction à appliquer. La Fig. 5.13 compare l'erreur absolue moyenne obtenue en simulation en fonction du SNR, avec et sans l'utilisation du système de protection. Les résultats démontrent l'efficacité de la méthode. Des études sur le choix de la valeur du plafond, ainsi que sur la durée de la phase de correction libre pourront être menées.

Après avoir parcouru l'ensemble des échantillons disponibles et corrigé le décalage en fréquence, nous pouvons désormais effectuer une synchronisation temporelle à l'aide du canal EC-SCH. Nous appliquons au préalable un algorithme ayant pour objectif de repérer les fausses alarmes parmi les canaux FCCH détectés. Cet algorithme ne sera pas détaillé ici, mais il se base sur la périodicité d'apparition du canal FCCH.

5.3.2 Étape de synchronisation en temps : le canal EC-SCH

Nous pouvons désormais débiter la phase de synchronisation temporelle. Dans un premier temps, nous souhaitons détecter le canal EC-SCH et réaliser une synchronisation temporelle fine, nous permettant un nouvel échantillonnage au débit symbole. Dans un second temps, nous voulons démoduler le *burst* EC-SCH, en réalisant une recombinaison simple de type IQ, Prefilter ou Chase. Ces traitements ne concernent que les ensembles de 10 trames TDMA où un canal FCCH a été formellement détecté, les cas supposés de fausses alarmes étant écartés. Les autres ensembles de 10 trames TDMA ne sont pas soumis à la détection du canal EC-SCH.

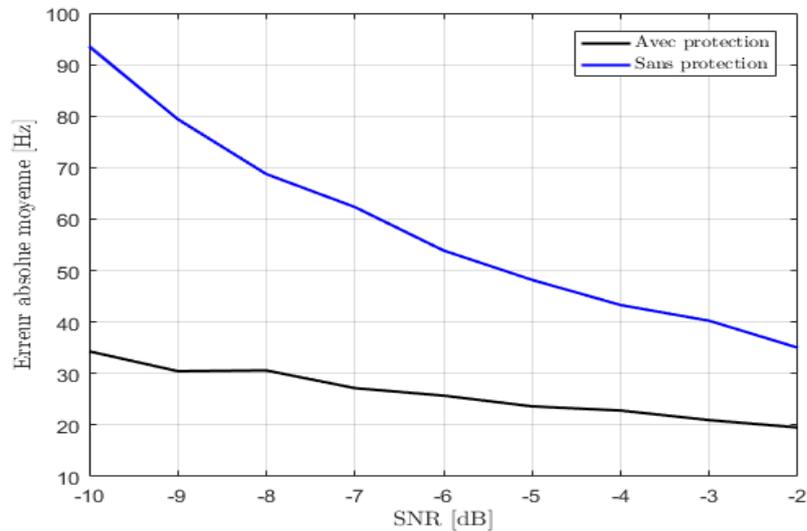


FIGURE 5.13 – Valeur de l’erreur absolue moyenne de correction du décalage en fréquence, en fonction du SNR, avec et sans application du mécanisme de protection. Les courbes ont été obtenues en simulation pour un offset en fréquence constant de 1 kHz.

5.3.2.1 Détection et synchronisation temporelle fine

On considère donc tout d’abord 10 trames TDMA débutant à la position estimée du *burst* FCCH. On sélectionne ensuite un ensemble d’échantillons pour chacune des trames TDMA, correspondant approximativement à chaque *burst* EC-SCH. Pour cela on se base sur la position du canal FCCH détecté précédemment. Cette position étant elle-même approximative, nous appliquons une fenêtre de 20 symboles autour des *bursts* EC-SCH. Ensuite, pour chaque groupement d’échantillons devant contenir un *burst* EC-SCH, nous tentons de détecter la séquence d’apprentissage étendue. Pour cela, on calcule une classique corrélation croisée avec la séquence d’apprentissage étendue, cette dernière étant connue du récepteur. La Fig. 5.14 présente la valeur absolue de la corrélation obtenue pour un groupement d’échantillons contenant un *burst* EC-SCH. La courbe a été obtenue en simulation pour un SNR de -5 dB. Le maximum de corrélation déterminera l’échantillon débutant la séquence d’apprentissage. On peut ainsi déduire l’échantillon débutant chaque *burst* EC-SCH. On considère qu’un des *bursts* EC-SCH est détecté si la valeur absolue de la corrélation dépasse le seuil de 64 (le maximum étant 256 dans notre implémentation). Si au moins 7 *bursts* EC-SCH sur les 10 sont ainsi détectés, alors l’ensemble des 10 trames TDMA valide l’étape de détection globale du canal EC-SCH. Ce point sera important pour les étapes de démodulations des canaux EC-SCH et EC-PDTCH.

Pour améliorer la synchronisation et profiter de la présence des 10 *bursts* EC-SCH, on effectue une moyenne pondérée des positions estimées de chaque *burst* EC-SCH, les poids correspondant aux valeurs absolues des corrélations obtenues. Dans cette moyenne, on ne considère que les canaux EC-SCH ayant individuellement validés l’étape de détection. Ainsi, on obtient une position optimale et commune pour les 10 *bursts* EC-SCH, nous permettant de sous-échantillonner et de nous ramener au débit symbole. Les *bursts* EC-SCH ayant validé l’étape de détection globale peuvent finalement être démodulés.

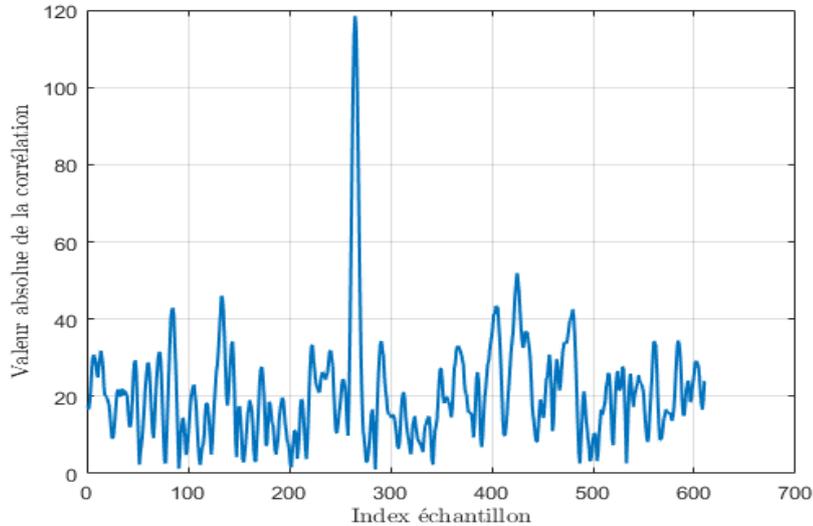


FIGURE 5.14 – Valeur absolue de la corrélation obtenue pour un groupement d'échantillons contenant un *burst* EC-SCH. Résultats obtenus en simulation pour un SNR de -5 dB.

5.3.2.2 Démodulation du canal EC-SCH

Pour l'étape de démodulation, nous avons donc 10 répétitions du même *burst* EC-SCH, échantillonnées au débit symbole. Ces répétitions peuvent être recombinaison selon un schéma de type IQ, Prefilter ou Chase, comme présenté dans les chapitres précédents. Nous appliquons un processus de démodulation très proche de celui utilisé dans les simulations du système de transmission complet, considéré dans les chapitres 3 et 4.

Tout d'abord, nous effectuons la rotation de phase inverse pour ramener les symboles MSK dans le même plan. Dans un premier temps, nous considérons une phase initiale nulle, cette opération étant effectuée individuellement pour chaque *burst* EC-SCH. Après cette étape, une recombinaison IQ peut avoir lieu. Ensuite, nous réalisons l'estimation du canal, individuellement pour chaque répétition (sauf en cas de recombinaison IQ). On isole donc la séquence d'entraînement étendue, puis le canal est estimé à l'aide de la méthode des moindres carrés. Les estimations obtenues nous permettent de réaliser une étape de pré-filtrage pour chaque répétition. Il s'ensuit une éventuelle recombinaison de type Prefilter, puis les répétitions restantes sont égalisées par un égaliseur de type MLSE. Le MLSE est implémenté à l'aide de l'algorithme SOVA, permettant d'obtenir des valeurs de LLR en sortie de l'égaliseur. Les *soft* bits de données utiles sont ensuite isolés des autres, et sont éventuellement recombinaison à l'aide du mécanisme de type Chase. Finalement, on réalise l'étape de décodage. Le décodeur employé est toujours de type APP, implémenté avec l'algorithme Max-Log-MAP. Les valeurs de BER et de BLER du canal EC-SCH peuvent ensuite être calculées. Les Fig. 5.15, 5.16 et 5.17 comparent les résultats de BER obtenus en simulation et en implémentation respectivement dans les cas d'une recombinaison de type IQ, Prefilter et Chase, en fonction du SNR et pour un nombre de *bursts* EC-SCH recombinaison différent. Un offset de -1 dB est toujours appliqué aux valeurs de SNR dans le cas de l'implémentation.

On peut constater les mauvais résultats obtenus par la recombinaison de type IQ. En effet, la correction du décalage en fréquence n'étant pas parfaite, un déphasage persiste entre les répétitions du canal EC-SCH, pouvant mener à une recombinaison IQ destructive, comme observée au chapitre 4. Par exemple, si le décalage en fréquence est d'environ 108

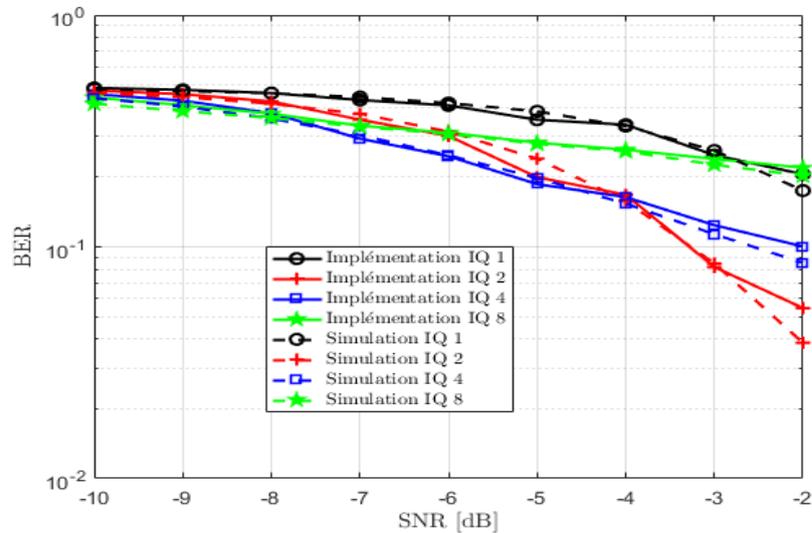


FIGURE 5.15 – Comparaison des performances de BER du canal EC-SCH obtenues en simulation et en expérimentation, dans le cas d’une recombinaison IQ, en fonction du SNR et pour différents nombres de répétitions recombinaisonnées.

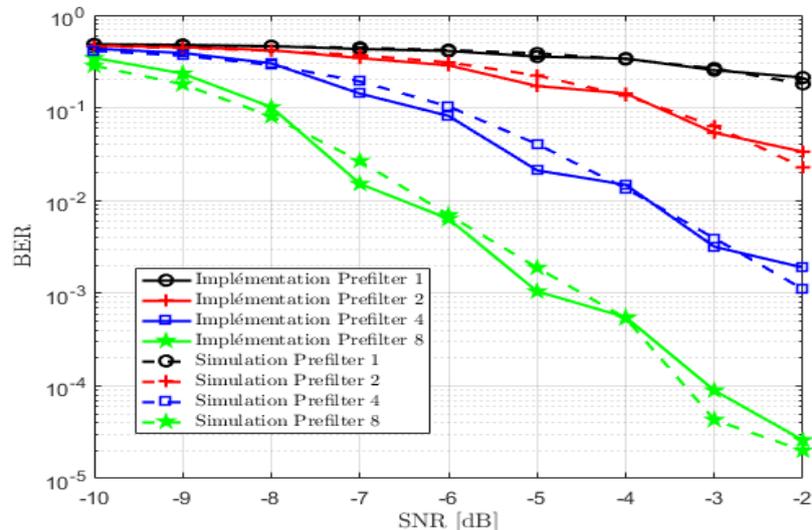


FIGURE 5.16 – Comparaison des performances de BER du canal EC-SCH obtenues en simulation et en expérimentation, dans le cas d’une recombinaison Prefilter, en fonction du SNR et pour différents nombres de répétitions recombinaisonnées.

Hz, alors les symboles de deux *bursts* EC-SCH successifs auront une différence de phase d’une valeur de π , menant donc à une recombinaison totalement destructive des symboles. Lorsque la valeur du SNR augmente, l’erreur de correction fréquentielle diminue, profitant ainsi aux schémas de recombinaison IQ impliquant un nombre plus faible de recombinaisons, ces recombinaisons présentant des symboles plus corrélés. Nous mettons donc en place un mécanisme ayant pour but d’améliorer les performances de la recombinaison de type IQ. Durant l’étape de détection du EC-SCH, on s’intéresse désormais à la valeur de la corrélation entre la séquence d’apprentissage reçue et la séquence d’apprentissage connue,

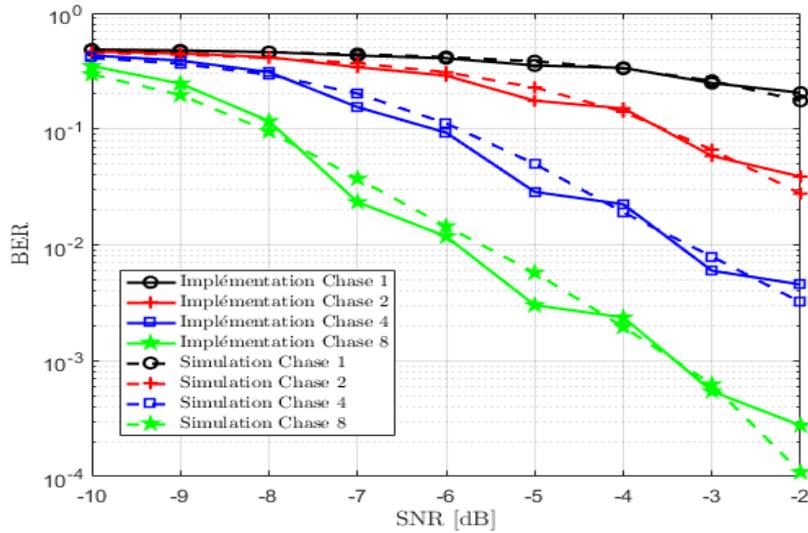


FIGURE 5.17 – Comparaison des performances de BER du canal EC-SCH obtenues en simulation et en expérimentation, dans le cas d’une recombinaison Chase, en fonction du SNR et pour différents nombres de répétitions recombinaisonnées.

mais déphasée. Typiquement, on considère les 4 états de phase initiaux du modulateur GMSK comme déphasages possibles : 0 , $\frac{\pi}{2}$, π et $\frac{3\pi}{2}$. Pour déterminer la phase la plus appropriée, les parties réelles des corrélations obtenues sont comparées. La corrélation présentant la partie réelle la plus importante, déterminera la phase associée au *burst* EC-SCH. Il faut noter que ce mécanisme n’est pas utilisé pour la détection du *burst*, ni pour la synchronisation, ces étapes restant basées sur la valeur absolue de la corrélation. La phase ainsi obtenue pour chaque *burst* est utilisée à l’étape de rotation de phase inverse. La Fig. 5.18 présente les résultats en termes de BER obtenus dans le cas d’une recombinaison de type IQ en appliquant ce principe. On constate une nette amélioration des performances, notamment lorsque le nombre de répétitions recombinaisonnées est plus élevé.

Tout d’abord, on peut constater que les courbes issues des simulations et des expérimentations concordent, validant le modèle choisi pour la simulation. Nous supposons que les variations observées dans le cadre de l’implémentation sont encore une fois dues aux variations de la puissance des interférences. En effet, les transmissions des échantillons pour différentes valeurs de SNR ont été effectuées à des instants différents, impliquant une plus grande variation du niveau d’interférences entre les différentes valeurs de SNR. Nous observons néanmoins un comportement cohérent des courbes obtenues par l’expérimentation vis à vis des simulations. On constate que le schéma de recombinaison IQ, corrigé en phase, offre les meilleures performances. Un gain proche des 3 dB de SNR lorsque le nombre de recombinaisons est doublé peut être observé, ce gain étant conforme aux études des chapitres précédents. En effet, le canal équivalent en réception peut être considéré comme presque constant, la recombinaison IQ étant ici protégée contre le décalage en fréquence. Les performances du mécanisme Prefilter sont très proches de celles du mécanisme IQ, mais le gain de 3 dB lorsque le nombre de recombinaisons est doublé n’est pas observé. La séquence d’entraînement étendue améliore les performances du processus d’estimation de canal, mais ce dernier reste imparfait et détériore tout de même les performances du mécanisme de recombinaison. Enfin, c’est le mécanisme Chase qui présente les moins bonnes performances des trois mécanismes. Les résultats obtenus sont conformes aux observations

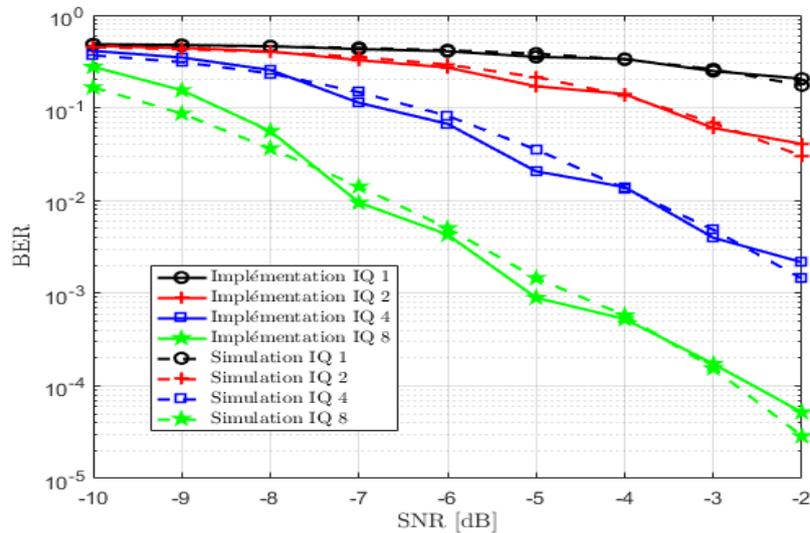


FIGURE 5.18 – Comparaison des performances de BER du canal EC-SCH obtenues en expérimentation, dans le cas d'une recombinaison IQ avec utilisation de l'information de phase, en fonction du SNR et pour différents nombres de répétitions recombinaisonnées.

effectuées dans les chapitres précédents. Des études plus étendues en termes de valeurs de SNR, et impliquant un plus grand nombre de bits, doivent être menées, aussi bien en simulation qu'en implémentation. L'objectif serait d'avoir un panel de performances plus large pour confirmer les observations réalisées sur ces premiers résultats.

Nous pouvons désormais nous intéresser aux *bursts* EC-PDTCH. Nous ne conservons que les ensembles de 10 trames TDMA où le canal EC-SCH a validé l'étape de détection globale. Ces ensembles sont gardés au débit symbole, en respectant les résultats de la synchronisation fine obtenus précédemment. Tout comme à la fin de la partie concernant le canal FCCH, nous appliquons un mécanisme de protection, non détaillé dans ce manuscrit, contre les fausses détections ou les détections que nous jugeons de qualité insuffisante. Les ensembles de trames TDMA ayant validés l'étape de protection peuvent ensuite être traités pour la démodulation du canal EC-PDTCH.

