

Université du Québec
Institut national de la recherche scientifique
Centre Énergie Matériaux et Télécommunications

**RÉCEPTEUR COGNITIF A HAUTS GAINS EN DÉBIT, COUVERTURE ET
EFFICACITÉ ÉNERGÉTIQUE PAR BASCULEMENT ENTRE MODES
D'ASSISTANCE PAR PILOTE DE L'ESTIMATION DE CANAL ET DE LA
DÉMODULATION DE DONNÉES SUR LE LIEN DESCENDANT DE
RÉSEAUX LTE HÉTÉROGÈNES**

Par
Imen Mrissa

Thèse présentée pour l'obtention du grade de
Doctorat, PhD.
en Télécommunications

Jury d'évaluation

Examineur externe	Prof. Wessam Ajib Université du Québec à Montréal
Examineur externe	Dr. Ivo Maljevic TELUS Corporation
Examineur interne	Prof. Tayeb Denidni INRS-EMT
Directeur de recherche	Prof. Sofène Affes INRS-EMT
Co-directeur de recherche	Dr. Alex Stéphanne Ericsson Canada et INRS-EMT

Remerciements

J'exprime mes profonds remerciements à mon directeur de thèse Prof. Sofiène Affes pour son soutien bienveillant, ses encouragements et son œil critique qui m'a permis de structurer et d'améliorer ce travail. Je tiens aussi à lui adresser tous mes sentiments de gratitude pour la confiance qu'il m'a accordée pour travailler sur un sujet si intéressant malgré mes engagements familiales.

J'exprime aussi tous mes remerciements à mon co-directeur de thèse pour sa disponibilité, ses conseils précieux, son enthousiasme et son sympathie.

Je remercie aussi tous les membres de mon jury pour le temps qu'ils ont accordé pour évaluer cette thèse.

Mes remerciements vont également à l'équipe de TELUS, qui ont accepté de m'offrir une opportunité de stage, pour le temps qu'ils m'ont accordé pour améliorer mon travail.

Ma reconnaissance va au gouvernement Tunisien, mon pays d'origine, qui m'a offert une bourse d'excellence pour finir mes études supérieures à l'étranger. Grâce à cette bourse, j'ai pu avoir mon diplôme de master au Canada et j'ai pu aussi aboutir à mon doctorat.

J'adresse toute ma gratitude à mon mari Mohamed qui; avec son encouragement, son support morale et sa confiance en mes capacités; m'a infiniment aidé à réaliser ce travail. Je lui sais infiniment gré d'être toujours à mes côtés et de m'offrir l'énergie positive qui m'a permis d'achever mon travail.

Je dédie cette thèse à mes parents qui croyaient à la valeur de l'éducation et qui m'ont encouragé à voyager à l'étranger pour réaliser mon rêve. J'adresse spécialement toute mon affection à ma maman qui malgré mon éloignement depuis de nombreuses années, sa confiance, sa tendresse, son amour me portent et me guident tous les jours.

Ces remerciements ne peuvent s'achever, sans une pensée pour mon adorable fille Shahd qui rayonne ma vie et m'offre toute la joie, le ravissement et l'espoir en l'avenir.

Résumé

L'explosion du trafic de données et le problème de l'efficacité spectrale qui s'approche de ses limites théoriques exigent l'augmentation de la densité des noeuds dans un réseau cellulaire. Cependant, la partition des cellules dans un réseau contemporain dense cause un grand problème d'interférence. De plus, le déploiement des cellules macro à puissance transmise élevée est très coûteux. Une stratégie alternative consiste alors à superposer des cellules à faible puissance transmise dans la surface géographique de la macro cellule créant ainsi des réseaux hétérogènes connus par "HetNet". Dans ce travail, nous visons l'amélioration des performances des réseaux HetNet dont les petites cellules souffrent d'un problème sérieux d'interférence limitant leurs performances. Nous adoptons pour notre objectif la radio cognitive du point de vue de fournir une communication très fiable indépendamment du temps et du lieu. Nous visons un niveau original d'intelligence en faisant appel à la cognition comme outil de traiter plusieurs dimensions de reconfiguration dynamique autre que l'allocation de spectre. Nous proposons un nouveau émetteur-récepteur cognitif (CTR) capable de sélectionner le meilleur triplet d'utilisation de pilote, d'estimation de canal et de mode de détection qui permet d'atteindre le meilleur débit au niveau lien selon les conditions du canal qui sont le rapport signal-à-bruit (SNR), l'indicateur de qualité du canal CQI, la vitesse du mobile et le type du canal. Nous divisons notre travail d'évaluation en deux grandes étapes qui sont les simulations du niveau lien et les simulations du niveau système. La première étape (étape d'apprentissage) permet de tracer les règles de décision du meilleur triplet mode d'identification de canal (assisté par pilote, hybride ou autodidacte), algorithme d'estimation de canal (maximum de vraisemblance ou moindres carrés), et mode de détection (cohérent ou différentiel) dépendamment des conditions du canal représentées par le triplet rapport signal-à-bruit/indicateur de qualité de canal, vitesse du mobile (évanouissement lent ou rapide), type de canal (évanouissement plat ou sélectif en fréquence). Les résultats de simulations en termes de taux d'erreurs sur les trames sont ensuite transférées au simulateur système pour mettre en valeur l'apport de notre nouveau CTR au réseau LTE HetNet. Nous visons alors l'amélioration des petites cellules en appliquant notre CTR conjointement avec la technique d'extension d'aire pico cellulaire. Nous visons aussi réduire la puissance transmise par la cellule macro pour diminuer par conséquent l'effet d'interférence sans baisser les performances de cette dernière. Notre CTR permet d'atteindre les objectifs cités en réalisant de surcroît des gains considérables en débit.

Mots-clés Estimateurs de canal à maximum de vraisemblance (ML) et à moindres carrés (LS), estimation assistée par pilote, estimation autodidacte, modulations cohérente et différentielle, émetteur-récepteur cognitif, simulations des niveaux lien et système, LTE HetNet, expansion d'aire pico cellulaire.

Abstract

One of the strongest driving forces for wireless technology evolution today is 4G (4th Generation), also known as LTE-Advanced (Long Term Evolution) or IMT-Advanced (International Mobile Telecommunications). 4G allows high-speed wireless data delivery at much lower costs and latency while providing much higher rates, spectrum efficiency, and coverage. Most importantly, it promises the provision of future high-speed wireless data services everywhere closer to the mobile user in a seamless and versatile fashion, no matter what the surrounding environment and link conditions are. In this context and given the spectral efficiency approaching its theoretical limits, Heterogeneous Networks known as HetNet is an attractive cost effective solution for communication service providers. The basic idea of HetNet is deploying small cells (pico-cells and femto-cells) transmitting weaker power in a macro-cell network in order to increase system capacity and throughput. However, due to their very low transmit powers; small cells are prone to severe interference corruption from macro-cells. Our main objective is hence to enhance LTE HetNet system performance by using cognitive radio concept. In this context, get onto the emerging cognitive radio from a rather uncommon perspective today. We take up the second primary cognitive radio's objective of providing highly reliable communications anywhere anytime, so far addressed in a conventional manner, but rarely tackled today from a new level of "cognitive wireless communications" where cognition could possibly handle many dynamic reconfiguration dimensions other than spectrum allocation, the conventional one. We propose therefore a new context-aware cognitive transceiver (CTR), which is able to self-adjust its antenna-array processing structure and air-interface configuration for optimum performance. More specifically, the proposed CTR is able to select the best combination triplet of pilot-use, channel-identification, and data-detection modes that achieve the best link-level performances against channel conditions in terms of channel type, mobile speed, SNR, and CQI. The performance of the proposed context-aware CTR is assessed by conducting exhaustive simulations at both the link and system levels. For link-level assessment purposes, we simulate a wireless system consisting of one user equipment (UE) and one base-station (BS). We first identify the performance pertaining to each couple of {channel estimator (LS or ML), data detection (DA, NDA, or NDA with pilots)} apart and draw out the optimal decision rules in terms of the best performing {channel estimator, detection mode} configuration. Block error rate (BLER) vs. SNR results are then fed to a system-level simulator, wherein a whole network is simulated in order to assess the performance of the proposed CTR under more realistic operating conditions that account for inter-cell and intra-cell interference sources. The proposed CTR applied jointly with range expansion technique allows enhancing small cells performances in the context of downlink LTE HetNet by offering considerable throughput gain. Reducing macro cell transmitted power to mitigate interference problem experienced by small cells is also allowed by the new CTR with throughput enhancement for macro cells despite the corresponding transmit power reduction.

Keywords Cognitive transceivers, LS and ML channel estimators, data-aided and non-data-aided

detection, coherent and differential modulations, LTE, HetNet, range expansion, link, and system-level simulations.