5.3.3 Étape de démodulation du canal EC-PDTCH

Le système étant déjà synchronisé en fréquence et en temps, nous pouvons donc directement tenter de démoduler le canal EC-PDTCH. Pour chaque ensemble de 10 trames TDMA, nous avons un total de 40 *bursts* EC-PDTCH, avec 4 *bursts* situés sur des *slots* successifs dans chaque trame TDMA. Nous décidons donc d'appliquer un schéma de recombinaison hybride de type IQ plus Prefilter (I-P) ou IQ plus Chase (I-C). La recombinaison IQ s'effectuera sur les *slots* consécutifs, avec un maximum de 4 *bursts* recombinaisonnés par trame TDMA. Le second type de recombinaison s'effectuera entre les trames TDMA.

La démodulation du canal EC-PDTCH est très similaire à celle du canal EC-SCH. La rotation inverse de phase appliquée est toujours effectuée avec une phase initiale nulle, les différences de phases entre les répétitions situées sur des *slots* successifs n'impactant supposément que peu la recombinaison IQ dans ce cas. Le canal est estimé à partir de la séquence d'entraînement extraite de chaque *burst* recombinaisonné par le mécanisme IQ. On réalise ensuite un pré-filtrage adapté au canal estimé, suivi d'une éventuelle recombinaison de type Prefilter. L'étape d'égalisation suivante se base sur le même égaliseur MLSE que

celui employé dans le cas de la démodulation du canal EC-SCH. Avant de réaliser une éventuelle recombinaison de type Chase, chaque *burst* est désentrelacé. Enfin, on effectue l'étape de décodage et les performances en termes de BER et BLER peuvent être obtenues. Les Fig. 5.19 et 5.20 présentent les performances de BER obtenues en simulation et en expérimentation, respectivement dans le cas d'une recombinaison de type I-P et I-C, en fonction du SNR, pour 4 trames recombinaisonées par le mécanisme IQ dans chaque trame TDMA. Le nombre de répétitions recombinaisonées par le second mécanisme varie, et est indiqué par la notation I-P-X ou I-C-X.

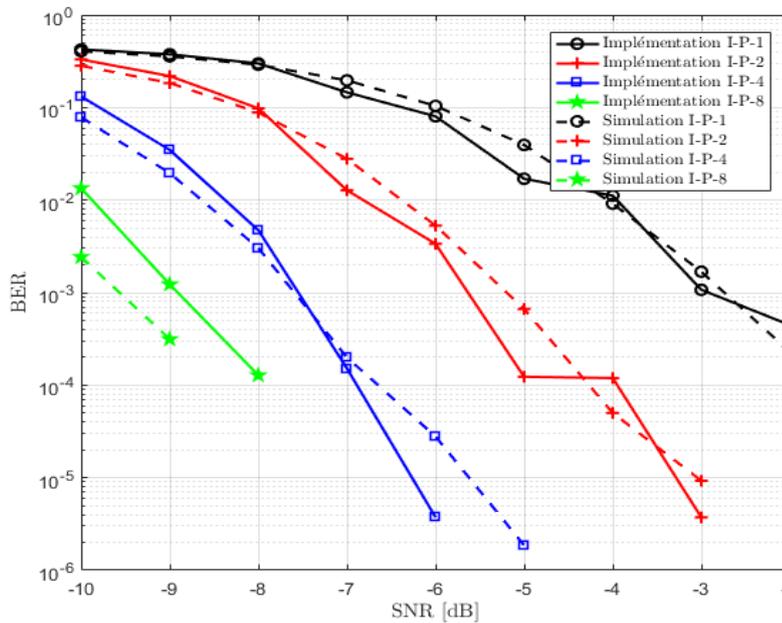


FIGURE 5.19 – Comparaison des performances de BER du canal EC-PDTCH obtenues en simulation et en expérimentation, dans le cas d'une recombinaison de type I-P, en fonction du SNR et pour 4 trames recombinaisonées par le mécanisme IQ. La notation I-P-X indique que X trames ont été recombinaisonées par le mécanisme Prefilter.

Tout d'abord, on peut constater que les résultats obtenus en simulation et en expérimentation concordent, malgré des différences plus marquées que dans le cas du canal EC-SCH. Ces différences peuvent toujours s'expliquer par une puissance d'interférences variable, et par le nombre total de bits testé, pouvant être insuffisant pour des valeurs de BER faibles. On peut constater que l'écart entre les performances simulées et expérimentales est plus important dans le cas du mécanisme I-P-8 et I-C-8, impliquant donc un total de 32 répétitions. L'origine de cet écart particulier n'est pas connu, mais le plus grand nombre de répétitions impliquées en est peut être la cause. En comparant globalement les performances obtenues par les schémas I-P et I-C, on peut conclure que les deux mécanismes ont des résultats très proches, et il n'est pas possible, au vu des imprécisions considérées, d'identifier un schéma qui soit plus performant que l'autre. Ces résultats restent cohérents avec ceux obtenus dans les analyses des chapitres précédents, où les performances des schémas I-P et I-C étaient également très proches, même si les mécanismes I-P avaient des performances légèrement supérieures. Des expérimentations et des simulations plus poussées sont donc encore une fois nécessaires.

La Fig. 5.21 compare les performances de BER du EC-PDTCH obtenues dans le cas

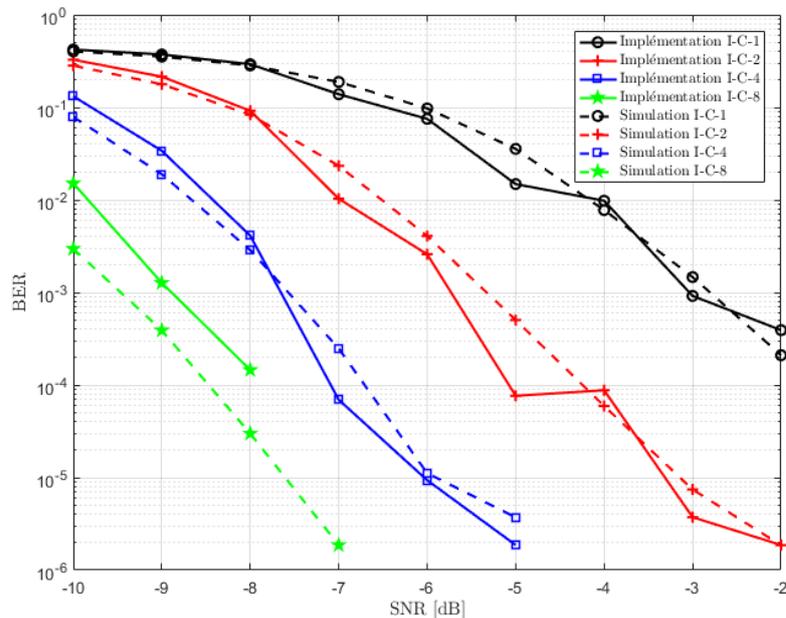


FIGURE 5.20 – Comparaison des performances de BER du canal EC-PDTCH obtenues en simulation et en expérimentation, dans le cas d’une recombinaison de type I-C, en fonction du SNR et pour 4 trames recombinaison par le mécanisme IQ. La notation I-C-X indique que X trames ont été recombinaison par le mécanisme Chase.

d’une recombinaison de type I-P, en fonction du SNR, pour un nombre de répétitions fixe, mais pour différents ratios entre les recombinaison de type IQ et Prefilter. Pour faciliter la lecture de la figure, seuls les résultats de simulation sont présentés, pour 8 et 16 trames recombinaison. On constate qu’il est préférable de recombinaison un plus grand nombre de répétitions par le mécanisme IQ, pour un nombre de recombinaison total constant. Ce résultat est conforme à celui obtenu lors des chapitres précédents, confortant l’idée que, dans le cas d’un canal constant, un plus grand nombre de recombinaison de type IQ permet une meilleure estimation de canal et améliore les performances du second mécanisme de recombinaison.

Conclusion de chapitre

Nous avons réalisé une implémentation d’un système EC-GSM-IoT simplifié, et analysé les performances obtenues pour différents mécanismes de recombinaison. L’implémentation matérielle nous permet de prendre naturellement en compte certaines imperfections matérielles et algorithmiques, comme une synchronisation en fréquence ou une estimation de canal imparfaites. Les premiers résultats obtenus ont été comparés à ceux des chapitres précédents, et ils confortent les observations effectuées dans le cadre des analyses théoriques et en simulation.

Néanmoins, plusieurs axes d’améliorations dans la réalisation des expérimentations doivent être étudiés, pour aller plus loin que les premiers résultats présentés dans ce manuscrit. L’utilisation d’une cage de Faraday permettrait de réduire fortement l’influence des interférences sur les performances et de rapprocher encore plus fidèlement les expérimentations des simulations. De plus, sauvegarder un plus grand nombre d’échantillons

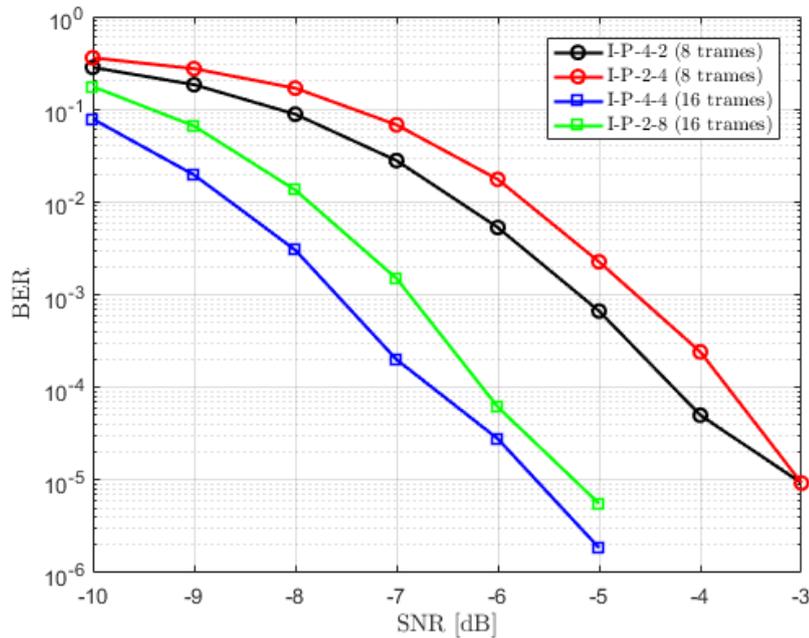


FIGURE 5.21 – Comparaison des performances de BER du EC-PDTCH obtenues en expérimentation dans le cas d’une recombinaison I-P, en fonction du SNR, pour un nombre de répétitions fixe, mais pour différents ratios entre les recombinaisons de type IQ et Prefilter.

pour chaque valeur de SNR conduirait à des résultats plus précis pour des valeurs de BER et BLER faibles. Nous disposons également d’un émulateur de canal SR5500 de chez Spirent, permettant d’émuler en temps réel une grande variété de canaux de propagation. Le canal est alors totalement configurable et reproductible. Cet émulateur nous permettrait de mettre en avant l’influence de l’évolution temporelle du canal de propagation sur les performances des différents mécanismes de recombinaison, notamment pour les schémas hybrides, et de comparer les résultats obtenus à ceux des chapitres précédents.

Conclusion et perspectives

Rappel du contexte de la thèse

Le domaine de l'IdO n'a cessé de se développer ces dernières années, le nombre d'applications et de services estampillés "IoT" augmentant continuellement. Plus récemment, ce développement s'est accéléré, notamment grâce à la mise en place de nouvelles solutions de connectivité performantes, dédiées à l'IdO. Car le principal challenge de l'IdO et des réseaux LPWAN associés, est de pouvoir allier une faible consommation d'énergie à des conditions de transmission pouvant être très défavorables. Ainsi, l'apparition de solutions propriétaires innovantes comme LoRa et Sigfox ont créé un fort engouement autour de l'IdO et de ses possibilités. De plus, ces solutions ont continué d'évoluer, Sigfox développant son réseau à travers le monde et LoRa suscitant l'intérêt des industriels et des opérateurs, à travers la création de la LoRa Alliance et le développement des protocoles LoRaWAN. Dans un même temps, le 3GPP standardisa trois solutions de connectivité pour l'IdO, basées sur les réseaux cellulaires (CIoT), nommées EC-GSM-IoT, LTE-M et NB-IoT, élargissant ainsi le champ des réseaux LPWAN. Ces standards modifient les technologies cellulaires 2G et 4G existantes, pour les adapter aux contraintes spécifiques de l'IdO. Leur objectif est de faire mieux que les solutions propriétaires, en profitant de l'environnement des réseaux cellulaires. Ils disposent ainsi de critères de qualité de service accrus, d'un réseau de stations de base préexistant et d'un réseau cœur aux capacités adaptées pour pouvoir soutenir la surcharge liée au trafic de l'IdO. De plus, grâce au travail de mise à jour mené par le 3GPP au travers des Releases, les standards CIoT bénéficient d'une amélioration et d'une adaptation au besoin continues. Ainsi, les évolutions de ces standards en Release 14 ont par exemple permis des augmentations notables de débit et de couverture, de même que l'ajout de nouveaux services. Tout un écosystème se développe donc autour des technologies cellulaires dédiées à l'IdO, de nouvelles évolutions étant attendues pour l'année 2018 et la Release 15.

Apports et résultats

C'est dans ce contexte très changeant que s'est inscrite cette thèse, s'intéressant aux techniques d'extension de couverture employées par les différentes solutions CIoT, et plus particulièrement au mécanisme de répétitions en aveugle. Le système GSM étant la technologie cellulaire la plus répandue à travers le monde et les modems 2G étant bons marchés et peu complexes, nous avons estimé que les systèmes 2G constituaient un excellent candidat pour le futur des solutions CIoT. Ainsi, nous avons utilisé le cas d'application des systèmes 2G pour notre étude. Nous avons comparé les performances de différents mécanismes de recombinaison au sein d'un récepteur GSM/GPRS classique. Les résultats obtenus en théorie et en simulation ont mis en évidence l'impact de l'évolution temporelle du canal de propagation sur les performances de ces mécanismes. Ces résultats ont également permis de

faire ressortir les avantages et les inconvénients de chaque schéma de recombinaison.

Dans un second temps, nous avons considéré la présence de certaines imperfections au niveau de la chaîne de réception, avec l'objectif de mesurer leur impact sur les performances. Ainsi, nous avons montré à l'aide d'études théoriques et de simulations, que la présence d'un décalage en fréquence détériore significativement les performances du mécanisme de recombinaison IQ. De même, nous avons introduit des schémas de recombinaison hybrides dans le contexte d'une estimation de canal imparfaite, ces schémas profitant des avantages de chaque mécanisme de recombinaison impliqué. L'analyse théorique, ainsi que les simulations menées, ont montré l'intérêt des schémas de recombinaison hybrides dans le contexte d'une estimation de canal imparfaite. Encore une fois, l'impact de la diversité temporelle du canal de propagation sur les performances a été exposé.

Enfin, nous avons réalisé une implémentation basée sur deux cartes radio de type USRP et sur un canal de propagation de type AWGN. L'implémentation permet de prendre en considération les imperfections inhérentes au matériel, ainsi que les limitations des algorithmes de synchronisation fréquentielle et d'estimation de canal. Nous avons utilisé une version simplifiée du standard EC-GSM-IoT pour mener ces expérimentations. Cette implémentation nous a permis de confirmer les observations effectuées lors des différentes analyses théoriques et lors des simulations précédentes.

Qu'ils aient été obtenus par l'analyse théorique, la simulation, ou l'implémentation matérielle, les résultats de cette thèse permettent dans leur ensemble de mieux évaluer les performances des différents mécanismes de recombinaison étudiés. En conséquence, une optimisation du choix du mécanisme de recombinaison en fonction de l'application est rendue possible. Une adaptation intelligente du nombre de répétitions employées permettrait ainsi de réaliser des économies d'énergie, en accord avec le contexte de l'IdO, où la ressource énergétique est limitée.

Perspectives

Bien que cette thèse ait employé les systèmes 2G comme cas d'application, les résultats obtenus peuvent être étendus à d'autres systèmes. Notamment dans le cadre des solutions CIoT, où les standards LTE-M et NB-IoT utilisent un très grand nombre de répétitions aveugles pour étendre la couverture de la technologie LTE sur laquelle ils se basent. Les solutions propriétaires LoRa et Sigfox emploient également un mécanisme de répétition en aveugle, mais dans une moindre mesure. Ainsi, Le mécanisme de répétition en aveugle se retrouve dans les principales technologies de connectivité de l'IdO, et les résultats fournis par cette thèse pourront aider à choisir le mécanisme de recombinaison le plus adapté en fonction de l'application visée. De même, l'adaptation dynamique du schéma de recombinaison employé en fonction des conditions de transmission, est une perspective intéressante qui doit être étudiée.

Le mécanisme de répétition est donc employé par l'ensemble des solutions CIoT, et son utilisation est justifiée par ses nombreux avantages. En effet, ce mécanisme introduit une complexité faible à la fois en émission et en réception, ainsi qu'une grande simplicité de redimensionnement si une extension de couverture supplémentaire est souhaitée. Néanmoins, c'est un mécanisme dont les performances dépendent de nombreux facteurs externes, comme démontré dans ce manuscrit. Ainsi, en vue des futures évolutions des solutions CIoT, de nouvelles techniques d'extension de couverture sont recherchées, et plus particulièrement pour la voie montante, qui est la plus contraignante en termes de bilan de liaison. L'emploi de code correcteur d'erreurs de type LDPC (*Low Density Parity Check*) ou polaire à très bas rendement est une possibilité privilégiée. Ce type de code implique une

faible complexité au niveau de l'émetteur, en contrepartie d'un décodage complexe. Mais le décodeur étant situé au sein de la station de base, cet aspect n'est pas un problème et l'emploi de codes performants en voie montante pourrait ainsi améliorer significativement le bilan de liaison. Les systèmes profiteraient donc d'une extension de couverture supplémentaire, mais aussi d'une consommation d'énergie réduite pour les objets à couverture équivalente. De plus, les objets pourraient émettre moins longtemps, augmentant dans un même temps la capacité du système en voie montante. Le choix du (des) bon(s) code(s) est néanmoins un sujet très délicat, notamment au sein du 3GPP où les questions politiques se mêlent à l'intérêt technique. De plus, des études restent nécessaires pour estimer le gain exact apporté par l'utilisation de codes correcteurs d'erreurs à bas rendement, notamment en termes d'économies d'énergie et de capacité. Enfin, il semble difficile de se passer totalement de répétitions, et le système final devra certainement employer un mécanisme de répétitions en aveugle en complément des codes correcteurs. La proportion optimale de répétitions à utiliser en fonction du rendement de codage choisi et des conditions de transmission, doit également faire l'objet d'études approfondies.

Concernant le développement actuel et futur des solutions CIoT, les premiers réseaux LTE-M sont d'ores et déjà déployés, notamment aux États-Unis avec les opérateurs AT&T [62] et Verizon [63]. L'exploitation de réseaux NB-IoT est prochainement prévue par certains opérateurs, mais son implémentation semble plus complexe que celle du système LTE-M. En revanche, malgré les atouts techniques proposés par le standard EC-GSM-IoT, ce dernier n'a pas su séduire les acteurs du marché, qui ont pu douter de la pertinence économique de réinvestir dans les infrastructures 2G, au profit des systèmes 4G. De manière générale, les solutions CIoT sont donc amenées à perdurer et à évoluer, tout en restant compatible avec les technologies CIoT précédentes, la durée de vie attendue des objets étant de l'ordre de la dizaine d'années.

Dans les années à venir, on prévoit que l'IdO continue de grandir et prenne réellement sa dimension "massive", avec une densité attendue d'un million d'objets par kilomètre carré en ville. La standardisation d'une nouvelle solution CIoT dans le cadre des technologies 5G, aspect de la 5G également appelé mMTC (*Massive Machine Type Communications*), est donc nécessaire, pour être en mesure de continuer à fournir une solution de connectivité performante et adaptée à l'IdO. Et alors que la première Release dite 5G, la Release 15, est prévue en mai 2018, la standardisation de la solution mMTC est quant à elle prévue dans les années 2020 pour la Release 16 ou 17, même si aucune décision ferme n'a été arrêtée pour le moment. En effet, beaucoup de choix technologiques sont encore à réaliser, comme l'emploi de techniques d'accès multiples non-orthogonaux NOMA (*Non Orthogonal Multiple Access*) ou encore le choix de la technologie de transmission utilisée. Néanmoins, il est d'ores et déjà établi que l'utilisation de répétitions pour les voies montantes et descendantes est incontournable.

Devant le succès des solutions 4G CIoT, les solutions propriétaires LoRa et Sigfox ne sont pas en reste. L'entreprise Sigfox continue d'étendre son réseau et de gagner de nouveaux clients, sa technologie s'adressant à des cas d'usage spécifiques à très bas débit et très basse consommation d'énergie, n'impliquant pas ou très peu d'informations en voie descendante. Concernant la technologie LoRa, certains opérateurs voient une complémentarité entre les solutions LTE-M et LoRa, cette dernière permettant d'obtenir une consommation d'énergie plus faible dans les bonnes conditions. En effet, le standard LTE-M se destine particulièrement à des applications souhaitant avoir des débits élevés, tout en ayant une complexité faible et des critères de qualité de services élevés. Il y a donc une fenêtre pour la solution LoRa, visant les applications souhaitant émettre peu de données, allié à une consommation d'énergie très faible, la technologie LoRa disposant en plus d'un système

d'adaptation de puissance et de débit. Néanmoins, le cas d'usage doit être adapté aux contraintes des réseaux LoRa, notamment à cause de son fonctionnement sur les bandes libres. Par exemple, les compteurs d'eau connectés, émettant de très faibles quantités de données et à des intervalles de temps espacés, représentent un cas d'usage adapté à la solution de connectivité LoRa. Cette complémentarité se retrouve moins avec le standard NB-IoT, ciblant déjà des applications bas débits et à faible consommation énergétique.

À l'heure actuelle, on peut donc constater la présence d'un grand nombre de solutions de connectivité dédiées à l'IdO, démontrant l'engouement autour de ce concept. Néanmoins, chaque objet doit effectuer un choix parmi ces solutions, et il n'est pas certain que toutes les solutions actuelles survivront lorsque l'ensemble du marché se sera positionné. De plus, au delà des aspects technologiques, la question de l'adoption sociale de l'IdO se pose : s'il semble acquis que la société évoluera dans ce sens, la vitesse à laquelle se fera cette évolution reste encore difficile à prédire car elle dépendra de l'acceptation sociale de cette communication omniprésente et autonome des objets du quotidien.

Annexes

A Complément d'informations sur les technologies 3G

A.1 Le principe du CDMA en UMTS

Pour mieux cerner le concept sur lequel repose le multiplexage par code, nous proposons d'utiliser l'exemple de la famille de codes orthogonaux utilisée par l'UMTS, les codes de Walsh-Hadamard. Ces codes sont construits à l'aide des matrices de Walsh-Hadamard selon le schéma suivant,

$$H_M = \begin{bmatrix} H_{M/2} & H_{M/2} \\ H_{M/2} & -H_{M/2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Pour les premières valeurs de M on a donc,

$$H_1 = (+1), \quad H_2 = \begin{pmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \end{pmatrix}, \quad H_4 = \begin{pmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.2})$$

En considérant la matrice H_4 , chaque ligne ou chaque colonne est un code possible. On a donc 4 codes de longueur $SF = 4$. Ces codes sont orthogonaux, donc leur corrélation croisée est nulle. La corrélation croisée des deux premières séquences de la matrice H_4 , $[+1, +1, +1, +1]$ et $[+1, -1, +1, -1]$, est calculée ainsi,

$$1 \times 1 + 1 \times (-1) + 1 \times 1 + 1 \times (-1) = 0. \quad (\text{A.3})$$

Ces codes sont donc parfaitement orthogonaux. En réception, il suffit donc de multiplier le signal reçu par la séquence employée lors de l'opération d'étalement pour obtenir la valeur d'origine du symbole. Soit a la valeur du symbole interférant utilisant la première séquence de H_4 , et b la valeur du symbole recherché utilisant la seconde séquence de H_4 . En supposant que le signal reçu soit uniquement égal à la somme des deux signaux émis, on obtient,

$$(a + b) + (-1) \times (a + (-1) \times b) + (a + b) + (-1) \times (a + (-1) \times b) = 4 \times b. \quad (\text{A.4})$$

On peut ainsi retrouver le symbole recherché, en éliminant le(s) symbole(s) interférant(s). C'est sur ce principe que repose le CDMA.

A.2 Description des technologies HSPA et HSPA+

Tout commença avec la Release 5 en 2002, et la mise en place du HSDPA (*High Speed Downlink Packet Access*), ayant entre autres pour objectif une augmentation du débit en voie descendante, ainsi qu'une réduction de la latence. Le système UMTS avait été pensé à la base pour le transfert de données volumineuses et était donc inadapté à des transmissions

courtes mais fréquentes, comme celles générées par la consultation d'un réseau social, et plus généralement lors de l'utilisation d'un *smartphone*. L'HSDPA offre donc une plus grande dynamique à la voie descendante de l'UMTS, avec des allocations de ressources plus rapides grâce à une fonction d'ordonnancement ou *scheduling*, et une meilleure adaptation de lien, avec le mécanisme nommé AMR (*Adaptive Modulation and Coding*). L'AMR permet une adaptation dynamique de la robustesse du codage de canal en fonction de la qualité du lien radio, cette technique nécessitant la présence d'une voie de rétroaction du récepteur vers l'émetteur, ce dernier devant potentiellement modifier le codage de canal effectué. De plus, un nouveau mécanisme d'acquittement Type II HARQ est mis en place au niveau de la couche physique. Dans le cas du système UMTS classique, seul un mécanisme ARQ simple était utilisé entre l'UE et le RNC. Désormais, les échanges d'acquittements se limitent au lien entre l'UE et le Node B, réduisant ainsi la latence du mécanisme. Le HSDPA supporte le Type II HARQ IR (*Incremental Redundancy*), déjà employé dans le système EDGE (voir la section 1.2.1.4), ainsi que le Type II HARQ Chase. Ce dernier mécanisme permet une recombinaison des trames répétées juste avant le processus de décodage du code correcteur d'erreurs. À la différence du mécanisme de redondance incrémentale IR, l'émetteur retransmet des trames identiques, qui seront stockées au niveau du récepteur pour être recombinaisonnées. Il a néanmoins été démontré que la technique IR offrait généralement de meilleures performances que le mécanisme Chase pour un rendement de codage de canal donné, au prix d'une plus grande complexité. Enfin, un autre ajout majeur concernant la couche physique est la possibilité d'utiliser une modulation d'amplitude en quadrature à 16 états ou 16-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), doublant ainsi le débit maximal en voie descendante. Ce dernier a pour valeur 14 Mbps au niveau de la couche physique d'après la norme. Des améliorations équivalentes sont apportées en voie montante avec la Release 6 en 2005, regroupées sous le terme de HSUPA (*High Speed Uplink Packet Access*). Une modulation QPSK semblable à celle de la voie descendante de l'UMTS est introduite. La modulation 16-QAM en voie montante n'apparaîtra qu'avec la Release 7 en 2007, mais l'implémentation réelle des UE limitera le débit atteignable à environ 6 Mbps (voir la conclusion 1.2.2.4 pour des détails sur les débits réels). L'objectif est principalement ici de réduire la latence de la voie montante, facteur limitant dans le système à l'époque. C'est l'ensemble HSDPA et HSUPA qu'on nomme communément HSPA.

En Release 7, une modulation 64-QAM est également ajoutée pour le HSDPA, ainsi que l'utilisation des techniques multi-antennes MIMO¹ (*Multiple-Input Multiple-Output*) en voie descendante, même si certaines techniques de transmission multi-antennes étaient déjà incorporées lors de la Release 99 pour l'UMTS. Le MIMO regroupe un ensemble de mécanismes utilisant la présence de plusieurs antennes en émission et en réception. La présence de plusieurs antennes en réception suffisamment espacées, permet, entre autres, d'employer des techniques de traitements améliorant les performances du système. On parlera alors de diversité de réception. La séparation des antennes en émission et/ou en réception conditionnera la décorrélation des canaux de propagation subie par les signaux transmis/reçus sur chaque antenne. On privilégiera donc un écart suffisant entre les antennes, de sorte que, si un canal de propagation spatial est défavorable, un second peut être de meilleure qualité. Ainsi, parmi les mécanismes de diversité de réception, on comptera le gain de diversité, permettant de n'utiliser que l'antenne recevant le meilleur signal, ainsi que le gain de recombinaison cohérente et le gain de réjection d'interférence. La recombinaison

1. On pourra noter l'utilisation parfois abusive du terme "techniques MIMO", pour des mécanismes n'employant spécifiquement que plusieurs antennes en réception ou en émission. L'emploi du terme MIMO étant le plus répandu, nous l'utiliserons également, même s'il serait parfois plus juste de parler de techniques MISO (une seule antenne de réception) ou SIMO (une seule antenne d'émission).

naison cohérente permet, comme son nom l'indique, de recombinaison de manière cohérente les signaux reçus par les différentes antennes, de sorte à maximiser la puissance globale du signal et ainsi améliorer les performances. Enfin, la réjection d'interférences permet de supprimer des sources d'interférences externes au système. En théorie, N antennes en réception peuvent supprimer $N - 1$ sources d'interférences. Ces techniques de diversité de réception ne sont pas obligatoires, mais améliorent les performances du récepteur. En émission, on va distinguer 3 techniques. On considère tout d'abord la diversité de transmission, similaire au gain de diversité évoqué pour la réception. Il est aussi possible de précoder les données de façon particulière, de sorte à faciliter leur démodulation en réception. Ces codes utilisent une dimension supplémentaire, comme le temps ou la fréquence, et on parle alors de code espace-temps ou espace-fréquence. Dès la Release 99, l'UMTS prévoit l'emploi d'un code espace-temps en voie descendante, technique nommée STTD (*Space-Time Transmit Diversity*) au 3GPP. De même, l'utilisation du *beamforming*, seconde technique de transmission MIMO en voie descendante, est incorporée dans la Release 99. Cette dernière permet, avec la présence d'une boucle de retour du récepteur, de concentrer l'énergie du signal émis dans la direction du récepteur. L'émetteur crée ainsi une sorte de faisceau dirigé vers le récepteur, à la manière d'une antenne directive. Le *beamforming* doit utiliser des antennes corrélées pour être correctement réalisé. L'augmentation du nombre d'antennes participant au *beamforming* améliore l'étalement du faisceau. La troisième et dernière technique utilisée est celle du multiplexage spatial mono-utilisateur ou SU-MIMO (*Single-User MIMO*). À la différence des deux techniques précédentes, cette dernière n'apparaît qu'en Release 7, et implique la présence de plusieurs antennes en réception et en émission. L'UE doit donc posséder plusieurs antennes réceptrices, ce qui en augmente la complexité. De plus, les antennes doivent être suffisamment espacées, ce qui implique des contraintes de dimension sur les antennes et l'UE. Néanmoins, alors que les mécanismes précédents ne permettaient d'envoyer qu'un seul flux de données, le SU-MIMO permet la transmission de plusieurs flux de données indépendants sur les mêmes ressources temps-fréquences, en les séparant sur le plan spatial. Chaque flux est transmis sur une couche spatiale (terme consacré) à destination d'un même récepteur. Le débit se trouve donc multiplié par le nombre de couches spatiales. La Release 7 introduit du SU-MIMO à deux couches spatiales ou 2×2-MIMO (2 antennes en émission et 2 en réception). Le nombre maximal de couches spatiales est limité par le nombre minimum d'antennes en émission et réception. Pour permettre le SU-MIMO, il est important que les canaux de propagation de chaque couche spatiale soient peu corrélés, ce qui limite l'utilisation de cette technique. Par exemple, un Node B et un UE en ligne de vue ne pourront pas employer du SU-MIMO. Dans le cadre du CDMA, les flux de données étant multiplexés spatialement, il est possible de réutiliser les mêmes codes sur chaque antenne. Encore une fois, les techniques évoquées ici utilisant plusieurs antennes d'émission ne sont utilisables que pour la voie descendante en Release 7. À partir de la Release 11, ces mécanismes deviennent aussi utilisables en voie montante.

Les Releases 8 à 12 mirent en place progressivement le système HSPA+, composé du *Dual-Carrier HSDPA* (DC-HSDPA) et du *Dual-Carrier HSUPA* (DC-HSUPA), même si certaines sources considèrent l'introduction du SU-MIMO en Release 7 comme le début du HSPA+. Contrairement aux mécanismes d'augmentation de débit précédemment cités, utilisant des modulations d'ordres plus élevés ou un multiplexage spatial, le principal mécanisme ajouté par le HSPA+ est l'agrégation de porteuses. Cette agrégation permet donc à l'émetteur d'utiliser non plus une seule bande de 5 MHz, mais plusieurs, contiguës ou non. L'appellation *Dual-Carrier* fait référence à l'utilisation de deux porteuses par un même UE ou un même Node B. L'utilisation de plusieurs porteuses multiplie d'autant le débit maximal, mécanisme que l'on peut allier à une modulation d'ordre élevé et un multiplexage

spatial MIMO. Au final, il est possible d'obtenir des débits de plusieurs centaines de Mbps en voie descendante. Le HSPA+ fait d'ailleurs partie des systèmes IMT-Advanced, descendant des systèmes IMT-2000, et qui constituent les normes dites 4G. Le multiplexage spatial maximal utilisé dans le système HSPA+ est le schéma 4×4-MIMO en voie descendante et 2×2-MIMO en voie montante en Release 12.

On remarquera que la plupart de ces techniques concernent des transmissions disposant d'un bilan de liaison bon à très bon. L'utilisation de modulations d'ordres élevés rend la transmission plus sensible aux interférences et au bruit. De même, le multiplexage spatial demande des techniques de réception avancées. Ces mécanismes sont donc plutôt destinés aux UE proches du Node B. Pour les UE en bordure de cellule, la Release 11 met en place le mécanisme HSDPA *multiflow*. Ces UE disposant d'un bilan de liaison moyen à faible avec leurs cellules principales, mais également avec les cellules avoisinantes, il est possible d'utiliser la réutilisation des porteuses duplexes entre cellules voisines pour augmenter le débit maximal. En effet, il devient possible à un UE placé dans de telles conditions de recevoir des données de la part de différentes cellules voisines simultanément. On parlera alors de *primary cell* pour la cellule principale et d'*assisting cell* pour la (ou les) cellules assistant la cellule principale. Cette technique peut être combinée avec l'agrégation de porteuses.

De nombreuses autres améliorations ont été apportées par les Releases successives. Nous avons décidé d'en éluder la majeure partie pour nous concentrer sur les mécanismes généraux d'augmentation du débit apportés par le HSPA et le HSPA+. De plus, l'utilisation de ces mécanismes implique une forte hausse de la complexité, notamment au niveau de l'UE, entraînant des contraintes de conception non détaillées ici.

B État de l'art des techniques de localisation

B.1 Localisation pour l'IdO basée sur les réseaux cellulaires

De nos jours, l'ensemble des *smartphones* sont équipés d'un système de localisation par satellite, le plus répandu étant le système GPS (*Global Positioning System*). Le GPS, solution déployée par l'armée des États-Unis d'Amérique à la fin des années 70 et toujours gérée par cette dernière, a ainsi révolutionné la manière de se localiser et d'organiser ses déplacements. Le GPS repose sur un réseau d'une trentaine de satellites en orbite basse, tous équipés d'horloges atomiques ultra précises. Les horloges dérivant de quelques nanosecondes par jour, elles sont régulièrement resynchronisées depuis le sol, permettant au réseau de satellites de rester synchrone. On pourra d'ailleurs noter la présence de corrections relativistes non négligeables, le temps ne s'écoulant pas à la même vitesse entre le réseau de satellites et la surface de la Terre (théorie de la relativité d'Einstein). Chaque satellite émet continuellement un signal contenant son identifiant, sa position et l'instant de transmission. Ainsi, à partir des signaux de 3 satellites, un récepteur peut déterminer sa position comme l'intersection de 3 sphères et de la surface terrestre. Mais le récepteur n'est généralement pas synchronisé avec le réseau satellitaire, et un quatrième satellite est alors nécessaire pour calculer la dérive d'horloge du récepteur par rapport à celles des satellites. Le système GPS peut donc également fournir une référence de temps commune à d'autres systèmes. Dans des conditions standards, le récepteur GPS dispose toujours de plus de 4 satellites pour déterminer sa position, améliorant ainsi la précision du système. Ainsi, une précision de l'ordre d'une dizaine de mètres peut être typiquement obtenue. En 2003, l'Union Européenne décida, en collaboration avec l'Agence Spatiale Européenne, de lancer son propre système de localisation par satellite nommé Galileo, dans un souci d'indépendance vis à vis du système américain. Le lancement des derniers satellites est prévu pour l'horizon 2020. Des systèmes équivalents russe (GLONASS) et chinois (Beidou-1 et 2) existent également.

Bien que précise et disponible en extérieur sur toute la surface terrestre, la localisation par satellite possède de nombreux inconvénients. Elle est notamment très consommatrice en énergie et requiert des composants matériels dédiés. De plus, il est nécessaire d'être en situation de ligne de vue (LOS pour *Line of Sight*) des satellites, les performances se retrouvant donc fortement détériorées en intérieur, dans les zones urbaines trop denses ou sous un feuillage trop épais. Néanmoins, d'autres techniques de localisation, moins complexes et plus économes en énergie, sont utilisées sur les réseaux cellulaires. Dans le cadre de l'IdO, de nombreuses applications requièrent la possibilité de pouvoir localiser un objet avec des exigences variables. Ainsi, la localisation d'un conteneur poubelle, d'une place de parking libre ou d'une flotte de capteurs auront des contraintes et des besoins différents. Il convient donc de choisir des solutions de localisation adaptées aux contraintes spécifiques de l'IdO et la localisation par satellite ne semble pas être pleinement compatible.

Dans la suite de cette annexe, nous proposons un tour d'horizon rapide des principales techniques de localisation disponibles dans le cadre des réseaux cellulaires. Nous utiliserons la terminologie des réseaux cellulaires 2G (BTS, MS, TA ...), mais les techniques citées sont valables pour l'ensemble des générations cellulaires. De manière générale, les techniques de

localisation sont classées selon 3 catégories [64] : les solutions basées sur le réseau (*network based*), celles basées sur le MS (*MS based*) et celles assistées par le MS (*MS assisted*). Dans une solution basée sur le réseau, ce sont les BTS qui effectuent des mesures et calculent la position du MS. À l'inverse, si la solution est basée sur le MS, c'est ce dernier qui doit effectuer les mesures, évaluer sa position. Enfin, dans le cas d'une solution assistée par le MS, ce dernier effectue les mesures, mais les transmet ensuite au réseau, disposant d'une entité dédiée aux calculs de positionnement. À noter qu'une solution peut appartenir à plusieurs catégories, selon la manière d'effectuer les mesures. Dans le cadre de l'IdO, on préférera une solution basée sur le réseau ou assistée par le MS, la localisation devant être connue du côté réseau, et les calculs devant préférentiellement être effectués par le réseau, pour ne pas augmenter la complexité de l'objet.