Table des Matières

Remerciements	iii
Résumé	v
Abstract	vii
Table des Matières	ix
Liste des Figures	xi
Liste des Tableaux	xix
Liste des Abréviations	xxi
1 Concepts Théoriques de Différents Modes d’Estimation de Canal	5
1.1 Introduction	5
1.2 Estimation de canal assistée par pilote	7
1.2.1 Algorithme d’estimation de canal à moindre carrés	9
1.2.2 Algorithme d’estimation de canal maximum à vraisemblance	11
1.3 Estimation hybride de canal	13
1.3.1 Algorithme à moindre carrés récursif pondéré	14
1.3.2 Algorithme d’estimation de canal hybride à maximum de vraisemblance	15
1.4 Estimation autodidacte du canal	17
1.5 Perspectives	21
2 Concept du Nouveau Émetteur-Récepteur Cognitif: Règles de Décision	23
2.1 Introduction	23
2.2 Simulations du niveau lien	24
2.2.1 Émetteur-récepteur cognitif à Maximum de vraisemblance	28
2.2.2 Émetteur-récepteur cognitif à moindres carrés	46
2.2.3 Émetteur-récepteur cognitif	61
2.3 Perspectives	65
3 Conception du Nouveau Émetteur-Récepteur Cognitif pour les Réseaux LTE HetNet	69
3.1 Introduction	69
3.2 Simulation du niveau système	70
3.2.1 Mise en contexte	70
3.2.2 Résultats de simulations	74

3.3	Perspectives	82
4	Amélioration du Fonctionnement des Pico-Cellules par le Nouveau CTR dans un Réseau LTE HetNet	85
4.1	Introduction	85
4.2	Amélioration de l'extension de l'aire pico cellulaire	87
4.3	Amélioration de l'efficacité de puissance	92
4.4	Conclusion	96
5	Conclusion	99
1	Context-Aware Cognitive SIMO Transceiver for Increased LTE-Downlink Link-Level Throughput	103
2	A Context-Aware Cognitive SIMO Transceiver for Increased LTE-HetNet System-Level DL-Throughput	109
3	A Context-Aware Cognitive SIMO DL Transceiver for LTE HetNet Enhanced Pico-Cell Range Expansion	117
4	A Context-Aware Cognitive SIMO DL Transceiver for LTE HetNet Power Efficiency and Throughput Enhancement	123
5	A Context-Aware Cognitive SIMO Transceiver for Enhanced Throughput on the Downlink of LTE HetNet	129
	Références	145
A	Résultats de Simulations au Niveau Lien	151
A.1	Emetteur-récepteur cognitif à maximum de vraisemblance	151
A.1.1	Canal PedA vitesse de mobile $\nu = 2kmph$	151
A.1.2	Canal PedB vitesse de mobile $\nu = 2kmph$	151
A.1.3	Canal VehA vitesse de mobile $\nu = 30kmph$	151
A.1.4	Canal VehA vitesse de mobile $\nu = 100kmph$	151
A.1.5	Canal VehB vitesse de mobile $\nu = 30kmph$	152
A.1.6	Canal VehB vitesse de mobile $\nu = 100kmph$	152
A.2	Emetteur-récepteur cognitif à moindres carrés	164
A.2.1	Canal PedA vitesse de mobile $\nu = 2kmph$	164
A.2.2	Canal PedB vitesse de mobile $\nu = 2kmph$	164
A.2.3	Canal VehA vitesse de mobile $\nu = 30kmph$	165
A.2.4	Canal VehA vitesse de mobile $\nu = 100kmph$	165
A.2.5	Canal VehB vitesse de mobile $\nu = 30kmph$	165
A.2.6	Canal VehB vitesse de mobile $\nu = 100kmph$	165

Liste des Figures

1.1	Mode d'opération du récepteur conventionnel et du nouveau récepteur cognitif pour une configuration d'antennes SIMO.	7
1.2	Modèle d'insertion de pilote pour le standard LTE pour la configuration d'une seule antenne de transmission.	7
1.3	Diagramme en bloc de l'émetteur-récepteur SIMO du standard LTE sur le lien descendant avec l'estimation de canal assistée par pilote	8
1.4	Diagramme en bloc d'un émetteur-récepteur simplifié.	11
1.5	Diagramme en bloc de l'émetteur-récepteur du simulateur LTE avec configuration d'antennes SIMO sur le lien descendant pour l'estimation autodidacte du canal.	18
1.6	Diagramme de constellation de la modulation différentielle 16DAPSK (2,8).	20
1.7	Diagramme de modulation différentielle pour les modulations (a) QPSK et (b) 16 QAM (l'indice τ indique la dimension temps(ou fréquence) pour la modulation différentielle en temps (ou fréquence).	20
2.1	Erreur quadratique moyenne d'estimation de canal pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedA à vitesse de mobile $\nu = 2kmph$	29
2.2	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedA avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation QPSK.	30
2.3	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedA avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation 16QAM.	31
2.4	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedA avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation 64QAM.	32
2.5	Erreur d'estimation de canal pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$	33
2.6	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation QPSK.	34
2.7	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation 16QAM.	35

2.8	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation 64QAM.	36
2.9	Erreur d'estimation de canal pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$	37
2.10	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation QPSK.	37
2.11	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation 16QAM.	38
2.12	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation 64QAM.	38
2.13	Erreur d'estimation de canal pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$	39
2.14	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation QPSK.	39
2.15	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation 16QAM.	40
2.16	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation 64QAM.	40
2.17	Erreur d'estimation de canal pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$	41
2.18	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation QPSK.	41
2.19	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation 16QAM.	42
2.20	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation 64QAM.	42
2.21	Erreur d'estimation de canal pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$	43
2.22	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation QPSK.	44
2.23	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation 16QAM.	44

2.24	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation 64QAM.	45
2.25	Règles de décision du récepteur cognitif utilisant l'algorithme d'estimation de canal à maximum de vraisemblance.	47
2.26	Erreur d'estimation de canal pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal PedA avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$	48
2.27	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal PedA avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation QPSK.	49
2.28	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal PedA avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation 16QAM.	50
2.29	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal PedA avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation 64QAM.	51
2.30	Erreur d'estimation de canal pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$	51
2.31	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation QPSK.	52
2.32	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation 16QAM.	52
2.33	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation 64QAM.	53
2.34	Erreur d'estimation de canal pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$	53
2.35	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation QPSK.	54
2.36	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation 16QAM.	54
2.37	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation 64QAM.	55
2.38	Erreur d'estimation de canal pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$	55
2.39	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation QPSK.	56
2.40	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation 16QAM.	56

2.41	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation 64QAM.	57
2.42	Erreur d'estimation de canal pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$	58
2.43	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation QPSK.	59
2.44	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation 16QAM.	60
2.45	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation 64QAM.	61
2.46	Erreur d'estimation de canal pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB à vitesse de mobile $\nu = 100kmph$	62
2.47	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB à vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation QPSK.	63
2.48	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation 16QAM.	64
2.49	Taux d'erreurs sur les trames pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation 64QAM.	65
2.50	Règles de décision du récepteur cognitif basé sur l'algorithme d'estimation de canal à moindres carrés.	66
2.51	Taux d'erreur en bloque pour les différents modes d'estimation de canal des algorithmes à maximum de vraisemblance et moindres carrés pour les canaux: a) PedA 2kmph, b) VehA 30kmph, c) PedB 2 kmph, and d) VehB 100 kmph; et pour les modulations: 1) QPSK/CQI=1, 2) 16QAM/CQI=7, et 3) 64QAM CQI=10.	67
2.52	Règles de décision du récepteur cognitif utilisant les algorithmes d'estimation de canal à moindres carrés et à maximum de vraisemblance.	68
3.1	Schéma d'un réseau hétérogène de cellules hexagonale.	71
3.2	Gain d'antennes de la macro et pico cellule.	73
3.3	Fonction de répartition cumulative du débit du système LTE HetNet sur le niveau descendant pour : 1) 1 pico cellule par surface macro, 2) 2 pico cellules par surface macro, and 3) 4 pico cellules par surface macro; a) cellule entière, b) macro cellule, and c) pico cellule pour le cas d'un "low clustering" pour les canaux de type-A.	77
3.4	Fonction de répartition cumulative du débit du système LTE HetNet sur le niveau descendant pour : 1) 1 pico cellule par surface macro, 2) 2 pico cellules par surface macro, and 3) 4 pico cellules par surface macro; a) cellule entière, b) macro cellule, and c) pico cellule pour le cas d'un "high clustering" pour les canaux de type-A.	78
3.5	Fonction de répartition cumulative du débit du système LTE HetNet sur le niveau descendant pour : 1) 1 pico cellule par surface macro, 2) 2 pico cellules par surface macro, and 3) 4 pico cellules par surface macro; a) cellule entière, b) macro cellule, and c) pico cellule pour le cas d'un "low clustering" pour les canaux de type-B.	79