B.1.1 *Assisted GPS (A-GPS)*

L'A-GPS est une technique de localisation basée sur le GPS (ou tout autre système de localisation par satellite) permettant d'accélérer l'obtention du premier positionnement, aussi appelé premier "fix" ou "fix à froid". Pour réussir à se positionner, le récepteur GPS a besoin de la table d'éphémérides des satellites, contenant la position des satellites à un instant donné. Cette table est transmise par chaque satellite au débit de 50 bps, pour une validité de 4 heures. Suivant la qualité du signal en provenance des satellites, le premier fix peut prendre plusieurs minutes. L'A-GPS permet, à partir des réseaux cellulaires (ou plus simplement d'une connexion Internet), de télécharger rapidement la table d'éphémérides et donc de réduire le temps du premier fix à quelques secondes. De plus, la table fournie peut avoir une période de validité de plusieurs jours. L'A-GPS permet donc de diminuer la latence et donc la consommation d'énergie du récepteur GPS. En revanche, la complexité et les conditions de fonctionnement restent inchangés.

B.1.2 *Cell Identification (Cell-Id)*

La technique du Cell-Id est certainement la méthode de localisation la plus simple basée sur les réseaux cellulaires. Grâce à l'identifiant de chaque cellule, il est possible de déterminer quelle BTS sert le MS souhaitant être localisé. De plus, la position des différentes BTS est précisément connue. On peut donc directement associer les coordonnées de la BTS au MS. Si la BTS est sectorisée, il est également possible d'identifier le secteur auquel appartient le MS. La position estimée du MS est alors le centre du secteur considéré. Enfin, la précision peut encore être améliorée, en ajoutant la connaissance du TA, c'est à dire le temps de propagation des ondes entre la BTS et le MS. On peut alors placer le MS sur un cercle, dont le centre est la BTS. Le regroupement de ces trois informations (Cell-Id + Secteur + TA) est présenté sur la Fig. B.1. On nomme parfois cette solution E-CellId pour *Enhanced Cell-Id*. Comme la valeur attribuée au TA possède une marge d'erreur, le cercle est remplacé par un anneau, dont la largeur augmente avec l'imprécision du TA.

En principe, la technique du (E-)CellId ne demande pas de calculs, ni d'échanges d'informations supplémentaires entre le réseau et le MS, de sorte qu'elle peut être effectuée de façon totalement transparente. Néanmoins, s'il est mobile, le MS doit posséder une valeur à jour du TA, impliquant la présence de transmissions sur la voie montante. Mais l'inconvénient principal est la précision, qui dépend surtout de la taille de la cellule. Même en ville, l'erreur de positionnement peut atteindre plusieurs centaines de mètres, et en zone rurale, il sera question de plusieurs kilomètres. Néanmoins, un faible niveau de précision peut être suffisant pour certaines applications. Cette technique permet par exemple de localiser grossièrement une flotte d'objets ou encore le déplacement d'un objet à travers une

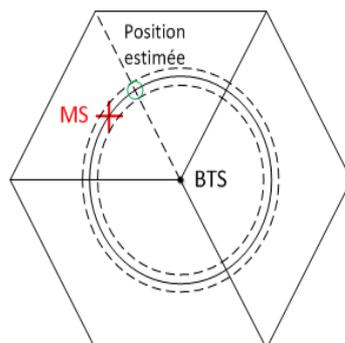


FIGURE B.1 – Exemple de localisation par ECell-Id (Cell-Id + Secteur + TA).

ville. De plus, l'absence d'impacts supplémentaires sur la consommation d'énergie en fait une solution de choix pour une première approximation de localisation.

B.1.3 (*Received Signal Strength Indication*) (RSSI)

La localisation par mesure de la puissance du signal reçu est une technique très répandue, car applicable à la grande majorité des systèmes de transmission sans fil [65] [66] [67] [68]. La valeur de la puissance reçue est généralement décrite sous la forme d'un indicateur, le RSSI, et on peut alors parler de localisation par RSSI. Cette technique repose sur le fait que la puissance d'un signal émis va décroître progressivement avec la distance parcourue. À l'aide du RSSI, un MS peut alors évaluer la distance le séparant de la BTS en question (ou inversement). Pour obtenir des valeurs de RSSI fiables, le récepteur doit moyennner la puissance reçue sur une certaine période de temps, de sorte à masquer les effets de l'évanouissement rapide (*fast fading*).

Ainsi, à l'aide du RSSI d'au moins 3 BTS, un MS peut déterminer approximativement sa position. Mais pour faire correspondre une valeur de RSSI à une distance, il est nécessaire de connaître l'atténuation subite par le signal en fonction de la distance. Or, cette fonction d'atténuation n'est à priori pas connue et on doit alors utiliser un modèle prédéterminé. Le modèle le plus simple est celui de l'atténuation en espace libre, décrit par

$$A = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2, \quad (\text{B.1})$$

avec A l'atténuation (en linéaire ici), λ la longueur d'onde en mètre et d la distance entre la BTS et le MS en mètre également. En pratique, ce modèle est rarement vérifié, et des modèles plus complexes doivent être employés, en particulier en milieu urbain ou en intérieur. De plus, la calibration de ces modèles est souvent délicate et propre au cas d'usage. Par exemple, si un objet se trouve en extérieur, dans une rue, et qu'un autre se trouve en-dessous de lui sous terre, les valeurs de RSSI peuvent être très différentes, alors que les distances parcourues sont quasiment identiques. Le choix du bon modèle et sa calibration sont donc primordiaux. De plus, la précision de la localisation diminue naturellement avec la distance, comme le montre la Fig. B.2 décrivant l'évolution de l'atténuation en espace libre avec la distance.

Néanmoins, la localisation par RSSI reste une technique énergétiquement efficace, puisqu'il suffit au MS de mesurer les puissances reçues de différentes BTS voisines. De plus, l'écoute des cellules voisines est également nécessaire au MS dans le cadre de la mobilité.

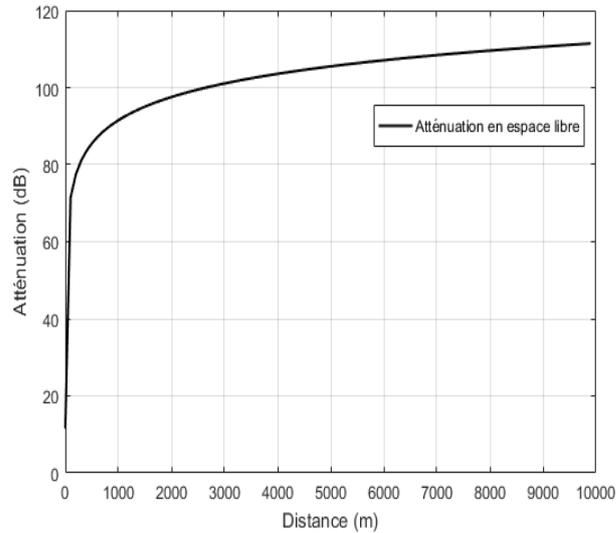


FIGURE B.2 – Évolution de l'atténuation en espace libre en fonction de la distance.

B.1.4 Angle of Arrival (AoA)

À l'aide d'un réseau d'antennes en réception, il est possible d'évaluer l'angle d'incidence d'un signal par rapport à une direction de référence [69] [70]. Ainsi, comme illustré par la Fig. B.3, deux BTS suffisent à déterminer la position d'un MS par le principe de triangulation. On peut remarquer que les imprécisions de mesure d'angles auront de plus grandes conséquences sur les performances si la distance entre le MS et la BTS est élevée. De plus, cette solution souffre particulièrement des trajets multiples du signal, la détection du premier trajet (trajet direct) étant primordiale. La technique AoA n'est donc pas particulièrement adaptée au milieu urbain, mais est efficace en milieu rural, où il est plus commun pour le MS d'être en situation de LOS avec les BTS.

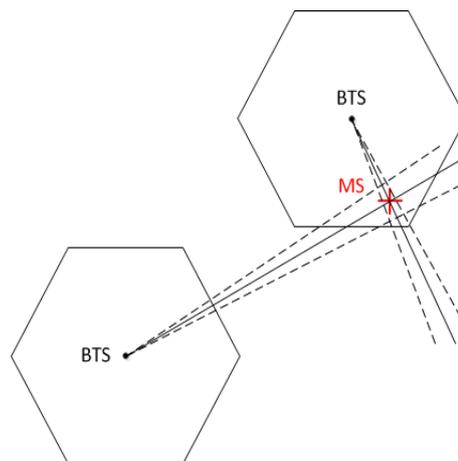


FIGURE B.3 – Exemple de localisation par AoA.

Il est aussi possible d'envisager des techniques de localisation hybride utilisant l'AoA. La technique AoA donnant une direction, c'est à dire une demi-droite, l'intersection avec un cercle donnera un point unique. Pour déterminer ce cercle, on peut se baser sur le TA. Il est ainsi possible de localiser un MS avec une seule BTS.

B.1.5 *Time of Arrival (TOA)* et *Time Difference of Arrival (TDOA)*

Les techniques de localisation par TOA et TDOA offrent généralement une meilleure précision que les autres techniques, au prix d'une consommation d'énergie accrue [71] [72] [73]. Le TOA se base sur une mesure précise du temps de parcours du signal. Tout comme pour la technique AoA dans le cas d'un canal multi-trajets, il est donc préférable de détecter correctement l'instant d'arrivée du premier trajet. En GSM, ce temps correspond au TA, et à l'aide de 3 TA obtenus de 3 BTS différentes, il est possible de localiser le MS. La trilatération par TA est d'ailleurs une technique utilisée par EC-GSM-IoT. Pour obtenir les temps de parcours, il est nécessaire pour le MS de se synchroniser avec chaque BTS, ce qui demande un surcoût en énergie et augmente la charge du réseau. De plus, si le MS se trouve déjà en situation d'extension de couverture au sein de la cellule le servant, il est possible qu'il ne réussisse pas à se synchroniser avec les cellules voisines.

Les techniques de localisation par TDOA se basent aussi sur le temps de parcours du signal, mais l'utilisent différemment. Le MS mesure la différence de temps entre la réception de deux signaux, généralement identiques, émis par différentes BTS. La différence de temps ainsi obtenue permet alors de définir une hyperbole entre les deux BTS, sur laquelle se situe le MS. 2 différences de temps avec au moins une BTS différente entre les 2 mesures (soit au minimum 3 BTS), fournissent 2 hyperboles dont l'intersection est la position du MS. On parle alors de localisation par multilatération. Par rapport à la localisation par TOA, le TDOA ne nécessite pas d'échanges entre le récepteur et les émetteurs. Ainsi, le récepteur doit simplement être en mesure de détecter le signal en provenance de chaque émetteur, réduisant ainsi la consommation d'énergie du récepteur par rapport au TOA. Néanmoins, pour que les différences de temps mesurées aient un sens, une référence de temps commune entre les différents émetteurs est nécessaire. Dans le cadre du réseau LTE, les eNode B sont synchronisés par GPS, ce qui facilite les calculs de TDOA [31] pour la technique de localisation OTDOA utilisée par LTE-M et NB-IoT. Dans le cadre de GSM ou de l'UMTS, le réseau n'est pas synchronisé, et l'implémentation d'équipements spécifiques est nécessaire. Ces équipements sont les *Location Measurement Unit* (LMU). Un LMU permet de mesurer la différence de temps réelle ou RTD (*Real Time Difference*) entre plusieurs BTS. Les LMU offrent donc une apparente synchronisation au réseau, même si les RTD doivent être suffisamment précises pour ne pas détériorer les performances de la localisation. Les valeurs de RTD doivent être transmises au MS si c'est ce dernier qui effectue les calculs. En GSM, cette technique est standardisée sous le nom de E-OTD (*Enhanced Observed Time Difference*) [74] et elle peut également être utilisée par EC-GSM-IoT, si les équipements installés le permettent. On pourra constater que la localisation par TDOA peut aussi être réalisée en voie montante. On parle alors de U-TDOA pour *Uplink TDOA*, le moyen le plus simple étant que les BTS impliquées puissent recevoir le même signal du MS. Néanmoins, cette configuration implique de nombreuses contraintes, les BTS devant utiliser la même bande de fréquence en réception et devant se concerter pour allouer une ressource d'émission temps-fréquence commune au MS. De plus, cette technique implique une surcharge de capacité pour le réseau.

La précision des techniques TOA et TDOA dépend notamment de la durée d'un symbole. En effet, plus la durée d'un symbole sera courte, plus l'imprécision sur l'instant de réception pourra être faible, et plus la localisation sera précise. Ainsi, suivant le système de transmission considéré, il est parfois nécessaire d'augmenter la valeur du sur-échantillonnage (*oversampling*) en réception pour pouvoir bénéficier d'une granularité temporelle accrue.

B.1.6 Database Correlation Method (DCM) ou *Fingerprinting*

La technique de localisation par DCM [75] [76] se base sur une corrélation des mesures effectuées par le MS, avec une base de données regroupant les valeurs typiques de ces mesures dans toute la zone de couverture associée. Pour simplifier la base de données, l'espace couvert est partagé en zones appelées *fingerprints*, dont la taille peut être variable ou fixée. Généralement, la technique de localisation par DCM est utilisée dans le cadre de la localisation par RSSI, la base de données permettant alors d'avoir des données terrain réalistes et donc de se détacher d'un modèle d'atténuation théorique. Bien sûr, la principale contrainte réside dans la création et la maintenance de la base de données. Elle peut être créée à partir d'une campagne de mesure ou alors de relevés produits par des MS disposant d'un autre système de localisation précis (typiquement GPS). Les dimensions des zones de mesures dépendant de la manière dont sont obtenus les *fingerprints* et conditionnant la précision de la localisation, ainsi que la complexité du calcul, il est important de trouver un équilibre en fonction des performances souhaitées. De plus, la maintenance de la base de données est nécessaire pour suivre les évolutions de la zone couverte et elle peut engendrer des coûts importants. De manière générale, on utilise plutôt la technique de localisation par DCM en intérieur, où la base de données est plus simple à créer et à entretenir.

B.1.7 Analyse des solutions de localisation dans le cadre de l'IdO

Il existe donc des solutions de localisation variées pour les systèmes de transmission sans fil et disponibles sur les réseaux cellulaires. Chaque solution possède des avantages et des inconvénients, la rendant compatible ou non avec un cas d'usage de l'IdO. Dans le cas d'un objet immobile, les localisations successives peuvent être très espacées dans le temps et une consommation d'énergie plus importante pour la localisation peut être envisagée, si le gain en précision est satisfaisant. Dans le cas d'un objet mobile, on préférera des localisations plus fréquentes mais moins consommatrices d'énergie, au prix éventuel d'une précision réduite. Dans le cadre du 3GPP, et en prenant en compte ces considérations, seules les techniques de localisation basées sur le CellId, le TOA et le TDOA ont été retenues. En effet, l'utilisation de la technique AoA n'est pas envisageable en ville, le canal riche en multi-trajets pouvant compromettre la localisation des objets. Les techniques basées sur l'utilisation du RSSI ne semblent pas non plus convenir, car la grande variété d'environnements possibles (extérieur, intérieur, intérieur profond (*deep indoor*)) rend complexe le choix d'un unique modèle d'atténuation. Pour la même raison, la création, la maintenance et l'utilisation d'une base de données contenant la répartition des RSSI à l'échelle d'une ville semble ardue. À l'inverse, les techniques de localisation se basant sur le CellId sont simples à utiliser et transparentes pour l'objet, au prix d'une précision relative à la taille de la cellule. Les objets désirant une plus grande précision pourront utiliser les techniques TOA et TDOA. En effet, les performances attendues sont entre 50 et 100 m d'erreur moyenne. Les techniques TOA demandent au MS ou à l'UE de se connecter respectivement aux BTS ou eNode B impliqués dans la localisation, demandant une consommation d'énergie accrue en comparaison du TDOA. Cette dernière requiert uniquement la réception de signaux et le calcul de différences de temps, mais nécessite l'existence d'une référence de temps commune (au moins au niveau du réseau). L'avantage de ces techniques est qu'elles conservent de bonnes performances quel que soit l'environnement, pour une augmentation faible de la complexité. De plus, l'extension de couverture fournie à chaque objet induit qu'un plus grand nombre de stations de base seront en visibilité. Cette caractéristique peut permettre d'améliorer la précision de la localisation, soit en augmentant le nombre de stations de base utilisé, soit en permettant un meilleur choix géographique des stations de

base impliquées. En effet, la position des stations de bases par rapport à l'objet à localiser modifie les performances de localisation. Ce phénomène est mesuré par la valeur du GDOP (*Geometric Dilution of Precision*) et son influence peut être positive ou négative suivant la configuration géométrique des points de référence.

C Annexes techniques diverses

C.1 Auto-corrélation de l'amplitude au carré de $g(t)$

Une note sur le calcul de l'auto-corrélation de l'amplitude au carré de $g(t)$, Eq. (3.44). En réalité, le modèle de canal présenté ici est un modèle mathématique de référence difficile à simuler formellement. Dans le cadre de simulations, plusieurs modèles ont été développés pour limiter la complexité de l'implémentation, tout en gardant de bonnes performances statistiques [45] [77]. Habituellement, un terme proche de zéro lorsque N tend vers l'infini se trouve ajouté à la valeur de $R_{|g|^2|g|^2}(\tau)$. Les autres statistiques de second ordre présentées précédemment (3.39)-(3.43) sont conservées à l'identique. Par exemple, dans [77], l'expression complète de l'Eq. (3.44) est,

$$R_{|g|^2|g|^2}(\tau) = 4\sigma_g^4(1 + J_0^2(\omega_d\tau) - f_c(\omega_d\tau, N) - f_s(\omega_d\tau, N)), \quad (\text{C.1})$$

lorsque $E_0 = 1$, $C_n = \frac{1}{\sqrt{N}}$, $\alpha_n = \frac{2\pi n + \theta_n}{N}$, les angles θ_n étant indépendants et uniformément distribués sur $[-\pi, \pi]$, tout comme les angles ϕ_n . Les deux fonctions ajoutées sont définies par,

$$f_c(\omega_d\tau, N) = \sum_{k=1}^N \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{2\pi k - \pi}{N}}^{\frac{2\pi k + \pi}{N}} \cos(\omega_d\tau \cos(\gamma)) d\gamma \right]^2, \quad (\text{C.2})$$

$$f_s(\omega_d\tau, N) = \sum_{k=1}^N \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{2\pi k - \pi}{N}}^{\frac{2\pi k + \pi}{N}} \sin(\omega_d\tau \cos(\gamma)) d\gamma \right]^2. \quad (\text{C.3})$$

Lorsque N tend vers l'infini, on obtient bien la valeur usuelle de l'auto-corrélation. De même, dans [45], où $E_0 = 2$, $C_n = \frac{1}{\sqrt{N}}$, et $\alpha_n = \frac{2\pi n - \pi + \theta}{4N}$ avec θ une variable aléatoire uniformément distribuée sur $[-\pi, \pi]$, tout comme les angles ϕ_n , l'auto-corrélation précédente est définie par l'équation,

$$R_{|g|^2|g|^2}(\tau) = 4\sigma_g^4(1 + J_0^2(\omega_d\tau)) + \frac{4 + 2J_0(2\omega_d\tau)}{N}. \quad (\text{C.4})$$

Encore une fois, lorsque N tend vers l'infini, on retrouve la valeur classique de l'auto-corrélation. En conclusion, si ces modèles sont utilisés dans le cadre de simulations, il est nécessaire de considérer une valeur de N suffisamment grande pour que le canal généré possède les propriétés désirées.