3.6	Fonction de répartition cumulative du débit du système LTE HetNet sur le niveau descendant pour : 1) 1 pico cellule par surface macro, 2) 2 pico cellules par surface macro, and 3) 4 pico cellules par surface macro; a) cellule entière, b) macro cellule, and c) pico cellule pour le cas d'un "high clustering" pour les canaux de type-B. . . .	80
3.7	Débit total sur le lien descendant de la cellule entière pour les scénarios: (1) low, et (2) high clustering; et canaux de (a) type-A, et (b) type-B.	81
3.8	Gains en débit 1) moyen et 2) au bord de la cellule, du niveau système sur le lien descendant pour les cellules pico-, macro- et la cellule entière dans le cas de: a) low, and b) high clustering pour les canaux de type-A.	82
3.9	Gains en débit 1) moyen et 2) au bord de la cellule, du niveau système sur le lien descendant pour les cellules pico-, macro- et la cellule entière dans le cas de: a) low, and b) high clustering pour les canaux de type-B.	83
4.1	(a) Pourcentage d'utilisateurs déchargés aux cellules pico; (b) Fonction de répartition cumulative empirique du rapport signal sur interférence (SINR) des usagers de la pico-cellule; 1) low clustering et 2) high clustering.	88
4.2	Fonction de répartition cumulative empirique du débit du niveau système pour a) 1 pico cellule par surface macro-cellulaire, b) 2 pico cellules par surface macro-cellulaire, and c) 4 pico cellules par surface macro-cellulaire; pour 1) cellule entière, et 2) pour pico cellule pour le cas de regroupement "low clustering".	90
4.3	Fonction de répartition cumulative empirique du débit du niveau système pour a) 1 pico cellule par surface macro-cellulaire, b) 2 pico cellules par surface macro-cellulaire, and c) 4 pico cellules par surface macro-cellulaire; pour 1) cellule entière, et 2) pour pico cellule pour le cas de regroupement "high clustering".	91
4.4	Débit sur le niveau système pour: 1) la cellule entière et 2) la cellule pico pour a) low et b) high clustering.	92
4.5	Gains en débit 1) moyen, et 2) au bord de la cellule sur le niveau système dans le cas d'un "low clustering" pour : a) la cellule entière, et b) les pico cellules.	93
4.6	Gains en débit 1) moyen, et 2) au bord de la cellule sur le niveau système dans le cas d'un "high clustering" pour : a) la cellule entière, et b) les pico cellules.	94
4.7	Pourcentage d'utilisateurs déchargés aux cellules pico pour le scénario (a) low clustering et (b) high clustering.	95
4.8	Fonction de répartition cumulative empirique du débit sur le niveau système pour le scenario: a) low clustering avec 2 pico-cellules par aire macro cellulaire, b) high clustering 4 pico-cellules par aire macro cellulaire; 1) par cellule entière, 2) par macro cellule, et 3) par pico cellule.	96
4.9	Gains en débit 1) moyen et 2) au bord de la cellule sur le niveau système du nouveau CTR avec puissance transmise de 20 Watts par rapport au mode conventionnel DALS avec la puissance transmise conventionnelle de 40 Watts pour le scénario: (a) low clustering et (b) high clustering.	97
A.1	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedA à vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation QPSK.	152
A.2	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedA à vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation 16QAM.	153

A.3	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedA à vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation 64QAM.	153
A.4	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedB à vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation QPSK.	154
A.5	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedB à vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation 16QAM.	154
A.6	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedB à vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation 64QAM.	155
A.7	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA à vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation QPSK.	156
A.8	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA à vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation 16QAM.	156
A.9	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA à vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation 64QAM.	157
A.10	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation QPSK.	158
A.11	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA à vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation 16QAM.	158
A.12	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA à vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation 64QAM.	159
A.13	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB à vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation QPSK.	160
A.14	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB à vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation 16QAM.	160
A.15	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB à vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation 64QAM.	161
A.16	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme a maximum de vraisemblance pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation QPSK.	162
A.17	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation 16QAM.	162
A.18	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB à vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation 64QAM.	163

A.19	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal PedA avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation QPSK.	164
A.20	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal PedA avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation 16QAM.	165
A.21	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal PedA a vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation 64QAM.	166
A.22	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation QPSK.	167
A.23	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation 16QAM.	167
A.24	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation 64QAM.	168
A.25	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation QPSK.	169
A.26	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation 16QAM.	169
A.27	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation 64QAM.	170
A.28	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation QPSK.	171
A.29	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation 16QAM.	171
A.30	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation 64QAM.	172
A.31	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB à vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation QPSK.	173
A.32	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation 16QAM.	173
A.33	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB à vitesse de mobile $\nu = 30kmph$ pour la modulation 64QAM.	174
A.34	Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation QPSK.	175

A.35 Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation 16QAM.	175
A.36 Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation 64QAM.	176

Liste des Tableaux

1.1	Modes de codage et de modulation adaptative utilisés par le simulateur LTE sur le lien descendant.	10
1.2	Configuration de l'ordre du polynôme et la taille de la fenêtre d'observation dépendamment du rapport $F_D T_s$	12
2.1	Paramètres de simulations du niveau lien.	24
2.2	Type d'évanouissement des différents types de canaux simulés.	26
2.3	Profil de délai multi-trajets de puissance.	27
2.4	Les valeurs de SNRs (dB) requises pour un BLER cible correspondantes aux différents modes d'estimation de l'algorithme ML.	46
2.5	Les valeurs de SNRs (dB) requises pour un BLER cible correspondantes aux différents modes d'estimation de l'algorithme LS.	62
3.1	Configurations de distributions des usagers dans les zones peuplées "hotspots" pour un réseau HetNet.	74
3.2	Paramètres de simulations du niveau système.	75

Liste des Abréviations

AMC	Adaptive Modulation Coding
BLER	Block Error Rate
CQI	Channel Quality Indicator
CTR	Cognitive Transceiver
DA	Data-Aided
EM	Expectation Maximization
ETU	Extended Typical Urban
EVA	Extended Vehicular A
HetNet	Heterogeneous Networks
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IMT	International Mobile Telecommunications
INRS	Institut national de la recherche scientifique
kmph	kilomètres par heure
LLR	Log Likelihood Ratio
LS	Least Squares
LTE	Long-Term Evolution
MC	Moindres Carrés
MIMO	Multiple Input Multiple Output
ML	Maximum Likelihood
MSE	Mean Square Error
MV	Maximum de Vraisemblance
NDA	Non-Data-Aided
NDA w.pilot	Non-Data-Aided with pilot
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase shift Keying

RE	Range Expansion
RLS	Recursive Least Squares
SIMO	Single Input Multiple Output
SNR	Signal to Noise Ratio
SPA	dynamic Spectrum Access

Introduction

La croissance exponentielle connue par la consommation des services de communication sans fils dans la dernière décennie constitue un vrai défi pour tous les opérateurs de ce service. Dans ce contexte, la quatrième génération (4G), connue aussi par LTE advanced ou IMT-advanced constitue la majeure évolution de la technologie sans fils (Khan, 2009) qui englobe deux principales technologies parmi d'autres, qui sont le « cellular LAN » et le « WLAN ». L'objectif est de fournir un service sans fils pour les mobiles à haute vitesse avec le moindre coût et le moindre temps de latence tout en améliorant le débit, l'efficacité spectrale et la couverture. Le défi est alors de fournir un service sans fils à haut débit partout où se trouve l'utilisateur mobile d'une manière flexible et transparente indépendamment des conditions du lien et de l'environnement. Dans ce contexte, vu la rareté des ressources fréquentielles, les réseaux hétérogènes connus par HetNet constituent une solution attractive pour les opérateurs de service de communications sans fils. Le concept des réseaux HetNet est le déploiement de nœuds secondaires transmettant avec des puissances plus faibles que la cellule accueillante (cellule macro) dans les zones de regroupement dense des usagers (Damnjanovic *et al.*, 2011). Les réseaux HetNet constituent une solution efficace en termes de coût qui permet d'améliorer les performances du système en termes de capacité et de débit. Plusieurs travaux de recherches s'intéressent alors à l'amélioration de fonctionnement des réseaux HetNet comme les petites cellules transmettant avec des puissances faibles sont sujets d'un problème sérieux d'interférence limitant les performances correspondantes. Pour notre travail, nous nous intéressons à l'amélioration des performances des réseaux HetNet par la **radio cognitif**. Les récepteurs cognitifs sont par définition les récepteurs capables de s'adapter correctement et rapidement à la variation des conditions du lien dans le but de maximiser leurs performances. Dans ce contexte, nous visons la radio cognitive d'une perspective non-commune (Mitola, 2006) et (Haykin, 2005). En effet, dans la majorité des travaux de recherche récents, la radio cognitive a été toujours abordée de point de vue son premier objectif,

qui est l'allocation dynamique efficace du spectre radio (SPA) en allouant les fréquences les moins occupées, y compris autorisées et non-autorisées, aux usagers secondaires qui ont besoin de largeur de bande (Krenik *et al.*, 2005), (Huang & Krishnamurthy, 2011) et (Attar *et al.*, 2011). Dans ce travail, nous visons le deuxième objectif de la radio cognitive qui est fournir une communication très fiable indépendamment du temps et du lieu. Nous visons un niveau original d'intelligence en faisant appel à la cognition comme outil de traiter plusieurs dimensions de reconfiguration dynamique autre que l'allocation de spectre. Dans ce contexte, nous développons un émetteur-récepteur cognitif capable d'adapter la structure de traitement d'antennes et la configuration du lien radio d'une façon optimale. Plus précisément, le nouveau émetteur-récepteur cognitif est capable de sélectionner le meilleur triplet utilisation de pilot, estimation de canal et mode de détection qui permet d'atteindre le meilleur débit au niveau lien selon les conditions du canal qui sont le rapport signal à bruit (Signal to Noise Ratio SNR), l'indicateur de qualité de canal (channel Quality Indicator CQI), la vitesse du mobile et le type du canal. Pour cet objectif, nous procédons notre travail sur deux grandes étapes qui sont:

1. **Niveau lien**

2. **Niveau système**

La première étape est celle qui simule le niveau lien qui suppose un seul émetteur (la station de base dans le cas d'une communication sans fils sur le lien descendant) et un seul récepteur (l'équipement d'utilisateur mobile dans le cas d'une communication sur le lien descendant). La deuxième étape est la simulation du niveau système qui s'intéresse à tous les composants du réseau sans fils (cellules multiples et usagers multiples) et ainsi prend en considération toutes les sources (inter et intra cellulaires) d'interférences. La simulation du niveau système est l'étape qui simule le réseau réel. Cependant, il faut passer par la simulation du niveau lien qui permet de performer (Mehlfuhrer *et al.*, 2009):

- l'estimation et la prédiction du canal,
- la localisation,
- l'algorithme de synchronisation,
- les gains dans un système à entrées multiples sorties multiples (MIMO)
- le codage et la modulation adaptative (AMC) ,
- la structure du récepteur en négligeant l'effet d'interférence et l'impact de l'ordonnancement (scheduling),
- le codage et décodage canal et

- la modélisation de la couche physique.

L'étape de simulation du niveau lien (phase d'apprentissage) permet de tracer les règles de décision du nouvel émetteur-récepteur cognitif définissant le meilleur triplet utilisation de pilot, estimation de canal et mode de détection en fonction des conditions de canal en termes de SNR/CQI, vitesse du mobile, qualité de canal .

Concernant la simulation du niveau système, cette étape permet d'étudier:

- les techniques d'annulation et de diminution d'interférence,
- les techniques de gestion d'interférence y compris la transmission coopérative,
- les algorithmes relatifs au réseau comme l'allocation de ressources et l'ordonnancement.

Pour notre travail, les simulations du niveau système permettent de mettre en valeur l'amélioration des performances des réseaux hétérogènes LTE HetNet par le nouveau émetteur-récepteur proposé.

Chapitre 1

Concepts Théoriques de Différents Modes d'Estimation de Canal

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous introduisons les différents estimateurs de canal et modes de détection que nous avons utilisés dans le développement pour notre récepteur cognitif. En effet, l'estimation de canal est une tâche cruciale pour tout système de communication sans fils. Une estimation fiable du canal permet sans doute une meilleure détection de l'information. Cependant, pour estimer le canal d'une façon conventionnelle, les signaux de référence connus aussi comme signaux pilotes sont primordiale. Les signaux pilotes sont des symboles connus à l'avance par le récepteur et qui sont insérés d'une manière conventionnelle dans le signal d'information. Plusieurs études ont été consacrées à ce sujet dans le cadre de la modulation OFDM sur laquelle se base le standard LTE auquel nous nous intéressons dans ce travail. Nous citons les travaux de (Simko *et al.*, 2013a) et (Simko *et al.*, 2013b) qui s'intéressent à l'optimisation du modèle d'insertion des pilotes pour les systèmes OFDM. l'exploitation de la corrélation du canal dans le domaine temporel et fréquentiel pour améliorer l'estimation de canal pour les systèmes OFDM a aussi été considérée dans (Al-Naffouri *et al.*, 2010). Dans (Omar *et al.*, 2008) la réduction de la complexité de l'algorithme d'estimation de canal MMSE (Minimum Mean Square Error) pour le standard LTE a été étudiée. En effet, les signaux pilotes causent une perte de débit vue qu'ils ne transportent pas d'informations

"utiles", ce qui nécessite de faire un compromis entre le taux d'insertion de pilotes qui garantit une estimation fiable de canal et le débit requis par la communication sans fils. D'autre part, dans le cas de canaux subissant un évanouissement rapide (fast-fading) ou bien même pour les canaux sélectifs en fréquences (frequency selective channels), le canal varie rapidement entre deux symboles pilotes ce qui rend l'estimation de canal se basant sur les signaux pilotes non fiable. Dans ce contexte, des modes de détection et d'estimation de canal plus sophistiqués et capables d'exploiter l'observation au niveau des signaux pilote et non-pilote sont sollicités par notre récepteur cognitif. Ce fait nous motive à développer un nouveau récepteur cognitif qui est capable de sélectionner le meilleur algorithme et mode d'estimation de canal selon les conditions du canal. Nous proposons les deux algorithmes d'estimation de canal des moindres carrés (MC) et celui du maximum de vraisemblance (MV). Les trois différents modes d'estimation que nous abordons sont le mode conventionnel assisté par pilote, le mode hybride et le mode autodidacte. La modulation différentielle est utilisée pour le mode autodidacte pour compenser l'ambiguïté de phase. Concernant les modes hybride et assisté par pilote c'est la modulation cohérente qui est utilisée. L'algorithme à moindres carrés assisté par pilote est l'algorithme conventionnel utilisé par la standard LTE et qui sera notre repère de comparaison. Nous choisissons la configuration d'antennes à entrée unique et sorties multiples (SIMO) avec N_r le nombre d'antennes réceptrices. La figure 1.1 donne le mode d'opération du récepteur conventionnel et du récepteur cognitif que nous proposons. La station de base (SB-Tx) transmet à la station mobile (SM-Rx) le signal de données dans le que le signal pilote est inséré. Le récepteur SM-Rx conventionnel utilise l'algorithme à moindres carrés assisté par pilote pour prédire les variations du canal et estimer ensuite les données transmises comme décrit dans la figure 1.1a. Concernant le nouveau émetteur-récepteur que nous proposons, le récepteur SM-Rx est muni d'un sélecteur de mode comme décrit dans la figure 1.1b. Ce dernier est informé des conditions de propagation et selon les règles de décision décide du meilleur mode à utiliser. Les règles de décision sont déduites de la phase d'apprentissage et définissent le meilleur algorithme et mode d'estimation de canal. Le récepteur communique ensuite l'indicateur de qualité de canal (CQI) à la station de base pour déterminer l'ordre, le type (cohérente ou différentielle) de la modulation et le taux de codage. Une description plus détaillée des différents algorithmes d'estimation de canal et mode d'estimation est présentée dans les paragraphes qui suivent.

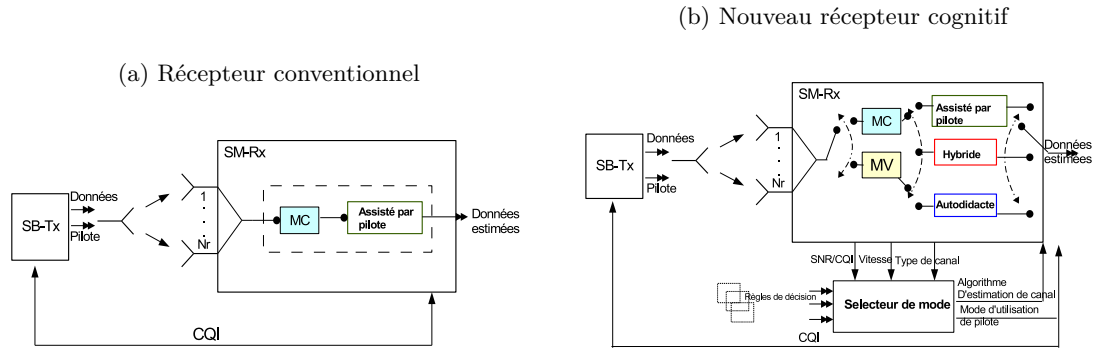


Figure 1.1 – Mode d’opération du récepteur conventionnel et du nouveau récepteur cognitif pour une configuration d’antennes SIMO.

1.2 Estimation de canal assistée par pilote

Les symboles pilotes sont des symboles de référence connus à l’avance par le récepteur et qui sont insérés dans le signal d’information selon un modèle prédéfini. Les symboles pilotes sont des symboles qui ne transportent pas d’information "utile" mais qui sont utilisés pour des raisons de synchronisation et d’estimation de canal au niveau du récepteur. La figure 1.2a présente le modèle d’insertion des signaux pilotes pour le standard LTE au niveau descendant (Molish, 2011) auquel nous nous intéressons dans ce travail.