D

Détails sur les calculs des approximations de SINR et leurs propriétés

D.1 Rappels trigonométriques et solutions d'intégrales

On rappelle les égalités suivantes sans les redémontrer.

$$\cos(A) \cos(B) = \frac{\cos(A - B) + \cos(A + B)}{2}, \quad (\text{D.1})$$

$$\sin(A) \sin(B) = \frac{\cos(A - B) - \cos(A + B)}{2}, \quad (\text{D.2})$$

$$\sin(A) \cos(B) = \frac{\sin(A - B) + \sin(A + B)}{2}, \quad (\text{D.3})$$

$$\cos(A) \sin(B) = \frac{\sin(A + B) - \sin(A - B)}{2}, \quad (\text{D.4})$$

$$\cos(A)^2 = \frac{1 + \cos(2A)}{2}, \quad (\text{D.5})$$

$$\sin(A)^2 = \frac{1 - \cos(2A)}{2}. \quad (\text{D.6})$$

D'après [52, p.425 eq 3.715.18] on a,

$$\pi \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) J_n(z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(z \cos(x)) dx, \quad (\text{D.7})$$

d'où

$$J_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(z \cos(x)) dx. \quad (\text{D.8})$$

D.2 Démonstrations sur l'espérance de g_k et g_k^2

En accord avec le modèle de Clarke, on définit g_k par,

$$g_k = E_0 \sum_{a=1}^N C_a \exp(j\omega_{\max} kT \cos(\alpha_a) + \phi_a). \quad (\text{D.9})$$

On suppose que la variable C_a suit une PDF $p_{C_a}(C_a)$ et est définie sur l'ensemble des réels. Les angles α_a et ϕ_a sont uniformément répartis sur $[-\pi, \pi]$. Les variables sont mutuellement indépendantes. Le calcul de l'espérance mène a,

$$\begin{aligned} \langle g_k \rangle &= E_0 \frac{1}{4\pi^2} \sum_{a=1}^N \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} C_a \exp(j(\omega_{\max} kT \cos(\alpha_a) + \phi_a)) p_{C_a} d\phi_a d\alpha_a dC_a, \\ &= E_0 \frac{1}{4\pi^2} \sum_{a=1}^N \int_{-\infty}^{\infty} C_a p_{C_a}(C_a) dC_a \int_{-\pi}^{\pi} \exp(j\omega_{\max} kT \cos(\alpha_a)) d\alpha_a \int_{-\pi}^{\pi} \exp(j\phi_a) d\phi_a, \\ &= 0. \end{aligned} \quad (\text{D.10})$$

C'est la dernière intégrale qui annule l'espérance. Cette intégrale reste nulle pour ϕ_a uniformément répartie sur $[-m\pi, m\pi]$, avec $m \in \mathbb{N}^*$. Ainsi, si ϕ_a est défini comme une somme de variables uniformément réparties sur $[-\pi, \pi]$, l'espérance de g_k sera non nulle uniquement si $\phi_a = 0$. En suivant un raisonnement similaire, on montre que,

$$\langle (g_k)^2 \rangle = 0. \quad (\text{D.11})$$

D.3 Filtre adapté à un canal multi-trajets

L'objectif de cette section est de démontrer la valeur des termes $G_k^l -$, G_k^L et $G_k^l +$ dans le cadre de la recombinaison par Prefilter. Pour cela, on se base sur l'expression d'un symbole complexe de la répétition k ayant traversé le *prefilter*. L'estimation de canal est ici parfaite et on ne considère pas le terme de bruit,

$$s_k = \sum_{i,j=1}^L \alpha_i \alpha_{L-j+1} (g_k^{L-j+1})^* g_k^i d(-(i+j-2)T_S). \quad (\text{D.12})$$

On décrit la matrice des $i+j-1$, avec i pour l'indice des lignes et $j-1$ pour les colonnes :

$$\begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 & \cdots & \cdots & \cdots & L \\ 2 & 3 & 4 & 5 & \cdots & \cdots & L & L+1 \\ 3 & 4 & 5 & 6 & \cdots & L & L+1 & L+2 \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ L & L+1 & L+2 & L+3 & \cdots & \cdots & \cdots & 2L-1 \end{pmatrix}$$

On identifie 3 parties : la diagonale des L , le triangle en haut à gauche (sans la diagonale des L) et le triangle en bas à droite (sans la diagonale des L). En effectuant le changement de variable $i+j-1=l$, donc $i-l=1-j$, on peut écrire,

$$\begin{aligned} s_k = & \sum_{l=1}^{L-1} \left(\sum_{i=1}^l \alpha_i \alpha_{L+i-l} (g_k^{L+i-l})^* g_k^i d(-(l-1)T_S) \right) + \\ & \sum_{i=1}^L \alpha_i^2 (r_k^i)^2 d(-(L-1)T_S) + \\ & \sum_{l=L+1}^{2L-1} \left(\sum_{i=l-L+1}^L \alpha_i \alpha_{L+i-l} (g_k^{L+i-l})^* g_k^i d(-(l-1)T_S) \right). \end{aligned} \quad (\text{D.13})$$

Le dernier terme peut être simplifié en utilisant un changement de variable du type $i = u + l - L$. On obtient finalement le terme G_k^l ,

$$G_k^l = \begin{cases} (G_k^l -) = \sum_{i=1}^l \alpha_i \alpha_{L+i-l} (g_k^{L+i-l})^* g_k^i, & 1 \leq l \leq L-1 \\ G_k^L = \sum_{i=1}^L \alpha_i^2 (r_k^i)^2, & l = L \\ (G_k^l +) = \sum_{i=1}^{2L-l} \alpha_i \alpha_{i+l-L} (g_k^i)^* g_k^{i+l-L}, & L+1 \leq l \leq 2L-1 \end{cases} \quad (\text{D.14})$$

On a également la relation $(G_k^l -) = (G_k^{l'} +)^*$ lorsque $l' = 2L - l$.

D.4 Détails des calculs pour l'approximation de second ordre du SINR dans le cas du Prefilter

D.4.1 Calcul de A

On a,

$$A = \sigma_n^2 \sum_{k,i,j=1}^R \sum_{l,m,n=1}^L \alpha_l^2 \alpha_m^2 \alpha_n^2 \langle (r_k^l)^2 (r_i^m)^2 (r_j^n)^2 \rangle. \quad (\text{D.15})$$

On a donc 5 cas à considérer,

$$AS_1 \rightarrow l \neq m \neq n. \quad (\text{D.16})$$

$$AS_2 \rightarrow l = m \neq n. \quad (\text{D.17})$$

$$AS_3 \rightarrow l = n \neq m. \quad (\text{D.18})$$

$$AS_4 \rightarrow m = n \neq l. \quad (\text{D.19})$$

$$AS_5 \rightarrow l = m = n. \quad (\text{D.20})$$

D'où,

$$AS_1 \rightarrow \langle (r_k^l)^2 \rangle \langle (r_i^m)^2 \rangle \langle (r_j^n)^2 \rangle \quad (\text{D.21})$$

$$AS_2 \rightarrow \langle (r_k^l)^2 (r_i^l)^2 \rangle \langle (r_j^n)^2 \rangle \quad (\text{D.22})$$

$$AS_3 \rightarrow \langle (r_k^l)^2 (r_j^l)^2 \rangle \langle (r_i^m)^2 \rangle \quad (\text{D.23})$$

$$AS_4 \rightarrow \langle (r_k^l)^2 \rangle \langle (r_i^m)^2 (r_j^m)^2 \rangle \quad (\text{D.24})$$

$$AS_5 \rightarrow \langle (r_k^l)^2 (r_i^l)^2 (r_j^l)^2 \rangle \quad (\text{D.25})$$

Les 4 premiers cas ont déjà pu être traité. Le dernier cas correspond à,

$$\sigma_n^2 \sum_{k,i,j=1}^R \sum_{l=1}^L \alpha_l^6 \langle (r_k^l)^2 (r_i^l)^2 (r_j^l)^2 \rangle \quad (\text{D.26})$$

Pour déterminer cette espérance, on passe par le modèle de Clarke, sachant que,

$$r_k^2 = g(k)(g(k)^*) = \mathbb{R} \left(E_0^2 \sum_{a,b=1}^N C_a C_b \exp(j(\omega_{\max} k T (\cos(\alpha_a) - \cos(\alpha_b)) + \phi_a - \phi_b)) \right), \quad (\text{D.27})$$

avec \mathbb{R} la partie réelle. Ainsi on a,

$$\begin{aligned} \langle r_k^2 r_i^2 r_j^2 \rangle &= E_0^6 \sum_{a,b,c,d,e,f=1}^N \langle C_a C_b C_c C_d C_e C_f \rangle \\ &\quad \langle \cos[\omega_{\max} T (k(\cos(\alpha_a) - \cos(\alpha_b)) + i(\cos(\alpha_c) - \cos(\alpha_d)) + \\ &\quad j(\cos(\alpha_e) - \cos(\alpha_f)) + \phi_a - \phi_b + \phi_c - \phi_d + \phi_e - \phi_f] \rangle. \end{aligned} \quad (\text{D.28})$$

Tout comme dans le cas de la recombinaison par IQ, il est nécessaire que $\phi_a - \phi_b + \phi_c - \phi_d + \phi_e - \phi_f = 0$. De plus, en considérant $C_n = \frac{1}{\sqrt{N}}$ il est nécessaire d'avoir 3 couples d'indices égaux, sinon l'espérance sera nulle lorsque N tendra vers l'infini. Il nous reste

donc les cas,

$$(1) \rightarrow a = b \neq c = d \neq e = f \neq a. \quad (\text{D.29})$$

$$(2) \rightarrow a = b \neq c = f \neq e = d \neq a. \quad (\text{D.30})$$

$$(3) \rightarrow a = f \neq c = d \neq e = b \neq a. \quad (\text{D.31})$$

$$(4) \rightarrow a = d \neq c = b \neq e = f \neq a. \quad (\text{D.32})$$

$$(5) \rightarrow a = d \neq b = e \neq c = f \neq a. \quad (\text{D.33})$$

$$(6) \rightarrow a = f \neq b = c \neq e = d \neq a. \quad (\text{D.34})$$

Grâce aux résultats précédemment démontrés, on déduit,

$$(1) \rightarrow 8\sigma_g^6 \quad (\text{D.35})$$

$$(2) \rightarrow 8\sigma_g^6 J_0^2(\omega_{\max}|i-j|T). \quad (\text{D.36})$$

$$(3) \rightarrow 8\sigma_g^6 J_0^2(\omega_{\max}|k-j|T). \quad (\text{D.37})$$

$$(4) \rightarrow 8\sigma_g^6 J_0^2(\omega_{\max}|k-i|T). \quad (\text{D.38})$$

$$(5) \rightarrow 8\sigma_g^6 J_0(\omega_{\max}|k-i|T)J_0(\omega_{\max}|k-j|T)J_0(\omega_{\max}|i-j|T). \quad (\text{D.39})$$

$$(6) \rightarrow 8\sigma_g^6 J_0(\omega_{\max}|k-i|T)J_0(\omega_{\max}|k-j|T)J_0(\omega_{\max}|i-j|T). \quad (\text{D.40})$$

On a donc montré que,

$$\langle r_k^2 r_i^2 r_j^2 \rangle = 8\sigma_g^6 (1 + J_0^2[i-j] + J_0^2[k-j] + J_0^2[k-i] + 2J_0[k-i]J_0[k-j]J_0[i-j]). \quad (\text{D.41})$$

Ainsi, en considérant les 5 cas du calcul de l'espérance A , on peut montrer que,

$$AS_1 \rightarrow 8\sigma_g^6 \sigma_n^2 R^3 \sum_{\substack{l,m,n=1 \\ l \neq m \neq n}}^L \alpha_l^2 \alpha_m^2 \alpha_n^2 \quad (\text{D.42})$$

$$AS_2 \rightarrow 8\sigma_g^6 \sigma_n^2 R \sum_{\substack{l,n=1 \\ l \neq n}}^L \alpha_l^4 \alpha_n^2 (R^2 + \beta_2) \quad (\text{D.43})$$

$$AS_3 \rightarrow 8\sigma_g^6 \sigma_n^2 R \sum_{\substack{l,m=1 \\ l \neq m}}^L \alpha_l^4 \alpha_m^2 (R^2 + \beta_2) \quad (\text{D.44})$$

$$AS_4 \rightarrow 8\sigma_g^6 \sigma_n^2 R \sum_{\substack{m,l=1 \\ m \neq l}}^L \alpha_m^4 \alpha_l^2 (R^2 + \beta_2) \quad (\text{D.45})$$

$$AS_5 \rightarrow 8\sigma_g^6 \sigma_n^2 \sum_{l=1}^L \alpha_l^6 (R^3 + 3R\beta_2 + 2\delta_3) \quad (\text{D.46})$$

en adoptant la notation,

$$\delta_3 = \sum_{a,b,c=1}^R J_0[a-b]J_0[b-c]J_0[c-a] \quad (\text{D.47})$$

D.4.2 Calcul de B

On a,

$$B = 2 \sum_{k,i,u,v=1}^R \sum_{o,p=1}^L \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{m,n=1}^l \alpha_o^2 \alpha_p^2 \alpha_m \alpha_n \alpha_{L+m-l} \alpha_{L+n-l} < (r_k^o)^2 (r_i^p)^2 (g_u^{L+m-l})^* g_v^{L+n-l} (g_v^n)^* g_u^m >. \quad (\text{D.48})$$

Encore une fois, on doit déterminer les cas où des trajets peuvent être égaux tout en faisant en sorte que l'espérance reste non nulle. On distingue ainsi les cas suivants,

$$BS_1 \rightarrow o = p, o \neq n, o \neq n'. \quad (\text{D.49})$$

$$BS_2 \rightarrow o = p, o = n. \quad (\text{D.50})$$

$$BS_3 \rightarrow o = p, o = n'. \quad (\text{D.51})$$

$$BS_4 \rightarrow o \neq p, o \neq n, o \neq n', p \neq n, p \neq n'. \quad (\text{D.52})$$

$$BS_5 \rightarrow o \neq p, o = n, p \neq n'. \quad (\text{x2}) \quad (\text{D.53})$$

$$BS_6 \rightarrow o = n, p = n'. \quad (\text{x2}) \quad (\text{D.54})$$

$$BS_7 \rightarrow o \neq p, o = n', p \neq n. \quad (\text{x2}) \quad (\text{D.55})$$

avec $n' = L+n-l$. Pour déterminer ces cas, il a tout d'abord été établi que, nécessairement, $n = m$. Les cas BS_5 , BS_6 et BS_7 doivent être pris en compte 2 fois, car il existe pour chacun un cas symétrique non présenté ici. On a donc,

$$BS_1 \rightarrow < (r_k^o)^2 (r_i^o)^2 > < (g_u^{n'})^* g_v^{n'} > < (g_v^n)^* g_u^n >, \quad (\text{D.56})$$

$$BS_2 \rightarrow < (r_k^o)^2 (r_i^o)^2 (g_v^o)^* g_u^o > < (g_u^{n'})^* g_v^{n'} >, \quad (\text{D.57})$$

$$BS_3 \rightarrow < (r_k^o)^2 (r_i^o)^2 (g_u^o)^* g_v^o > < (g_v^n)^* g_u^n >, \quad (\text{D.58})$$

$$BS_4 \rightarrow < (r_k^o)^2 > < (r_i^p)^2 > < (g_u^{n'})^* g_v^{n'} > < (g_v^n)^* g_u^n >, \quad (\text{D.59})$$

$$BS_5 \rightarrow < (r_k^o)^2 (g_v^o)^* g_u^o > < (r_i^p)^2 > < (g_u^{n'})^* g_v^{n'} >, \quad (\text{x2}) \quad (\text{D.60})$$

$$BS_6 \rightarrow < (r_k^o)^2 (g_v^o)^* g_u^o > < (r_i^p)^2 (g_u^p)^* g_v^p >, \quad (\text{x2}) \quad (\text{D.61})$$

$$BS_7 \rightarrow < (r_k^o)^2 (g_u^{n'})^* g_v^{n'} > < (r_i^p)^2 > < (g_v^n)^* g_u^n >. \quad (\text{x2}) \quad (\text{D.62})$$

Déterminons tout d'abord les espérances inconnues,

$$\begin{aligned} < r_k^2 r_i^2 g_u g_v^* > &= E_0^6 \sum_{a,b,c,d,e,f=1}^N < C_a C_b C_c C_d C_e C_f > < \cos(\omega_{\max} T (k(\cos(\alpha_a) - \cos(\alpha_b)) + \\ & \quad i(\cos(\alpha_c) - \cos(\alpha_d)) + u \cos(\alpha_e) - v \cos(\alpha_f)) + \\ & \quad \phi_a - \phi_b + \phi_c - \phi_d + \phi_e - \phi_f > \end{aligned} \quad (\text{D.63})$$

Rappel des cas à traiter,

$$(1) \rightarrow a = b \neq c = d \neq e = f \neq a. \quad (\text{D.64})$$

$$(2) \rightarrow a = b \neq c = f \neq e = d \neq a. \quad (\text{D.65})$$

$$(3) \rightarrow a = f \neq c = d \neq e = b \neq a. \quad (\text{D.66})$$

$$(4) \rightarrow a = d \neq c = b \neq e = f \neq a. \quad (\text{D.67})$$

$$(5) \rightarrow a = d \neq b = e \neq c = f \neq a. \quad (\text{D.68})$$

$$(6) \rightarrow a = f \neq b = c \neq e = d \neq a. \quad (\text{D.69})$$

Grâce aux résultats précédemment démontrés, on a,

$$(1) \rightarrow 8\sigma_g^6 J_0(\omega_{\max}|u - v|T). \quad (D.70)$$

$$(2) \rightarrow 8\sigma_g^6 J_0(\omega_{\max}|i - v|T)J_0(\omega_{\max}|u - i|T). \quad (D.71)$$

$$(3) \rightarrow 8\sigma_g^6 J_0(\omega_{\max}|k - v|T)J_0(\omega_{\max}|u - k|T). \quad (D.72)$$

$$(4) \rightarrow 8\sigma_g^6 J_0^2(\omega_{\max}|k - i|T)J_0(\omega_{\max}|u - v|T). \quad (D.73)$$

$$(5) \rightarrow 8\sigma_g^6 J_0(\omega_{\max}|k - i|T)J_0(\omega_{\max}|k - u|T)J_0(\omega_{\max}|v - i|T). \quad (D.74)$$

$$(6) \rightarrow 8\sigma_g^6 J_0(\omega_{\max}|k - v|T)J_0(\omega_{\max}|k - i|T)J_0(\omega_{\max}|u - i|T). \quad (D.75)$$

$$(D.76)$$

La seconde espérance inconnue vaut,

$$\begin{aligned} \langle r_k^2 g_u g_v^* \rangle = E_0^4 \sum_{a,b,c,d=1}^N \langle C_a C_b C_c C_d \rangle &> \cos(\omega_{\max} T(k(\cos(\alpha_a) - \cos(\alpha_b)) + \\ &u \cos(\alpha_c) - v \cos(\alpha_d)) + \phi_a - \phi_b + \phi_c - \phi_d) \rangle. \end{aligned} \quad (D.77)$$