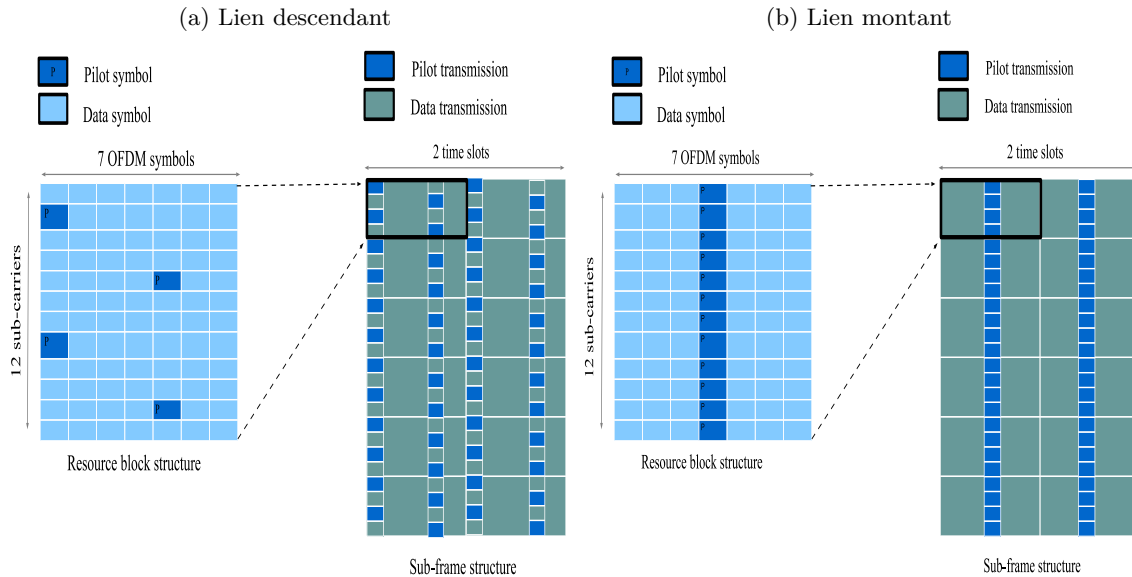


Figure 1.2 – Modèle d’insertion de pilote pour le standard LTE pour la configuration d’une seule antenne de transmission.

Le diagramme en bloc de l'émetteur-récepteur du standard LTE sur le lien descendant avec l'estimation de canal assistée par pilote est donné par la figure 1.3.

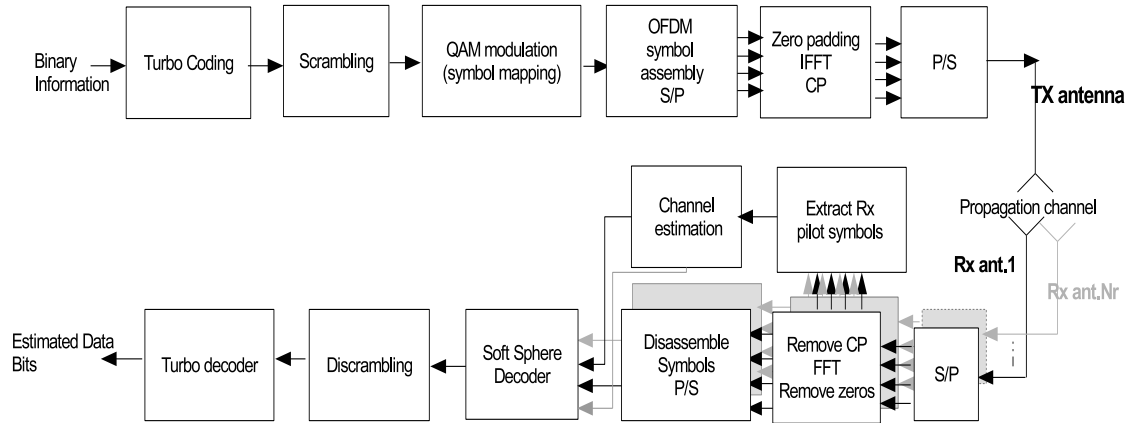


Figure 1.3 – Diagramme en bloc de l'émetteur-récepteur SIMO du standard LTE sur le lien descendant avec l'estimation de canal assistée par pilote

Une brève description de chaque module est donnée comme suit:

- **Turbo Coding** est le codage canal qui introduit une certaine redondance à la source d'information binaire dans le but de corriger les erreurs. Le taux du codage canal dépend de la qualité du canal qui s'exprime dans la valeur du CQI comme décrit dans le tableau 1.1. Notons que l'index -C et -D du CQI réfèrent à la détection cohérente pour laquelle le canal est estimé pour détecter les symboles d'informations, et la détection différentielle pour laquelle la modulation différentielle est utilisée pour compenser l'erreur de phase, respectivement (une description plus détaillée pour la détection différentielle sera donnée dans les paragraphes qui suivent).
- **Scrambling** est l'entrelacement des bits codés dans le but d'éviter l'erreur sur des bits regroupés. Nous utilisons l'entrelaceur défini dans (ETSI, 2008).
- **QAM Modulation** est l'association de chaque code binaire à un symbole complexe selon l'ordre de modulation qui est relié à la taille du mot binaire par la relation 2^M où M est le nombre de bits par mot de code. Nous simulons la modulation QPSK pour la quelle $M = 2$, la modulation 16QAM pour la quelle $M = 4$, et la modulation 64QAM pour la quelle $M = 6$. La modulation QPSK est caractérisée par une seule amplitude et quatre phases possibles (constellation circulaire) alors que les modulations 16QAM et 64QAM sont caractérisées par trois et

dix amplitudes, respectivement, et 12 et 52 phases possibles, respectivement (constellations rectangulaires).

- **OFDM symbol assembly** est l'assemblage des symboles selon une grille temps fréquence de taille $N_{\text{freq}} \times N_{\text{symb}}$ où N_{freq} est le nombre de sous-porteuses et N_{symb} est le nombre de symboles OFDM.
- **Zero Padding, Cyclic prefix et IFFT**: le "Zero-padding" est l'opération d'ajouter $N_{\text{IFFT}} - N_{\text{freq}}$ zéros où N_{IFFT} est la taille de la transformée de Fourier inverse. Le "Cycling Prefix" est l'opération d'ajouter un préfixe à chaque symbole OFDM (généralement une portion de la terminaison du symbole OFDM) de taille supérieure ou égale à la durée de l'étalement due aux retard multi-trajets. Le préfixe cyclique peut être configuré comme *normale* ou *étendue*. Pour la configuration *normale*, la durée du préfixe cyclique est de $5.2\mu\text{s}$ pour le premier symbole OFDM et $4.7\mu\text{s}$ pour le reste des symboles. Concernant la configuration *étendue*, la durée du préfixe cyclique est la même pour tous les symboles OFDM avec la valeur $16.7\mu\text{s}$. Pour nos simulations, nous utilisons la configuration *normale*. IFFT est la transformation de Fourier inverse qui sert à moduler le signal avant la transmission.
- **Soft Sphere Decoding** est le décodage qui extrait l'estimation souple (soft bit decision) à partir du signal reçu y étant donné l'estimation de canal \hat{h} . Le décodeur "soft Sphere" calcule le rapport logarithmique de vraisemblance noté LLR comme suit (Ketonen *et al.*, 2010)

$$L_b = \log \left(\frac{P[x_b = +1 | y, \hat{h}]}{P[x_b = -1 | y, \hat{h}]} \right), \quad b = 1, 2, \dots, M, \quad (1.1)$$

où x_b est le $b^{\text{ième}}$ bit parmi les M bits constituant le symbole transmis.

- **channel estimation** est la tâche d'estimation de canal dont le but est de compenser les distorsions subites par le signal pendant sa propagation dans l'espace. Nous utilisons l'algorithme d'estimation de canal du moindre carrés LS et celui de maximum de vraisemblance ML. Une description plus détaillée de chaque algorithme est présentée dans les paragraphes qui suivent.

1.2.1 Algorithme d'estimation de canal à moindre carrés

Le principe de l'algorithme d'estimation de canal à moindre carrés est de minimiser la distance entre le symbole reçue et le symbole de référence (de Beek & al, 1995). Notons par $y_{i,DA}(q)$ ¹ le signal reçue (à la sortie du bloc de FFT) sur la sous-porteuse i parmi N_{pilot} sous-porteuses pilotes,

1. Nous référons dans ce qui suit l'estimation assistée par pilot par l'indice DA relativement à Data-aided.

Tableau 1.1 – Modes de codage et de modulation adaptative utilisés par le simulateur LTE sur le lien descendant.