Les cas à considérer sont,

$$(1) \rightarrow a = b \neq c = d. \quad (D.78)$$

$$(2) \rightarrow a = d \neq c = b. \quad (D.79)$$

On a donc,

$$(1) \rightarrow 4\sigma_g^4 J_0(\omega_{\max}|u - v|T). \quad (D.80)$$

$$(2) \rightarrow 4\sigma_g^4 J_0(\omega_{\max}|k - u|T)J_0(\omega_{\max}|k - v|T). \quad (D.81)$$

En mettant de côté la somme contenant les variables α pour le moment, on a,

$$\begin{aligned} (BS_1) &= \sum_{k,i,u,v=1}^R 4\sigma_g^4 (1 + J_0^2[k - i])(2\sigma_g^2 J_0[u - v])(2\sigma_g^2 J_0[u - v]), \\ &= 16\sigma_g^8 \sum_{k,i,u,v=1}^R (1 + J_0^2[k - i])J_0^2[u - v], \\ &= 16\sigma_g^8 \sum_{k,i,u,v=1}^R (J_0^2[u - v] + J_0^2[u - v]J_0^2[k - i]), \\ &= 16\sigma_g^8 \left(R^2 \sum_{u,v=1}^R J_0^2[u - v] + \sum_{u,v=1}^R J_0^2[u - v] \sum_{k,i=1}^R J_0^2[k - i] \right), \\ &= 16\sigma_g^8 (R^2 \beta_2 + (\beta_2)^2). \end{aligned} \quad (D.82)$$

Pour le cas BS_2 on a,

$$\begin{aligned}
 (BS_2) &= 16\sigma_g^8 \sum_{k,i,u,v=1}^R (\mathbf{J}_0[u-v] + \mathbf{J}_0[i-v]\mathbf{J}_0[u-i] + \mathbf{J}_0[k-v]\mathbf{J}_0[u-k] + \\
 &\quad \mathbf{J}_0^2[k-i]\mathbf{J}_0[u-v] + \mathbf{J}_0[u-k]\mathbf{J}_0[k-i]\mathbf{J}_0[i-v] + \\
 &\quad \mathbf{J}_0[v-k]\mathbf{J}_0[k-i]\mathbf{J}_0[i-u])(\mathbf{J}_0[u-v]), \\
 &= 16\sigma_g^8 \left(\sum_{k,i,u,v=1}^R \mathbf{J}_0[u-v]\mathbf{J}_0[u-v] + \sum_{k,i,u,v=1}^R \mathbf{J}_0[i-v]\mathbf{J}_0[u-i]\mathbf{J}_0[u-v] + \right. \\
 &\quad \sum_{k,i,u,v=1}^R \mathbf{J}_0[k-v]\mathbf{J}_0[u-k]\mathbf{J}_0[u-v] + \sum_{k,i,u,v=1}^R \mathbf{J}_0^2[k-i]\mathbf{J}_0[u-v]\mathbf{J}_0[u-v] + \\
 &\quad \sum_{k,i,u,v=1}^R \mathbf{J}_0[u-k]\mathbf{J}_0[k-i]\mathbf{J}_0[i-v]\mathbf{J}_0[u-v] + \\
 &\quad \left. \sum_{k,i,u,v=1}^R \mathbf{J}_0[v-k]\mathbf{J}_0[k-i]\mathbf{J}_0[i-u]\mathbf{J}_0[u-v] \right), \tag{D.83}
 \end{aligned}$$

En adoptant la notation suivante,

$$\delta_4 = \sum_{a,b,c,d=1}^R \mathbf{J}_0[a-b]\mathbf{J}_0[b-c]\mathbf{J}_0[c-d]\mathbf{J}_0[d-a], \tag{D.84}$$

on obtient,

$$\begin{aligned}
 (BS_2) &= 16\sigma_g^8 (R^2\beta_2 + R\delta_3 + R\delta_3 + (\beta_2)^2 + \delta_4 + \delta_4), \\
 &= 16\sigma_g^8 (R^2\beta_2 + 2R\delta_3 + (\beta_2)^2 + 2\delta_4). \tag{D.85}
 \end{aligned}$$

De même, pour le cas BS_3 , on a,

$$(BS_3) = 16\sigma_g^8 (R^2\beta_2 + 2R\delta_3 + (\beta_2)^2 + 2\delta_4). \tag{D.86}$$

Pour les cas suivants on obtient,

$$\begin{aligned}
 (BS_4) &= 16\sigma_g^8 \sum_{k,i,u,v=1}^R \mathbf{J}_0^2[u-v], \\
 &= 16\sigma_g^8 R^2\beta_2. \tag{D.87}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 (BS_5) &= 16\sigma_g^8 \sum_{k,i,u,v=1}^R (\mathbf{J}_0[u-v] + \mathbf{J}_0[k-u]\mathbf{J}_0[k-v])(\mathbf{J}_0[u-v]), \\
 &= 16\sigma_g^8 (R^2\beta_2 + R\delta_3). \tag{D.88}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 (BS_6) &= 16\sigma_g^8 \sum_{k,i,u,v=1}^R (J_0[u-v] + J_0[k-u]J_0[k-v])(J_0[u-v] + J_0[i-u]J_0[i-v]), \\
 &= 16\sigma_g^8 \sum_{k,i,u,v=1}^R (J_0^2[u-v] + J_0[k-u]J_0[k-v]J_0[u-v] + \\
 &J_0[i-u]J_0[i-v]J_0[u-v] + J_0[i-u]J_0[i-v]J_0[k-u]J_0[k-v]), \\
 &= 16\sigma_g^8(R^2\beta_2 + 2R\delta_3 + \delta_4). \tag{D.89}
 \end{aligned}$$

$$(BS_7) = 16\sigma_g^8(R^2\beta_2 + R\delta_3). \tag{D.90}$$

D.4.3 Calcul de D

On a,

$$D = 4\sigma_n^2 \sum_{k,i,j=1}^R \sum_{o=1}^L \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{n=1}^l \alpha_o^2 \alpha_n^2 \alpha_{n'}^2 \langle (r_k^o)^2 (g_i^{n'})^* g_j^{n'} (g_j^n)^* g_i^n \rangle, \tag{D.91}$$

On considère les 3 cas suivants,

$$DS_1 \rightarrow o \neq n \text{ and } o \neq n', \tag{D.92}$$

$$DS_2 \rightarrow o = n, \tag{D.93}$$

$$DS_3 \rightarrow o = n'. \tag{D.94}$$

Les espérances correspondantes à calculer sont,

$$DS_1 \rightarrow \langle (r_k^o)^2 \rangle \langle (g_i^{n'})^* g_j^{n'} \rangle \langle (g_j^n)^* g_i^n \rangle, \tag{D.95}$$

$$DS_2 \rightarrow \langle (r_k^o)^2 (g_j^n)^* g_i^n \rangle \langle (g_i^{n'})^* g_j^{n'} \rangle, \tag{D.96}$$

$$DS_3 \rightarrow \langle (r_k^o)^2 (g_i^{n'})^* g_j^{n'} \rangle \langle (g_j^n)^* g_i^n \rangle. \tag{D.97}$$

On obtient ainsi,

$$\begin{aligned}
 (DS_1) &= 8\sigma_g^6 \sum_{k,i,j=1}^R J_0^2[i-j], \\
 &= 8\sigma_g^6 R\beta_2. \tag{D.98}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 (DS_2) &= 8\sigma_g^6 \sum_{k,i,j=1}^R (J_0[i-j] + J_0[k-i]J_0[k-j])J_0[i-j], \\
 &= 8\sigma_g^6(R\beta_2 + \delta_3). \tag{D.99}
 \end{aligned}$$

$$(DS_3) = 8\sigma_g^6(R\beta_2 + \delta_3). \tag{D.100}$$

D.4.4 Calcul de E

Le terme E s'exprime comme,

$$\begin{aligned}
 E &= 4 \sum_{k,i,u,v=1}^R \sum_{a,l=1}^{L-1} \sum_{m,n=1}^l \sum_{b,c=1}^a \alpha_m \alpha_n \alpha_{m'} \alpha_{n'} \alpha_b \alpha_c \alpha_{b'} \alpha_{c'} \\
 &\quad \langle (g_k^{m'})^* g_i^{n'} (g_i^n)^* g_k^m (g_u^{b'})^* g_v^{c'} (g_v^c)^* g_u^b \rangle. \tag{D.101}
 \end{aligned}$$

avec $n' = L + n - l$, $m' = L + m - l$, $b' = L + b - a$ et $c' = L + c - a$. On considère les cas suivants,

$$ES_1 \rightarrow n = b \text{ and } n = m \text{ and } n = c \text{ and } l = a, \quad (\text{D.102})$$

$$ES_2 \rightarrow n = b \text{ and } n = m \text{ and } n = c \text{ and } l \neq a, \quad (\text{D.103})$$

$$ES_3 \rightarrow n = m \text{ and } b = c \text{ and } n \neq b \text{ and } n' \neq b' \text{ and } n \neq b' \text{ and } b \neq n', \quad (\text{D.104})$$

$$ES_4 \rightarrow n = b \text{ and } m = c \text{ and } n \neq m \text{ and } l = a \text{ and } n \neq c' \text{ and } m \neq b', \quad (\text{D.105})$$

$$ES_5 \rightarrow n' = m' \text{ and } n' = b' \text{ and } n' = c' \text{ and } n \neq b, \quad (\text{D.106})$$

$$ES_6 \rightarrow n = b \text{ and } n = c' \text{ and } n = m' \text{ and } l = a, \quad (\text{x2}) \quad (\text{D.107})$$

$$ES_7 \rightarrow n = m \text{ and } n = c' \text{ and } n = b'. \quad (\text{x2}) \quad (\text{D.108})$$

On a donc les espérances suivantes,

$$ES_1 \rightarrow \langle (g_k^{n'})^* g_i^{n'} (g_u^{n'})^* g_v^{n'} \rangle \langle (g_i^n)^* g_k^n (g_v^n)^* g_u^n \rangle, \quad (\text{D.109})$$

$$ES_2 \rightarrow \langle (g_k^{n'})^* g_i^{n'} \rangle \langle (g_i^n)^* g_k^n (g_v^n)^* g_u^n \rangle \langle (g_u^{n''})^* g_v^{n''} \rangle, \quad (\text{D.110})$$

$$ES_3 \rightarrow \langle (g_k^{n'})^* g_i^{n'} \rangle \langle (g_i^n)^* g_k^n \rangle \langle (g_u^{b'})^* g_v^{b'} \rangle \langle (g_v^b)^* g_u^b \rangle, \quad (\text{D.111})$$

$$ES_4 \rightarrow \langle (g_k^{m'})^* g_v^{m'} \rangle \langle g_i^{n'} (g_u^{n'})^* \rangle \langle g_k^m (g_v^m)^* \rangle \langle (g_i^n)^* g_u^n \rangle, \quad (\text{D.112})$$

$$ES_5 \rightarrow \langle (g_k^{n'})^* g_i^{n'} (g_u^{n'})^* g_v^{n'} \rangle \langle (g_i^n)^* g_k^n \rangle \langle (g_v^b)^* g_u^b \rangle, \quad (\text{D.113})$$

$$ES_6 \rightarrow \langle (g_k^n)^* (g_i^n)^* g_u^n g_v^n \rangle \langle g_i^{n'} (g_u^{n'})^* \rangle \langle g_k^m (g_v^m)^* \rangle, \quad (\text{x2}) \quad (\text{D.114})$$

$$ES_7 \rightarrow \langle (g_k^{n'})^* g_i^{n'} \rangle \langle (g_i^n)^* g_k^n (g_u^n)^* g_v^n \rangle \langle (g_v^b)^* g_u^b \rangle, \quad (\text{x2}) \quad (\text{D.115})$$

avec $n'' = L + n - a$. D'où,

$$\begin{aligned} ES_1 &= \sum_{k,i,u,v=1}^R 16\sigma_g^8 (J_0[k-i]J_0[u-v] + J_0[k-v]J_0[u-i])^2, \\ &= 16\sigma_g^8 \sum_{k,i,u,v=1}^R (J_0^2[k-i]J_0^2[u-v] + J_0^2[k-v]J_0^2[u-i] + \\ &\quad 2J_0[k-i]J_0[u-v]J_0[k-v]J_0[u-i]), \\ &= 16\sigma_g^8 (2(\beta_2)^2 + 2\delta_4). \end{aligned} \quad (\text{D.116})$$

$$\begin{aligned} ES_2 &= \sum_{k,i,u,v=1}^R (J_0[k-i]J_0[u-v] + J_0[k-v]J_0[u-i])J_0[k-i]J_0[u-v], \\ &= 16\sigma_g^8 ((\beta_2)^2 + \delta_4). \end{aligned} \quad (\text{D.117})$$

$$\begin{aligned} ES_3 &= 16\sigma_g^8 \sum_{k,i,u,v=1}^R J_0^2[k-i]J_0^2[u-v], \\ &= 16\sigma_g^8 (\beta_2)^2. \end{aligned} \quad (\text{D.118})$$

$$ES_4 = 16\sigma_g^8(\beta_2)^2. \quad (D.119)$$

$$ES_5 = 16\sigma_g^8((\beta_2)^2 + \delta_4). \quad (D.120)$$

$$ES_6 = 16\sigma_g^8((\beta_2)^2 + \delta_4). \quad (\text{x2}) \quad (D.121)$$

$$ES_7 = 16\sigma_g^8((\beta_2)^2 + \delta_4). \quad (\text{x2}) \quad (D.122)$$

D.5 Expression de $\widetilde{R}_{\text{opt}}$

On considère donc la différence $U_R = SINR_{R+1} - SINR_R$,

$$U_R = \frac{2\alpha_1^2\sigma_g^2 \sum_{i,j=1}^{R+1} J_0[i-j]}{(R+1)\sigma_n^2 + 2\sigma_g^2 \sum_{l=2}^L \alpha_l^2 \sum_{i,j=1}^{R+1} J_0[i-j]} - \frac{2\alpha_1^2\sigma_g^2 \sum_{i,j=1}^R J_0[i-j]}{R\sigma_n^2 + 2\sigma_g^2 \sum_{l=2}^L \alpha_l^2 \sum_{i,j=1}^R J_0[i-j]} \quad (D.123)$$

On cherche le signe de U_R en fonction de R . On peut montrer que son signe est pleinement déterminé par le signe de,

$$\begin{aligned} \text{Diff}_R &= \left(2\alpha_1^2\sigma_g^2 \sum_{i,j=1}^{R+1} J_0[i-j] \right) \left(R\sigma_n^2 + 2\sigma_g^2 \sum_{l=2}^L \alpha_l^2 \sum_{i,j=1}^R J_0[i-j] \right) - \\ &\quad \left(2\alpha_1^2\sigma_g^2 \sum_{i,j=1}^R J_0[i-j] \right) \left((R+1)\sigma_n^2 + 2\sigma_g^2 \sum_{l=2}^L \alpha_l^2 \sum_{i,j=1}^{R+1} J_0[i-j] \right), \\ &= 2R\alpha_1^2\sigma_g^2\sigma_n^2 \left(\sum_{i,j=1}^{R+1} J_0[i-j] - \sum_{i,j=1}^R J_0[i-j] \right) - 2\alpha_1^2\sigma_g^2\sigma_n^2 \sum_{i,j=1}^R J_0[i-j], \\ &= 2R\alpha_1^2\sigma_g^2\sigma_n^2 + 4R\alpha_1^2\sigma_g^2\sigma_n^2 \sum_{k=1}^R J_0[k] - 2\alpha_1^2\sigma_g^2\sigma_n^2 \sum_{i,j=1}^R J_0[i-j], \\ &= 4\alpha_1^2\sigma_g^2\sigma_n^2 \left(R \sum_{k=1}^R J_0[k] - \sum_{k=1}^{R-1} (R-k)J_0[k] \right), \\ &= 4\alpha_1^2\sigma_g^2\sigma_n^2 \sum_{k=1}^R kJ_0[k]. \end{aligned} \quad (D.124)$$

Ainsi, le signe de Diff_R ne dépend que du terme $\sum_{k=1}^R kJ_0[k]$. Le premier R rendant ce terme négatif sera donc $\widetilde{R}_{\text{opt}}$. De plus, on peut constater que le calcul ne dépend pas des trajets autres que le premier trajet. Un résultat similaire est donc attendu dans le cas mono-trajet.

E Calcul du SNR moyen en présence d'un décalage en fréquence

L'espérance à déterminer est,

$$\begin{aligned} \langle \cos(\omega_{eq}nT_s) \rangle = & \int_0^{2\pi} \cos(n\theta)\beta(1+U) + U\beta\frac{\pi}{2} \cos(n\theta) [\text{I}_1(U \cos(\theta)) + \text{L}_1(U \cos(\theta))] + \\ & U\beta\frac{\pi}{2} \cos(n\theta) \cos(\theta) [\text{I}_0(U \cos(\theta)) + \text{L}_0(U \cos(\theta))] d\theta, \end{aligned} \quad (\text{E.1})$$

avec $\theta = \omega_{eq}T_s$, $n = k\alpha$ et $n \in \mathbb{N}^*$. On considère les termes suivants de l'espérance précédente,

$$E_1(n, U) = \beta(1+U) \int_0^{2\pi} \cos(n\theta) d\theta, \quad (\text{E.2})$$

$$E_2(n, U) = U\beta\frac{\pi}{2} \int_0^{2\pi} \cos(n\theta) [\text{I}_1(U \cos(\theta)) + \cos(\theta)\text{I}_0(U \cos(\theta))] d\theta, \quad (\text{E.3})$$

$$E_3(n, U) = U\beta\frac{\pi}{2} \int_0^{2\pi} \cos(n\theta) [\text{L}_1(U \cos(\theta)) + \cos(\theta)\text{L}_0(U \cos(\theta))] d\theta. \quad (\text{E.4})$$

On trouve directement l'égalité $E_1(n, U) = 0$. De plus, en utilisant les formules de symétrie suivantes,

$$\text{I}_\nu(-z) = (-1)^\nu \text{I}_\nu(z), \quad (\text{E.5})$$

$$\text{L}_\nu(-z) = (-1)^{\nu+1} \text{L}_\nu(z), \quad (\text{E.6})$$

on peut montrer que, si n est pair, alors $E_2(n, U) = 0$ et $E_3(n, U)$ devient π -périodique. De même, lorsque n est impair, $E_3(n, U) = 0$ et $E_2(n, U)$ devient π -périodique. Ainsi, on a, pour $m \in \mathbb{N}^*$,

$$E_2(m, U) = U\beta\pi \int_0^\pi \cos((2m+1)\theta) [\text{I}_1(U \cos(\theta)) + \cos(\theta)\text{I}_0(U \cos(\theta))] d\theta, \quad (\text{E.7})$$

pour $n = 2m+1$,

$$E_3(m, U) = U\beta\pi \int_0^\pi \cos(2m\theta) [\text{L}_1(U \cos(\theta)) + \cos(\theta)\text{L}_0(U \cos(\theta))] d\theta, \quad (\text{E.8})$$

pour $n = 2m$.