CQI-C\CQI-D	Modulation	Taux de codage
1	QPSK\DQPSK	0.0762
2	QPSK\DQPSK	0.1172
3	QPSK\DQPSK	0.1885
4	QPSK\DQPSK	0.3008
5	QPSK\DQPSK	0.4385
6	QPSK\DQPSK	0.5879
7	16QAM\D16StarQAM	0.3691
8	16QAM\D16StarQAM	0.4785
9	16QAM\D16StarQAM	0.6016
10	64QAM\D64StarQAM	0.4551
11	64QAM\D64StarQAM	0.5537
12	64QAM\D64StarQAM	0.6504
13	64QAM\D64StarQAM	0.7539
14	64QAM\D64StarQAM	0.8525
15	64QAM\D64StarQAM	0.9258

correspondant au symbole OFDM d'indice q . Pour alléger la notation, nous supprimons l'indice relatif au symbole OFDM q . Le symbole reçue $y_{i,DA}$ s'écrit en fonction du symbole pilote transmis $x_{i,DA}$ comme suit:

$$y_{i,DA} = h_i x_{i,DA} + w_i \quad i = 0, 1, \dots, N_{\text{pilot}} - 1 \quad (1.2)$$

où h_i est la réponse fréquentielle du canal et w_i est un bruit Gaussien de moyenne nulle. L'équation 1.2 peut être formulée en notation matricielle comme suit:

$$\mathbf{y}_{DA} = \mathbf{X}_{DA} \mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (1.3)$$

où $\mathbf{X}_{DA} = \text{diag} \{x_{0,DA}, x_{1,DA}, \dots, x_{N_{\text{pilot}}-1,DA}\}$, $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{N_{\text{pilot}}-1}]^T$, et $\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{N_{\text{pilot}}-1}]^T$.

L'algorithme LS minimise $(\mathbf{y}_{DA} - \mathbf{X}_{DA} \mathbf{h})^\dagger (\mathbf{y}_{DA} - \mathbf{X}_{DA} \mathbf{h})$ pour estimer la réponse fréquentielle du canal aux positions des pilotes qui s'exprime ainsi selon l'équation:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{LS}} = \mathbf{X}_{DA}^{-1} \mathbf{y}_{DA}. \quad (1.4)$$

L'estimation de canal aux positions non-pilote est ensuite déduite par interpolation (Omar *et al.*, 2008). Cependant, lorsque le canal varie rapidement suite à la vitesse du mobile, prédire les distortions subites par le signal entre les symboles pilotes par la méthode d'interpolation devient moins

fiable. D'autres part, diminuer l'espacement entre les symboles pilotes conduit à une perte en débit ce qui est un fait non désirable pour tous les systèmes de communications.

1.2.2 Algorithme d'estimation de canal maximum à vraisemblance

Nous considérons comme algorithme d'estimation de canal à maximum de vraisemblance celui récemment introduit dans (Bellili *et al.*, 2015). Nous nous intéressons à cet algorithme vue qu'il montre de très bonnes performances pour les canaux variables dans le temps avec sa capacité de prédire le canal pour des communications sans fils à très hautes vitesses qui peuvent atteindre 500 kilomètres par heure (*kmpH*). Par ailleurs, l'estimateur ML a été développé pour le mode d'estimation assisté par pilote, hybride et autodidacte auxquels nous nous intéressons dans ce travail. L'estimateur ML se base sur le développement polynomiale temporel par morceaux du canal comprenant quelques coefficients inconnus. Pour le cas d'une estimation assistée par pilote au quelle nous nous intéressons dans ce paragraphe, la modélisation polynomiale est donnée en formule explicite.

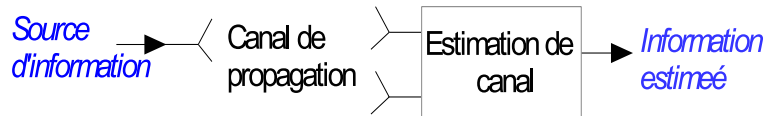


Figure 1.4 – Diagramme en bloc d'un émetteur-récepteur simplifié.

En effet, l'estimateur ML capture à travers des symboles OFDM consécutifs la modélisation polynomiale dans le temps d'ordre $(J - 1)$ des variations du canal. Notons que la réponse du canal dans le domaine fréquentielle sur la $\{r^{i\text{ème}}\}_{r=1}^{N_r}$ branche d'antenne correspondant à la $i^{\text{ème}}$ sous-porteuse peut être modélisée comme suit (Bello, 1963):

$$h_{i,r}(t_n) = \sum_{j=0}^{J-1} c_{i,r}^{(j)} t_n^j + \text{REM}_J^{(i,r)}(t_n), \quad (1.5)$$

où $t_n = nT_s$ avec T_s la période du symbole OFDM. L'ordre du polynôme $J - 1$ est un paramètre qui dépend de l'effet Doppler et qui est optimisé comme indiqué dans le tableau 1.2.

D'autre part, $c_{i,r}^{(j)}$ est le $j^{\text{ème}}$ coefficient de l'approximation polynomiale du canal sur la $i^{\text{ème}}$ sous-porteuse et la $r^{\text{ème}}$ antenne. Le reste du développement en séries de Taylor $\text{REM}_J^{(i,r)}(t_n)$ peut

Tableau 1.2 – Configuration de l'ordre du polynôme et la taille de la fenêtre d'observation dépendamment du rapport $F_D T_s$

$F_D T_s$	N_{DA}	N_{NDA}	J_{DA}	J_{NDA}
$F_D T_s \leq 7 \times 10^{-3}$	112	56	4	4
$7 \times 10^{-3} \leq F_D T_s \leq 2 \times 10^{-2}$	28	28	4	4
$2 \times 10^{-2} \leq F_D T_s \leq 3.5 \times 10^{-2}$	28	14	4	4
$F_D T_s \geq 3.5 \times 10^{-2}$	14	7	2	4

être approximé à zéro si on divise la fenêtre entière d'observation en K fenêtres locales d'approximation de tailles suffisamment réduites (de même taille). Partager la fenêtre d'observation permet aussi de réduire le paramètre J et ainsi éviter l'inversion complexe de matrices de large taille. Ainsi, le canal peut être localement approximé comme suit:

$$h_{i,r}(t_n) = \sum_{j=0}^{J-1} c_{i,r}^{(j)} t_n^j. \quad (1.6)$$

Durant les simulations, l'estimateur ML est appliqué indépendamment à chaque sous-porteuse pilote, de ce fait, nous éliminons l'indice de la sous-porteuse pour alléger la notation. Notons par $\mathbf{c}_{k,r} = [c_{k,r}^{(0)}, c_{k,r}^{(1)}, \dots, c_{k,r}^{(J-1)}]^T$ et $\mathbf{y}_{r,DA}^{(k)} = [y_r^{(k)}(t_1) y_r^{(k)}(t_2) \dots y_r^{(k)}(t_{P_{DA}})]$ les vecteurs contenant les J coefficients inconnus du polynôme et les P_{DA} symboles pilotes reçus, respectivement, correspondant à la $r^{ième}$ antenne et la $k^{ième}$ fenêtre d'approximation. P_{DA} est le nombre de positions pilotes sur chaque fenêtre d'approximation couvrant N_{DA} échantillons, pilotes et non-pilotes, reçus. L'optimisation du paramètre N_{DA} est aussi donnée au tableau 1.2. L'estimateur ML maximise alors la fonction de densité de probabilité (fdp) de $\mathbf{y}_{DA}^{(k)}$ définie par $\mathbf{y}_{DA}^{(k)} = [\mathbf{y}_{1,DA}^{(k)} \mathbf{y}_{2,DA}^{(k)} \dots \mathbf{y}_{N_r,DA}^{(k)}]^T$ et paramétrée par \mathbf{c}_k où $\mathbf{c}_k = [\mathbf{c}_{k,1}^T, \mathbf{c}_{k,2}^T, \dots, \mathbf{c}_{k,N_r}^T]^T$ de la manière suivante:

$$p(\mathbf{y}_{DA}^{(k)}; \mathbf{c}_k | \mathbf{B}_k) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{N_{DA}N_r}} \times \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} [\mathbf{y}_{DA}^{(k)} - \mathbf{B}_k \mathbf{c}_k]^\dagger [\mathbf{y}_{DA}^{(k)} - \mathbf{B}_k \mathbf{c}_k] \right\} \quad (1.7)$$

où \mathbf{B}_k est une matrice de dimension $P_{DA}N_r \times JN_r$ définie par: $\mathbf{B}_k = \text{blkdiag}\{\mathbf{A}_k \mathbf{T}, \mathbf{A}_k \mathbf{T}, \dots, \mathbf{A}_k \mathbf{T}\}$. \mathbf{A}_k est une matrice diagonale de dimension $P_{DA} \times P_{DA}$ contenant les symboles pilotes de la $k^{ième}$ fenêtre d'approximation qui s'exprime ainsi: $\mathbf{A}_k = \text{diag}\{a_k(t_1), a_k(t_2), \dots, a_k(t_{P_{DA}})\}$. \mathbf{T} est une matrice

de Vandermode donnée par:

$$\mathbf{T} = \begin{pmatrix} 1 & t_1 & \dots & t_1^{J-1} \\ 1 & t_2 & \dots & t_2^{J-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & t_{P_{DA}} & \dots & t_{P_{DA}}^{J-1} \end{pmatrix}. \quad (1.8)$$

Les estimés des coefficients du polynôme à travers tous les branches d'antennes sont obtenus par l'annulation de la dérivée partielle du logarithme de $p(\mathbf{y}_{DA}^{(k)}; \mathbf{c}_k | \mathbf{B}_k)$ définie dans l'équation (1.7) et sont données par:

$$\hat{\mathbf{c}}_{k,DA} = (\mathbf{B}_k^\dagger \mathbf{B}_k)^{-1} \mathbf{B}_k^\dagger \mathbf{y}_{DA}^{(k)}, \quad (1.9)$$

Les estimés des coefficients du canal, à la position pilote et non-pilote sont obtenus en injectant $\hat{\mathbf{c}}_{k,DA}$ dans l'équation (1.5).

Notons que l'estimateur ML a été développé sur le lien montant pour un émetteur-récepteur simplifié comme décrit dans la figure 1.4. Nous l'avons alors adapté au lien descendant et à la structure de l'émetteur-récepteur du simulateur LTE décrit dans la figure 1.3 et auquel nous nous intéressons durant ce travail. D'autres part, notons que le modèle d'insertion des pilotes pour le lien montant décrit dans la figure 1.2b, pour lequel toutes les sous-porteuses transportent des symboles pilotes, est différent à celui pour le lien descendant pour lequel il y a des sous-porteuses qui ne portent aucun symbole pilote comme décrit dans la figure 1.2a. De ce fait, nous appliquons l'estimateur ML comme décrit en dessus sur les sous-porteuses pilotes et nous effectuons une interpolation pour les sous-porteuses non-pilotes.

1.3 Estimation hybride de canal

Une communication sans fils fiable est l'objectif de tout opérateur de ce service. Cependant, la mobilité des usagers en plus du mouvement de tous les éléments de l'environnement rendent l'estimation de canal un vrai défi. En effet, compter seulement sur les symboles pilotes insérés dans le signal d'information n'est pas suffisant quand le canal varie rapidement. Exploiter l'information transportée par les symboles non-pilotes, qui constitue le principe de l'estimation de canal hybride, est alors une alternative pour remédier à ce problème.

1.3.1 Algorithme à moindre carrés récursif pondéré

L'algorithme RLS est la version hybride de l'algorithme à moindres carrés (défini dans 1.2.1) qui utilise à la fois l'information transportée par les symboles pilotes et non-pilotes. L'algorithme estime les coefficients du polynôme d'approximation du canal définis dans (1.5) étant donnée la présentation matricielle de 1.6 au symbole OFDM p définie comme suit :

$$\mathbf{h}_p = \mathbf{C}_p \mathbf{v}_p, \quad (1.10)$$

où $\mathbf{h}_p = [h_{i,1}(p), \dots, h_{i,N_r}(p)]$ est la réponse vectorielle du canal sur tous les branches d'antennes. Notons ici que nous éliminons l'indice i de la sous-porteuse vue que la même procédure s'applique pour chaque sous-porteuse. \mathbf{C}_p indique la matrice des coefficients de l'approximation polynomial donnés par $\mathbf{C}_p = [\mathbf{c}_{p,1}, \mathbf{c}_{p,2}, \dots, \mathbf{c}_{p,N_r}]^T$ avec $\mathbf{c}_{p,r} = [c_{p,r}^{(0)}, c_{p,r}^{(1)}, \dots, c_{p,r}^{(J-1)}]^T$ et $c_{p,r}^{(0)}$ défini dans (1.5). Le vecteur \mathbf{v}_p indique le vecteur définie par $\mathbf{v}_p \triangleq [p^0, p^1, \dots, p^{J-1}]^T \in \mathbb{R}^{(J) \times 1}$. L'idée est de considérer les symboles détectés correspondants aux q symboles OFDM précédents comme symbole de référence pour la détection du symbole OFDM $q + 1$. En effet, étant donné les symboles détectés $x_{p=1}^q$ et les symboles correspondant reçus $\mathbf{y}_{p=1}^q \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ à travers toutes les branches de l'antenne, l'estimation de la réponse du canal correspondant au symbole OFDM $q + 1$, $\hat{\mathbf{C}}_{q+1}$, est donnée par la méthode de moindre carrés pondérés (weighted RLS) comme suit (Haykin, 1996):

$$\hat{\mathbf{C}}_{q+1} = \arg \min_{\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{N_r \times (J)}} \sum_{p=1}^q \beta_p \|\mathbf{y}_p - \mathbf{C} \mathbf{v}_p x_p\|^2, \quad (1.11)$$

où β_p dans (1.11) est le $p^{\text{ième}}$ coefficient de pondération donné par: $\beta_p = \lambda^{q-p}$ où $\lambda \in \mathbb{R}$ est le facteur d'oubli.

Nous résumons l'implémentation de l'algorithme des moindres carrés récursive pondéré par les étapes suivantes:

$$\begin{aligned} \zeta_q &= \Phi_{q-1}^{-1} \mathbf{v}_q x_q \in \mathbb{C}^{(J) \times 1}, \\ \alpha_q &= \frac{1}{\lambda + \zeta_q^\dagger \mathbf{v}_q x_q} \in \mathbb{R}, \\ \Phi_q^{-1} &= \lambda^{-1} \Phi_{q-1}^{-1} - \lambda^{-1} \alpha_q \zeta_q \zeta_q^\dagger \in \mathbb{C}^{(J) \times (J)}, \\ \mathbf{e}_q &= \mathbf{y}_q - \hat{\mathbf{C}}_q x_q \in \mathbb{C}^{N_r \times 1} \\ \hat{\mathbf{C}}_{q+1} &= \hat{\mathbf{C}}_q + \alpha_q \mathbf{e}_q \zeta_q^\dagger \in \mathbb{C}^{N_r \times (J)}. \end{aligned} \quad (1.12)$$

L'initialisation $\hat{\mathbf{C}}_1$ est égale à zéro alors que Φ_0^{-1} est initialisée à $\varrho \mathbf{I}_{(D+1)}$ où $\varrho \gg 1$ est une constante d'une valeur assez large. D'autre part, x_1 est supposé être un symbole pilote. Ensuite $\hat{\mathbf{C}}_{q+1}$ est utilisé pour détecter le $q^{\text{ième}}$ symbole x_{q+1} (Akino, 2008).

1.3.2 Algorithme d'estimation de canal hybride à maximum de vraisemblance

Nous adaptons l'algorithme d'estimation de canal à maximum de vraisemblance développé dans (Bellili *et al.*, 2015) au lien descendant et à la structure d'émetteur-récepteur LTE défini dans la figure 1.3. L'algorithme hybride à maximum de vraisemblance estime les coefficients inconnus de l'approximation polynomiale du canal d'une façon itérative en utilisant le concept de l'espérance-maximisation (expectation-maximization) (Moon, 1996) à travers lequel l'algorithme converge pendant quelques itérations. L'algorithme hybride utilise conjointement le signal d'information et les symboles pilotes pour estimer le canal.

Dans une première étape, l'algorithme à maximum de vraisemblance hybride utilise les symboles pilotes pour initialiser les coefficients du canal aux positions pilotes et non-pilotes comme décrit dans le paragraphe 1.2.2.

Durant la seconde étape, l'estimateur à maximum de vraisemblance hybride applique l'algorithme EM pour tous les symboles reçus pour estimer les coefficients du canal et pour détecter les symboles d'information inconnus.

L'algorithme itérative EM consiste principalement en deux étapes et utilise comme initialisation $\hat{\mathbf{c}}_{k,DA}$ obtenu dans 1.9 pour les positions pilotes seulement.

Etape de l'Espérance

Durant l'étape de l'espérance, la fonction de densité de probabilité définie dans (1.7) prend en considération tous les symboles transmis possibles $\{a_m\}_{m=1}^M$ où M est l'ordre de modulation. Pour chaque itération l et à travers la $k^{\text{ième}}$ fenêtre d'approximation de taille N_{NDA} optimisée dans le tableau 1.2, la fonction objective est mise à jour comme suit (Bellili *et al.*, 2015):

$$Q(\mathbf{c}_k | \hat{\mathbf{c}}_k^{(l-1)}) = -N_{\text{NDA}} N_r \ln(2\pi\sigma^2) - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{r=1}^{N_r} \left(M_{2,k}^{(r)} + \sum_{n=1}^{N_{\text{NDA}}} \alpha_{n,k}^{(l-1)} |\mathbf{c}_{r,k}^T \mathbf{t}(n)|^2 - 2\beta_{r,n,k}^{(l-1)}(\mathbf{c}_{r,k}) \right), \quad (1.13)$$

où $M_{2,k}^{(r)} = E\{|y_{r,k}(n)|^2\}$ est le moment de second ordre du symbole reçue sur la $r^{\text{ième}}$ branche d'antenne et $\mathbf{t}(n) = [1, t_n, t_n^2, \dots, t_n^{J-1}]^T$. $\mathcal{C} = \{a_1, a_2, \dots, a_M\}$ est la notation de la constellation d'alphabet et les paramètres α et β sont définis par:

$$\alpha_{n,k}^{(l-1)} = \sum_{m=1}^M P_{m,n,k}^{(l-1)} |a_m|^2, \quad (1.14)$$

$$\beta_{r,n,k}^{(l-1)}(\mathbf{c}_{r,k}) = \sum_{m=1}^M P_{m,n,k}^{(l-1)} \Re\{y_{r,k}^*(n) a_m \mathbf{t}(n)^T \mathbf{c}_{r,k}\}. \quad (1.15)$$

où $P_{m,n,k}^{(l-1)} = p(a_m | \mathbf{y}_k(n); \hat{\mathbf{c}}_k^{(l-1)})$ est la probabilité *a posteriori* de a_m à l'itération $(l-1)$ donnée par la formule de Bayes comme suit:

$$P_{m,n,k}^{(l-1)} = \frac{P[a_m] p(\mathbf{y}_k(n) | a_m; \hat{\mathbf{c}}_k^{(l-1)})}{p(\mathbf{y}_k(n); \hat{\mathbf{c}}_k^{(l-1)})}. \quad (1.16)$$