On se concentre tout d'abord sur l'expression du terme $E_2(m, U)$. En utilisant la relation suivante,

$$\text{I}_n(z) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \exp(z \cos(\theta)) \cos(n\theta) d\theta, \quad (\text{E.9})$$

l'expression de $E_2(m, U)$ peut se réécrire sous la forme,

$$E_2(m, U) = U\beta\pi \int_0^\pi \cos(\theta) \text{I}_{2m+1}(U \cos(\theta)) + \frac{1}{2} [\text{I}_{2m+2}(U \cos(\theta)) + \text{I}_{2m}(U \cos(\theta))] d\theta. \quad (\text{E.10})$$

À partir du résultat suivant,

$$\int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos(2\mu x) I_{2\nu}(2a \cos(x)) dx = \frac{\pi}{2} I_{\nu-\mu}(a) I_{\nu+\mu}(a), \quad [52, \text{p731, eq6.681-3}] \quad (\text{E.11})$$

on peut rapidement obtenir la forme exacte de $E_2(n, U)$ pour n impaire,

$$E_2(n, U) = U\beta \frac{\pi^2}{2} \left(I_{\frac{n+1}{2}} \left(\frac{U}{2} \right) + I_{\frac{n-1}{2}} \left(\frac{U}{2} \right) \right)^2. \quad (\text{E.12})$$

Désormais, nous allons démontrer que $E_3(n, U)$ est égal à Eq. (E.12) lorsque n est pair. En prenant le terme suivant au sein de $E_3(n, U)$ pour $n = 2m$,

$$E_{3-1}(m, U) = \int_0^{\pi} \cos(2m\theta) L_1(U \cos(\theta)) d\theta, \quad (\text{E.13})$$

et en considérant l'expansion en séries de la fonction de Struve modifiée,

$$L_{\nu}(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{\Gamma(k + \frac{3}{2}) \Gamma(k + \nu + \frac{3}{2})} \left(\frac{z}{2} \right)^{2k+\nu+1}, \quad (\text{E.14})$$

on obtient, pour $E_{3-1}(m, U)$,

$$E_{3-1}(m, U) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{\Gamma(k + \frac{3}{2}) \Gamma(k + \frac{5}{2})} \left(\frac{U}{2} \right)^{2k+2} \int_0^{\pi} \cos(2m\theta) \cos^{2k+2}(\theta) d\theta. \quad (\text{E.15})$$

Ensuite, en utilisant le résultat de l'intégrale suivante,

$$\int_0^{\pi} \cos^n(x) \cos(mx) dx, \quad (\text{E.16})$$

décrit à la référence [78, p416, eq3.631-17], une forme série de $E_{3-1}(m, U)$ peut être obtenue,

$$E_{3-1}(m, U) = \sum_{k=m-1}^{\infty} \left(\frac{U}{2} \right)^{2k+2} \frac{\pi \Gamma(2k+3)}{2^{2k+2} \Gamma(k + \frac{3}{2}) \Gamma(k + \frac{5}{2}) \Gamma(k-m+2) \Gamma(k+m+2)}. \quad (\text{E.17})$$

Avec le changement de variable $l = k - m + 1$, on se ramène à,

$$E_{3-1}(m, U) = \sum_{l=0}^{\infty} \left(\frac{U}{2} \right)^{2l+2m} \frac{\pi \Gamma(2l+2m+1)}{2^{2l+2m} \Gamma(l+m+\frac{1}{2}) \Gamma(l+m+\frac{3}{2}) \Gamma(l+1) \Gamma(l+2m+1)}. \quad (\text{E.18})$$

Puis, sachant que,

$$\Gamma \left(l + m + \frac{1}{2} \right) = \frac{\sqrt{\pi} \Gamma(2l+2m+1)}{2^{2l+2m} \Gamma(l+m+1)}, \quad (\text{E.19})$$

on obtient,

$$E_{3-1}(m, U) = \sum_{l=0}^{\infty} \frac{\pi}{\sqrt{\pi}} \left(\frac{U}{2} \right)^{2l+2m} \frac{\Gamma(l+m+1)}{\Gamma(l+m+\frac{3}{2}) \Gamma(l+1) \Gamma(l+2m+1)}. \quad (\text{E.20})$$

En utilisant les égalités suivantes,

$$\int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos^{\mu-1}(x) dx = 2^{\mu-2} \frac{\Gamma(\frac{\mu}{2})^2}{\Gamma(\mu)}, \quad (\text{E.21})$$

$$I_\nu(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{\Gamma(k+\nu+1)\Gamma(k+1)} \left(\frac{z}{2}\right)^{2k+\nu}, \quad (\text{E.22})$$

il est possible d'identifier $E_{3-1}(m, U)$ comme,

$$E_{3-1}(m, U) = 2 \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos(\theta) I_{2m}(U \cos(\theta)) d\theta. \quad (\text{E.23})$$

D'après le résultat (E.11), on a donc,

$$E_{3-1}(m, U) = \pi I_{m-\frac{1}{2}}\left(\frac{U}{2}\right) I_{m+\frac{1}{2}}\left(\frac{U}{2}\right). \quad (\text{E.24})$$

En suivant la même méthodologie, on montre que,

$$\frac{1}{2} \int_0^\pi \cos((2m+1)\theta) L_0(U \cos(\theta)) d\theta = \frac{\pi}{2} \left(I_{m+\frac{1}{2}}\left(\frac{U}{2}\right) \right)^2, \quad (\text{E.25})$$

$$\frac{1}{2} \int_0^\pi \cos((2m-1)\theta) L_0(U \cos(\theta)) d\theta = \frac{\pi}{2} \left(I_{m-\frac{1}{2}}\left(\frac{U}{2}\right) \right)^2. \quad (\text{E.26})$$

Finalement, on a montré que, pour $n > 0$ et pair,

$$E_3(n, U) = U\beta \frac{\pi^2}{2} \left(I_{\frac{n+1}{2}}\left(\frac{U}{2}\right) + I_{\frac{n-1}{2}}\left(\frac{U}{2}\right) \right)^2. \quad (\text{E.27})$$

On a donc montré que, pour tout $n \in \mathbb{N}^*$,

$$\langle \cos(\omega_{\text{eq}} n T_S) \rangle = U\beta \frac{\pi^2}{2} \left(I_{\frac{n+1}{2}}\left(\frac{U}{2}\right) + I_{\frac{n-1}{2}}\left(\frac{U}{2}\right) \right)^2. \quad (\text{E.28})$$

Table des figures

1.1	Dimension supplémentaire ajouté par l'IdO. [9]	14
1.2	Représentation schématique de la chaîne de réception d'une station de base Sigfox.	17
1.3	Représentation temps/fréquence des chirps montant et descendant.	19
1.4	Description de la modulation d'un symbole dans la technologie LoRa. Les figures (a) et (b) représentent le même symbole modulé.	20
1.5	Architecture d'un réseau GSM basique.	23
1.6	Répartition de 14 fréquences duplexes au sein d'un motif.	25
1.7	Hierarchie des ensembles temporels utilisés dans GSM.	25
1.8	Représentation d'une succession de trames TDMA et des <i>slots</i> correspondants. Exemple d'un canal physique.	26
1.9	Architecture du réseau GPRS.	28
1.10	Architecture de l'UTRAN.	33
1.11	Arbre des codes de Walsh-Hadamard.	35
1.12	Schéma simplifié du codage W-CDMA en UMTS.	35
1.13	Schéma simplifié du mapping <i>Balanced</i> QPSK en voie descendante.	36
1.14	Schéma simplifié du mapping <i>Dual-Channel</i> QPSK en voie montante.	37
1.15	Architecture du réseau d'accès et du réseau cœur LTE.	42
1.16	Représentation fréquentielle d'un symbole OFDM.	43
1.17	Schéma d'un modulateur OFDM.	45
1.18	Exemple d'allocation d'un couple de PRB.	46
1.19	Schéma d'un modulateur SC-FDMA.	47
1.20	Forme de pulse utilisée en GMSK pour différents produits BT .	54
1.21	Densités spectrales de puissance d'une modulation MSK et de la modulation GMSK de produit $BT = 0.3$.	55
1.22	Transition de phase d'une modulation MSK et de la modulation GMSK de produit $BT = 0.3$.	55
1.23	Amplitude des trois premiers pulses issus de l'expansion en séries de Laurent de longueur 3 de la modulation GMSK pour $BT = 0.3$.	57
1.24	Description d'une multitrame de trafic pour les voies montante et descendante.	58
1.25	Exemple de mapping de la voie balise en GSM, pour les voies montante et descendante.	60
1.26	Description d'une multitrame GPRS pour les voies montante et descendante.	60
1.27	Format d'un <i>burst</i> normal.	61
1.28	Format d'un <i>burst</i> de synchronisation en fréquence (FCCH).	61
1.29	Format d'un <i>burst</i> de synchronisation en temps (SCH).	62
1.30	Format d'un <i>burst</i> d'accès (RACH).	62

2.1	Exemple d'événements affectant la consommation d'énergie pour l'échange d'un paquet IP avec le système GPRS [11].	67
2.2	Exemple de mapping du EC-SCH répété 28 fois [11].	69
2.3	Emplacement du précodeur au niveau de l'émetteur [11].	72
2.4	Canaux en voie montante et descendante du système NB-M2M [11].	73
2.5	Canaux en voie montante et descendante du système NB-CIoT [11].	76
2.6	Exemple de positionnement par trilatération avec 3 BTS idéalement positionnées.	85
3.1	Implémentation schématique d'un <i>Selection Combiner</i> à deux voies.	91
3.2	Implémentation schématique d'un <i>Egal Gain Combiner</i> à deux voies.	92
3.3	Exemple d'implémentation d'un <i>Maximal Ratio Combiner</i> à deux voies.	93
3.4	Chaîne d'émission GSM considérée.	95
3.5	Schéma d'un modulateur GMSK linéarisé.	96
3.6	Chaîne de réception GSM considérée, employant différents mécanismes de recombinaison.	96
3.7	Comparaison des courbes de l'approximation de premier ordre du SINR, obtenues par la théorie (calcul numérique) et par simulation (Monte-Carlo). La valeur de T est fixée à $577 \mu\text{s}$ dans la figure (a). Le nombre de répétitions est fixé à 16 dans la figure (b).	109
3.8	Comparaison des courbes de l'approximation de second ordre du SINR, obtenues par la théorie (calcul numérique) et par simulation (Monte-Carlo). La valeur de T est fixée à $577 \mu\text{s}$ dans la figure (a). Le nombre de répétitions est fixé à 16 dans la figure (b).	109
3.9	Les courbes (a) et (b) comparent le SINR moyen simulé (Monte-Carlo) à son approximation de premier ordre (calcul numérique). Les courbes (c) et (d) comparent le SINR moyen simulé (Monte-Carlo) à son approximation de second ordre (calcul numérique). La valeur de T est fixée à $577 \mu\text{s}$ (1 slot) dans les figures (a) et (c). Le nombre de répétitions est fixé à 16 dans les figures (b) et (d).	110
3.10	Zoom de la Fig. 3.9c.	111
3.11	SINR exact en fonction de R et pour différentes valeurs de f_{max} . La valeur de T est fixée à une durée de 1 slot	112
3.12	Comparaison des courbes de l'approximation de premier ordre du SINR, obtenues par la théorie (calcul numérique) et par simulation (Monte-Carlo). La valeur de T est fixée à $577 \mu\text{s}$ dans la figure (a). Le nombre de répétitions est fixé à 16 dans la figure (b).	122
3.13	Comparaison des courbes de l'approximation de second ordre du SINR, obtenues par la théorie (calcul numérique) et par simulation (Monte-Carlo). La valeur de T est fixée à $577 \mu\text{s}$ dans la figure (a). Le nombre de répétitions est fixé à 16 dans la figure (b).	122
3.14	Les courbes (a) et (b) comparent le SINR moyen simulé (Monte-Carlo) à son approximation de premier ordre (calcul numérique). Les courbes (c) et (d) comparent le SINR simulé (Monte-Carlo) à son approximation de second ordre (calcul numérique). La valeur de T est fixée à $577 \mu\text{s}$ (1 slot) dans les figures (a) et (c). Le nombre de répétitions est fixé à 16 dans les figures (b) et (d).	123
3.15	SINR moyen non approximé d'une trame recombinaison par Prefilter en fonction du nombre de répétitions, pour $T = 52 \text{ slots}$ et $f_{\text{max}} = 200 \text{ Hz}$	124

3.16	Performance des méthodes de recombinaison testées en terme de BER en fonction du SNR d'entrée du récepteur pour différents nombres de répétitions. La Fig. (a) traite le cas de la recombinaison IQ, la (b) du Prefilter, la (c) du Chase et la (d) du Décodeur.	126
3.17	Courbes représentant le SNR requis en entrée du récepteur pour avoir un BER de 10^{-4} en fonction du nombre de répétitions pour les différentes méthodes de recombinaison.	127
3.18	Performance des méthodes de recombinaison testées en termes de BER en fonction du SNR en entrée du récepteur pour différentes diversités de canal. La Fig. (a) traite le cas de la recombinaison IQ, la (b) du Prefilter, la (c) du Chase.	128
4.1	PDF de ϕ obtenue par la théorie et par la simulation pour différentes valeurs du SNR du FCCH.	132
4.2	PDF de ω_{eq} obtenue par la théorie et par la simulation pour différentes valeurs du SNR du FCCH.	133
4.3	Comparaison des valeurs théoriques et obtenues en simulation, du SNR moyen de 16 trames recombinaison par IQ en présence d'un offset en fréquence, en fonction de la fréquence Doppler maximale et pour différentes performances de l'estimateur.	135
4.4	SNR moyens théoriques en sortie du mécanisme de recombinaison IQ, pour $\alpha = 10$ et $\alpha = 20$, en fonction de U et avec $T_S = 3.69 \mu s$, $R = 16$ et $f_{max} = 0$ Hz.	135
4.5	Erreur absolue moyenne d'estimation de la fréquence en Hz pour les différents estimateurs, en fonction du SNR du FCCH en entrée.	137
4.6	Distribution de l'erreur d'estimation du MLE pour un SNR de FCCH de 3.2 dB.	137
4.7	EAM de l'algorithme de synchronisation fréquentielle utilisé dans l'étude théorique.	138
4.8	Comparaison des SNR moyens d'une trame recombinaison par IQ, obtenus pour chacun des estimateurs. Les courbes sont tracées en fonction de la fréquence Doppler maximale, pour $R = 16$ et $T = 156 T_S$	138
4.9	Distribution de l'erreur d'estimation du WPA pour un SNR de FCCH de 5.1 dB.	139
4.10	Comparaison des SNR moyens d'une trame recombinaison par IQ, obtenus pour chacun des estimateurs. Les courbes sont tracées en fonction de la fréquence Doppler maximale, pour $R = 16$ et $T = 156 T_S$	139
4.11	Présentation du mécanisme d'émission et de recombinaison mixte.	141
4.12	Comparaison de l'approximation de premier ordre du SINR moyen obtenue par simulation et en théorie, en fonction de la fréquence Doppler maximale, pour différents ratios de combinaison mixte, sachant que $R = 16$. Pour la figure (a) $T_I = T_P = 8 slots$ et pour la figure (b) $T_I = 1 slot$ et $T_P = 8 slots$	147
4.13	Comparaison de l'approximation de premier ordre du SINR moyen obtenue en théorie au SINR exact simulé, en fonction de la fréquence Doppler maximale, pour différents ratios de combinaison mixte, sachant que $R = 16$ et $T_I = T_P = 8 slots$	148
4.14	Zooms de la Fig. 4.13 autour de l'origine, comprenant uniquement les valeurs exactes du SINR moyen, obtenues par simulation.	148

4.15	Comparaison de l'approximation de premier ordre du SINR moyen obtenu en théorie, au véritable SINR simulé, en fonction de la fréquence Doppler maximale, pour différents ratios de combinaison mixte, sachant que $R = 16$. La Fig. (a) utilise $T_I = 1 \text{ slot}$ et $T_P = 8 \text{ slots}$. La Fig. (b) utilise $T_I = 1 \text{ slot}$ et $T_P = 52 \text{ slots}$	149
4.16	Comparaison des valeurs de SNR en entrée, requises pour un BER de 10^{-4} en fonction de la fréquence Doppler maximale pour différents ratios de combinaison mixte. La figure (a) décrit le cas de la combinaison I-P, et la figure (b) le cas de la combinaison I-C.	150
5.1	Photo d'une carte USRP B210 seule.	154
5.2	Représentation schématique de la chaîne de transmission considérée.	155
5.3	Photo de la chaîne de transmission.	155
5.4	L'ensemble des 10 trames TDMA répétées par la carte émettrice. La notation "TS" signifie <i>Time Slot</i> , et représente les <i>slots</i> temporels contenant les <i>bursts</i> de données. Les <i>bursts</i> notés "DB" sont des <i>Dummy Bursts</i>	157
5.5	Schéma de la chaîne d'émission générale utilisée.	158
5.6	Le <i>burst</i> FCCH envoyé.	159
5.7	Le <i>burst</i> EC-SCH transmis.	160
5.8	Le <i>burst</i> normal utilisé pour le canal EC-PDTCH.	161
5.9	Exemple de mapping du canal EC-PDTCH, figure basée sur la Fig. 9b du TS 45.002 version 14.3. Chaque couleur représente un <i>burst</i> et ses répétitions.	161
5.10	Valeurs de A_k obtenues pour un canal AWGN à un SNR de 0 dB en simulation.	163
5.11	Taux de détection du canal FCCH en fonction du SNR, obtenu en simulation pour un seuil de -150	164
5.12	Comparaison du taux de détection du canal FCCH en fonction du SNR, obtenu par l'implémentation et par la simulation.	164
5.13	Valeur de l'erreur absolue moyenne de correction du décalage en fréquence, en fonction du SNR, avec et sans application du mécanisme de protection. Les courbes ont été obtenues en simulation pour un offset en fréquence constant de 1 kHz.	167
5.14	Valeur absolue de la corrélation obtenue pour un groupement d'échantillons contenant un <i>burst</i> EC-SCH. Résultats obtenus en simulation pour un SNR de -5 dB.	168
5.15	Comparaison des performances de BER du canal EC-SCH obtenues en simulation et en expérimentation, dans le cas d'une recombinaison IQ, en fonction du SNR et pour différents nombres de répétitions recombinaisonées.	169
5.16	Comparaison des performances de BER du canal EC-SCH obtenues en simulation et en expérimentation, dans le cas d'une recombinaison Prefilter, en fonction du SNR et pour différents nombres de répétitions recombinaisonées.	169
5.17	Comparaison des performances de BER du canal EC-SCH obtenues en simulation et en expérimentation, dans le cas d'une recombinaison Chase, en fonction du SNR et pour différents nombres de répétitions recombinaisonées.	170
5.18	Comparaison des performances de BER du canal EC-SCH obtenues en expérimentation, dans le cas d'une recombinaison IQ avec utilisation de l'information de phase, en fonction du SNR et pour différents nombres de répétitions recombinaisonées.	171

5.19	Comparaison des performances de BER du canal EC-PDTCH obtenues en simulation et en expérimentation, dans le cas d'une recombinaison de type I-P, en fonction du SNR et pour 4 trames recombinaisonées par le mécanisme IQ. La notation I-P-X indique que X trames ont été recombinaisonées par le mécanisme Prefilter.	172
5.20	Comparaison des performances de BER du canal EC-PDTCH obtenues en simulation et en expérimentation, dans le cas d'une recombinaison de type I-C, en fonction du SNR et pour 4 trames recombinaisonées par le mécanisme IQ. La notation I-C-X indique que X trames ont été recombinaisonées par le mécanisme Chase.	173
5.21	Comparaison des performances de BER du EC-PDTCH obtenues en expérimentation dans le cas d'une recombinaison I-P, en fonction du SNR, pour un nombre de répétitions fixe, mais pour différents ratios entre les recombinaisonées de type IQ et Prefilter.	174
B.1	Exemple de localisation par ECell-Id (Cell-Id + Secteur + TA).	187
B.2	Évolution de l'atténuation en espace libre en fonction de la distance.	188
B.3	Exemple de localisation par AoA.	188

Bibliographie

- [1] <https://www.forbes.com/sites/louiscolumbus/2016/11/27/roundup-of-internet-of-things-forecasts-and-market-estimates-2016/>.
- [2] <https://www.forbes.com/sites/louiscolumbus/2017/01/29/internet-of-things-market-to-reach-267b-by-2020/>.
- [3] <https://www.sigfox.com/en>.
- [4] <http://www.semtech.com/wireless-rf/internet-of-things/>.
- [5] <https://www.ingenu.com/>.
- [6] <https://www.qowisio.com/>.
- [7] <http://www.weightless.org>.
- [8] <http://www.postscapes.com/internet-of-things-history/>.
- [9] UIT-T, *Recommandation Y.2060 - Présentation générale de l'Internet des objets*, UIT-T Std., 2012.
- [10] https://www.tesla.com/fr_FR/autopilot.
- [11] 3GPP TSG GERAN, “Cellular System Support for Ultra Low Complexity and Low Throughput Internet of Things,” 3GPP, Tech. Rep. 45.820 v13.1.0, November 2015.
- [12] <https://www.lora-alliance.org/>.
- [13] LoRa Alliance Technical Marketing Workgroup 1.0, “A technical overview of LoRa and LoRaWAN,” LoRa Alliance, Tech. Rep., November 2015.
- [14] A. Springer, W. Gugler, M. Huemer, L. Reindl, C. C. W. Ruppel, and R. Weigel, “Spread spectrum communications using chirp signals,” in *IEEE/AFCEA EURO-COMM 2000. Information Systems for Enhanced Public Safety and Security (Cat. No.00EX405)*, 2000, pp. 166–170.
- [15] B. Reynders and S. Pollin, “Chirp spread spectrum as a modulation technique for long range communication,” in *2016 Symposium on Communications and Vehicular Technologies (SCVT)*, Nov 2016, pp. 1–5.
- [16] Semtech Corporation, “AN1200.22 LoRa Modulation Basics,” Semtech, Tech. Rep., May 2015.
- [17] <http://www.itu.int/en/Pages/default.aspx>.
- [18] <http://www.gsma.com/>.
- [19] X. Lagrange, P. Godlewski, and S. Tabbane, *Réseaux GSM*, 5th ed., ser. Réseaux et télécommunications. Hermès Science Publications, 2000.
- [20] H. Holma, A. Toskala, and P. Tapia, *HSPA+ Evolution to Release 12 : Performance and Optimization*, 1st ed. Wiley Publishing, 2014.
- [21] M. T. Javier Sanchez, *UMTS*, 2nd ed. iSTE, 2007.

-
- [22] R. Chang and R. Gibby, "A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme," *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 16, no. 4, pp. 529–540, August 1968.
- [23] Bouguen, Y. and Hardouin, E. and Maloberti, A. and Wolff, F.X., *LTE et les réseaux 4G*. Eyrolles, 2012. [Online]. Available : <https://books.google.fr/books?id=THU-2m-gZpMC>
- [24] J. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, ser. McGraw-Hill International Edition. McGraw-Hill, 2008. [Online]. Available : <https://books.google.fr/books?id=ksh0GgAACAAJ>
- [25] P. Laurent, "Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulses (amp)," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 34, no. 2, pp. 150–160, Feb 1986.
- [26] N. Al-Dhahir and G. Saulnier, "A high-performance reduced-complexity gmsk demodulator," in *Conference Record of The Thirtieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 1, Nov 1996, pp. 612–616 vol.1.
- [27] I. Lakkis, J. Su, and S. Kato, "A simple coherent gmsk demodulator," in *12th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. PIMRC 2001. Proceedings (Cat. No.01TH8598)*, vol. 1, Sep 2001, pp. A-112–A-114 vol.1.
- [28] 3GPP TSG RAN, "Study on provision of low-cost Machine-Type Communications (MTC) User Equipments (UEs) based on LTE," 3GPP, Tech. Rep. 36.888 v12.0.0, Juin 2013.
- [29] —, "GSM/EDGE Radio transmission and reception," 3GPP, Tech. Rep. 45.005 v14.0.0, Mars 2017.
- [30] S. Roessel and S. S. et al., "Cellular Internet-of-Things Explained," Globecom 2016, 2016.
- [31] S. Fischer, "Introduction to OTDOA on LTE Networks," 2014.
- [32] Sierra, "Coverage Analysis of LTE-M Category-M1," 2017.
- [33] D. G. Brennan, "Linear diversity combining techniques," *Proceedings of the IRE*, vol. 47, no. 6, pp. 1075–1102, June 1959.
- [34] T. S. Rappaport *et al.*, *Wireless communications : principles and practice*. Prentice Hall PTR New Jersey, 2002, vol. 2.
- [35] D. Chase, "Code combining—a maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 33, no. 5, pp. 385–393, May 1985.
- [36] 3GPP TSG RAN, "GSM/EDGE Modulation," 3GPP, Tech. Rep. 45.004 v14.1.0, Juin 2017.
- [37] W. Gerstacker, F. Obernosterer, R. Meyer, and J. Huber, "On prefilter computation for reduced-state equalization," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 1, no. 4, pp. 793–800, Oct 2002.
- [38] J. O. Smith, *Introduction to Digital Filters with Audio Applications*. W3K Publishing, 2007.
- [39] G. Forney, "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 3, pp. 363–378, May 1972.

- [40] J. Hagenauer and P. Hoeher, "A viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications," in *Global Telecommunications Conference and Exhibition 'Communications Technology for the 1990s and Beyond' (GLOBECOM), 1989. IEEE*, Nov 1989, pp. 1680–1686 vol.3.
- [41] B. S. G. Montorsi, D. Divsalar, and F. Pollara, "A soft-input soft-output maximum a posteriori (map) module to decode parallel and serial concatenated codes," *JPL TDA Progress Report*, vol. 42-127, Nov 1996.
- [42] C. Berrou, *Codes et turbocodes*, 1st ed. Springer-Verlag Paris, 2007.
- [43] R. H. Clarke, "A statistical theory of mobile-radio reception," *The Bell System Technical Journal*, vol. 47, no. 6, pp. 957–1000, July 1968.
- [44] T. S. Rappaport *et al.*, *Wireless communications : principles and practice*. Prentice Hall PTR New Jersey, 2002, vol. 2.
- [45] Y. R. Zheng and C. Xiao, "Simulation models with correct statistical properties for rayleigh fading channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 6, pp. 920–928, June 2003.
- [46] M. Pätzold, *Mobile Fading Channels*. Wiley, 2003, vol. 1.
- [47] M. Patzold, U. Killat, F. Laue, and Y. Li, "On the statistical properties of deterministic simulation models for mobile fading channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, no. 1, pp. 254–269, Feb 1998.
- [48] 3GPP, "Radio transmission and reception," 3GPP TS, Tech. Rep. 05.05 V8.20.0, November 2005.
- [49] R. Pawula, S. Rice, and J. Roberts, "Distribution of the phase angle between two vectors perturbed by gaussian noise," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 30, no. 8, pp. 1828–1841, Aug 1982.
- [50] R. F. Pawula, "Distribution of the phase angle between two vectors perturbed by gaussian noise ii," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, no. 2, pp. 576–583, Mar 2001.
- [51] R. Pawula, "On the theory of error rates for narrow-band digital fm," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 29, no. 11, pp. 1634–1643, Nov 1981.
- [52] I. Gradshteyn and I. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*. Academic Press, 2014, vol. 8.
- [53] D. Rife and R. Boorstyn, "Single tone parameter estimation from discrete-time observations," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 20, no. 5, pp. 591–598, Sep 1974.
- [54] S. Kay, "Statistically/computationally efficient frequency estimation," in *ICASSP-88., International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Apr 1988, pp. 2292–2295 vol.4.
- [55] H. Kröll, S. Zwicky, C. Benkeser, Q. Huang, and A. Burg, "Low-complexity frequency synchronization for gsm systems : Algorithms and implementation," in *2012 IV International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems*, Oct 2012, pp. 168–173.
- [56] D. W. Tufts and P. D. Fiore, "Simple, effective estimation of frequency based on prony's method," in *1996 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing Conference Proceedings*, vol. 5, May 1996, pp. 2801–2804 vol. 5.

-
- [57] J.-W. Liang, B. C. Ng, J. T. Chen, and A. Paulraj, "Gmsk linearization and structured channel estimate for gsm signals," in *MILCOM 97 MILCOM 97 Proceedings*, vol. 2, Nov 1997, pp. 817–821 vol.2.
- [58] J. Baltersee, G. Fock, H. Meyr, and L. Yiin, "Linear mmse channel estimation for gsm," in *Global Telecommunications Conference, 1999. GLOBECOM '99*, vol. 5, 1999, pp. 2523–2527 vol.5.
- [59] M. Pukkila, "Channel Estimation Modeling," Nokia Research Center, Tech. Rep. S-72.333, Decembre 2000.
- [60] <https://www.ettus.com/product/details/UB210-KIT>.
- [61] https://en.wikipedia.org/wiki/Secant_method.
- [62] <https://www.business.att.com/solutions/Service/internet-of-things/networks/lte-m/>.
- [63] <https://www.verizonwireless.com/biz/plans/m2m-business-plans/>.
- [64] Cellio, "Cellular Location Technology," VTT, Tech. Rep. IST-2000-25382-CELLO, November 2001.
- [65] P. Tarrío, A. M. Bernardos, and J. R. Casar, "Weighted Least Squares Techniques for Improved Received Signal Strength Based Localization," *Sensors*, vol. 11, no. 9, pp. 8569–8592, 2011. [Online]. Available : <http://www.mdpi.com/1424-8220/11/9/8569>
- [66] P. Kasebzadeh, C. Fritsche, E. Özkan, F. Gunnarsson, and F. Gustafsson, "Joint antenna and propagation model parameter estimation using RSS measurements," in *2015 18th International Conference on Information Fusion (Fusion)*, July 2015, pp. 98–103.
- [67] X. Li, "RSS-Based Location Estimation with Unknown Pathloss Model," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 12, pp. 3626–3633, December 2006.
- [68] H. Liu, Y. Zhang, X. Su, X. Li, and N. Xu, "Mobile Localization Based on Received Signal Strength and Pearson's Correlation Coefficient," *International Journal of Distributed Sensor Networks*, vol. 11, no. 8, p. 157046, 2015. [Online]. Available : <http://dx.doi.org/10.1155/2015/157046>
- [69] D. Niculescu and B. Nath, "Ad hoc positioning system (APS) using AOA," in *IEEE INFOCOM 2003. Twenty-second Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies (IEEE Cat. No.03CH37428)*, vol. 3, March 2003, pp. 1734–1743 vol.3.
- [70] L. Zimmermann, A. Goetz, G. Fischer, and R. Weigel, "GSM mobile phone localization using time difference of arrival and angle of arrival estimation," in *International Multi-Conference on Systems, Signals Devices*, March 2012, pp. 1–7.
- [71] J. Shen, A. F. Molisch, and J. Salmi, "Accurate Passive Location Estimation Using TOA Measurements," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no. 6, pp. 2182–2192, June 2012.
- [72] S. Hara, D. Anzai, T. Yabu, T. Derham, and R. Zemek, "Analysis on TOA and TDOA Location Estimation Performances in a Cellular System," in *2011 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, June 2011, pp. 1–5.
- [73] K. Yang, J. An, X. Bu, and G. Sun, "Constrained Total Least-Squares Location Algorithm Using Time-Difference-of-Arrival Measurements," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 3, pp. 1558–1562, March 2010.
- [74] ETSI, "Digital cellular telecommunications system," ETSI et 3GPP, Tech. Rep. 101 724 v8.9.0, Juin 2004.

- [75] H. Laitinen, J. Lahteenmaki, and T. Nordstrom, "Database correlation method for GSM location," in *IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, Spring 2001. Proceedings (Cat. No.01CH37202)*, vol. 4, 2001, pp. 2504–2508 vol.4.
- [76] P. Bahl and V. N. Padmanabhan, "Radar : an in-building rf-based user location and tracking system," in *Proceedings IEEE INFOCOM 2000. Conference on Computer Communications. Nineteenth Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies (Cat. No.00CH37064)*, vol. 2, 2000, pp. 775–784 vol.2.
- [77] C. Xiao, Y. R. Zheng, and N. C. Beaulieu, "Novel sum-of-sinusoids simulation models for rayleigh and rician fading channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 12, pp. 3667–3679, December 2006.
- [78] I. Gradshteyn and I. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*. Academic Press, 1996, vol. 5.

AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

Titre de la thèse:

Etude et optimisation de solutions reposant sur les réseaux cellulaires existants pour l'internet des objets

Nom Prénom de l'auteur : DUFRENE LOUIS-ADRIEN

Membres du jury :

- Monsieur SCHWORER Jean
- Monsieur HELARD Jean-François
- Monsieur CRUSSIÈRE Matthieu
- Monsieur GORCE Jean-Marie
- Madame BOUCHERET Marie-Laure
- Madame FIJALKOW Inbar
- Monsieur ROS Laurent

Président du jury :

Inbar FIJALKOW

Date de la soutenance : 14 Décembre 2017

Reproduction de la these soutenue

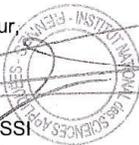
- Thèse pouvant être reproduite en l'état
 Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées

Fait à Rennes, le 14 Décembre 2017

Signature du président de jury

Le Directeur,

M'hamed DRISSI



A handwritten signature in black ink, appearing to be 'Inbar Fijalkow', written over a horizontal line.

L'Internet des objets (IdO ou Internet of Things - IoT) connaît un intérêt grandissant depuis plusieurs années, avec la multiplication des objets dits « connectés » et des applications associées. Pour assurer la connectivité de ces objets, des réseaux sans fil longue portée à faible consommation énergétique (LPWAN), dédiés à l'IdO, ont été développés, ces réseaux proposant une connectivité adaptée aux contraintes propres de l'IdO. Plus récemment, le 3GPP a fait évoluer ses technologies 2G et 4G pour pouvoir également fournir des solutions de connectivité adaptées à l'IdO (Cellular IoT). Pour obtenir l'extension de couverture requise, ces évolutions utilisent entre autres un mécanisme de répétition en aveugle. Ainsi, en fonction de la qualité du lien radio, l'émetteur répètera sa trame d'information un nombre prédéfini de fois, sans attendre d'acquiescement de la part du récepteur.

Dans ce contexte, cette thèse s'intéresse aux mécanismes de recombinaison au sein du récepteur et à l'impact de l'évolution temporelle du canal de propagation et des imperfections du système sur les performances de ces mécanismes, en prenant la technologie 2G comme cas d'application.

Tout d'abord, nous nous intéressons aux performances des différents mécanismes dans le cadre d'un récepteur sans imperfection. Après avoir défini la chaîne de transmission considérée, nous précisons les quatre mécanismes étudiés. Une analyse théorique du rapport signal sur bruit plus interférences (SINR) est effectuée pour deux des schémas de recombinaisons, des approximations du 1er et 2nd ordres étant calculées. Elles permettent de comprendre l'impact de la vitesse de la variation temporelle du canal de propagation sur les performances de ces deux schémas. Puis, des simulations du système de transmission complet sont réalisées, permettant d'obtenir les performances en termes de taux d'erreur binaire (BER). Ces résultats permettent de dégager les conditions sur la vitesse d'évolution du canal de propagation pour lesquelles chacun des schémas de recombinaison offre les meilleures performances.

Dans un second temps, nous considérons une synchronisation fréquentielle imparfaite et menons une étude théorique du rapport signal sur bruit (SNR) obtenu par l'un des mécanismes. Une expression exacte du SNR est obtenue, montrant l'influence négative que peut avoir une mauvaise estimation en fréquence sur les performances. Ensuite, une estimation de canal imparfaite est considérée, de même qu'un nouveau schéma de recombinaison mixte, alliant deux mécanismes de recombinaison successifs. Une étude théorique du SINR et une simulation complète du système sont réalisées. Les résultats de BER confirment les tendances observées par l'étude théorique et montrent l'intérêt de la recombinaison mixte dans ce cadre.

Enfin, la dernière partie de l'étude consiste en une implémentation du système complet sur des cartes radio-logicielles. L'implémentation permet de prendre en compte toutes les imperfections liées au matériel ainsi que les limites des algorithmes de synchronisation et d'estimation de canal effectués par le récepteur. Les mesures permettent de confirmer les grandes tendances des résultats précédemment obtenus en théorie et en simulation.

Finalement, les résultats de cette thèse, permettent de mieux évaluer les performances des différents mécanismes de recombinaison pressentis pour certains systèmes de l'IdO. Ces résultats peuvent être exploités afin d'adapter le schéma de combinaison en fonction de l'application visée, et ainsi de réduire la consommation énergétique du système.

The Internet of Things (IoT) is a concept, where a large number of connected devices are communicating together through the same network, constituting an autonomous and intelligent entity. The increasing number of connected devices and "IoT" services confirms the growing interest for the IoT and its applications. To provide connectivity to the devices, several dedicated wireless low power and wide area networks (LPWAN) have been created. Recently, with the Release 13, the 3GPP decided to modify the 2G and 4G technologies, to be able to also provide such connectivity for the IoT devices, creating the field of Cellular-IoT (CIoT). These evolutions imply a coverage extension compared to the legacy technologies. To obtain this extension, these new standards especially use a blind repetition mechanism. Depending on the radio link quality, the transmitter repeats the information frame a predefined number of times, without waiting for the receiver to transmit an acknowledgment.

In this context, this thesis studies the performance of several diversity combiners at the receiver, and observes the impact of the temporal evolution of the propagation channel and of imperfections in the receiver. The 2G GSM system is chosen as the application case.

Firstly, after presenting the transmission chain and the four studied combining schemes, we lead an analytical study of the signal to interference plus noise ratio (SINR) of two combining mechanisms. The expressions of the approximations derived are confirmed by simulation. The results show the impact of the temporal evolution of the propagation channel on the performances. Then, we simulate the complete transmission chain to obtain the bit error rate (BER) performances of the studied combining schemes. The results confirm the observations made in the theoretical part, and allow us to define the conditions in which each mechanism performs the best.

Secondly, we consider imperfect frequency synchronization in the receiver. We derive the closed-form expression of the signal to noise ratio (SNR) of one of the combining mechanisms. The results show the negative impact of the presence of a remaining frequency offset. Then, we consider imperfect channel estimation and propose a hybrid combining scheme, obtained by mixing two different combining mechanisms. We lead a theoretical study of the SINR and obtain an approximation, confirmed by simulation. We also simulate the full transmission chain in this case, and the BER results confirm the observations made in the theoretical part and show the advantages of proposed hybrid scheme.

Finally, in the last part of our study, we carry out a hardware implementation of the system into a software-radio platform. This implementation allows us to take into account the imperfections of a practical hardware system and consider the limitations of the channel estimation and synchronization algorithms used at the receiver side. The obtained measures confirm the main trends already exhibited from the theoretical and simulation results.

With the theoretical and simulation results provided in this thesis, one can better evaluate the potential of each combining scheme proposed in the framework of IoT communications to efficiently benefit from blind repetition mechanisms. Such results can further be exploited to choose the most suitable combining scheme depending on the target application, and thereby adequately reduce the energy consumption of IoT systems.