Comme les symboles transmis sont équiprobables, $P[a_m] = \frac{1}{M}$ et nous avons ainsi:

$$\begin{aligned} p(\mathbf{y}_k(n); \hat{\mathbf{c}}_k^{(l-1)}) &= \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M p(\mathbf{y}_k(n) | a_m; \hat{\mathbf{c}}_k^{(l-1)}) \\ &= \frac{\sum_{m=1}^M \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{r=1}^{N_r} |y_{r,k}(n) - a_m \mathbf{c}_{r,k}^T \mathbf{t}(n)|^2\right\}}{M (2\pi\sigma^2)^{N_r}}. \end{aligned} \quad (1.17)$$

Etape de Maximisation

Durant l'étape de maximisation, la fonction objective obtenue dans (1.13) est maximisée par rapport à \mathbf{c}_k comme suit:

$$\hat{\mathbf{c}}_k^{(l)} = \underset{\mathbf{c}_k}{\operatorname{argmax}} Q(\mathbf{c}_k | \hat{\mathbf{c}}_k^{(l-1)}), \quad (1.18)$$

Ceci nous mène à de nouvelles estimées de coefficients d'approximation polynomiale définis comme suit:

$$\hat{\mathbf{c}}_{r,k}^{(l)} = \left(\sum_{n=1}^{N_{\text{NDA}}} \mathbf{t}(n) \mathbf{t}(n)^T \right)^{-1} \sum_{n=1}^{N_{\text{NDA}}} \lambda_{r,n,k}^{(l-1)} \mathbf{t}(n). \quad (1.19)$$

où $\lambda_{r,n,k}^{(l-1)}$ est donné par :

$$\lambda_{r,n,k}^{(l-1)} = \left[\hat{a}_k^{(l-1)}(t_n) \right]^* y_{r,k}(t_n), \quad (1.20)$$

avec

$$\hat{a}_k^{(l-1)}(t_n) = \sum_{m=1}^M P_{m,n,k}^{(l-1)} a_m, \quad (1.21)$$

L'estimée souple du symbole à l'itération $l-1$. Notons ici que l'algorithme EM est de nature itérative et exige ainsi une initialisation précise des coefficients d'approximation polynomiale dans le but de converger au maximum globale de la fonction de logarithme de vraisemblance. Pour cette raison, son initialisation se fait en ayant recours aux résultats donnés dans (1.9).

1.4 Estimation autodidacte du canal

L'estimation autodidacte du canal, ayant la capacité de suivre les variations rapides de canal, a fait l'objet de plusieurs travaux de recherche. Pour les systèmes OFDM, auxquels nous nous intéressons dans ce travail, l'estimation de canal autodidacte utilisant les statistiques de second ordre et en particulier la méthode de sous-espaces, constitue le sujet de plusieurs recherches (Changyong *et al.*, 2002) (Bolcskei *et al.*, 2002) et (Muquet *et al.*, 2002). Cependant, les statistiques de second ordre ne sont pas toujours disponibles pour un système de communication réel. En outre, l'estimation autodidacte utilisant la méthode de sous-espaces exige une décomposition en valeur singulière qui présente une complexité de calcul très élevée et ainsi non appropriée pour les opérations en ligne (Doukopoulos & Moustakides, 2006). De ce fait, étant donné le compromis entre complexité et performances, nous nous intéressons aux algorithmes d'estimation présentés dans le paragraphe 1.3. L'algorithme autodidacte récursif de moindres carrés est le même que celui décrit dans le paragraphe 1.3.1 mais avec initialisation arbitraire. De même pour l'algorithme autodidacte à maximum de vraisemblance, il s'agit de celui décrit dans le paragraphe 1.3.2 en admettant aussi une initialisation arbitraire pour l'algorithme récursif. L'ambiguïté de phase est alors résolue par la modulation différentielle. Le diagramme en bloc de l'émetteur-récepteur autodidacte pour le simulateur LTE sur le niveau descendant est donné par la figure 1.5. Les nouveaux modules par rapport à ceux décrits dans le paragraphe 1.2 sont définis comme suit:

- **Differential modulation** est la modulation différentielle qui consiste à moduler la différence de phases entre deux symboles consécutives transmis (May *et al.*, 1998) comme décrit dans la

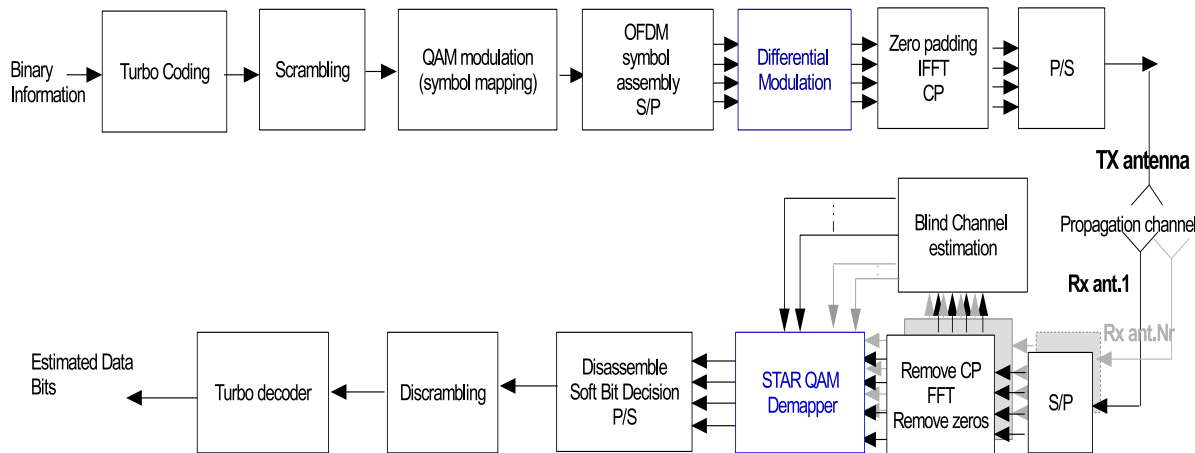


Figure 1.5 – Diagramme en bloc de l'émetteur-récepteur du simulateur LTE avec configuration d'antennes SIMO sur le lien descendant pour l'estimation autodidacte du canal.

figure 1.7.

En effet, pour les modulations en phase (BPSK, QPSK ou 8PSK), tous les symboles ont la même amplitude constituant ainsi une constellation circulaire. Pour ce type de modulation, le symbole codé différentielle v_τ à l'instant (ou la fréquence) τ s'écrit ainsi :

$$v_\tau = v_{\tau-1}\omega_\tau, \quad (1.22)$$

où ω_τ est le symbole à transmettre à l'instant (ou la fréquence) τ . Pour les modulations d'ordre supérieur qui sont des modulations d'amplitudes et de phases, la constellation utilisée pour la modulation différentielle est une constellation circulaire à plusieurs niveaux (non pas une constellation carrée définie dans 1.2 pour les modulations 16 et 64 QAM) comme indiqué dans la figure 1.6 pour la modulation 16 DAPSK (2,8) à 2 niveaux d'amplitudes et 8 phases possibles (16 Differential Amplitude Phase Shift Keying) (Hanzo *et al.*, 2003) (Xu *et al.*, 2013). Le rapport d'amplitudes α est optimisé dans (May *et al.*, 1998) et (Liang *et al.*, 2011a) ($\alpha=1.4$ pour 16DAPSK). Le principe est d'utiliser les trois premiers bits pour moduler la différence de phase des symboles transmis comme le cas d'une modulation D8PSK. Les derniers bits sont attribués pour moduler la différence d'amplitude des symboles transmis. Plus précisément, pour le cas d'une modulation différentielle à deux niveaux d'amplitudes (16DAPSK), si l'amplitude du symbole à transmettre à l'instant (ou fréquence) τ est la même que celui du symbole transmis à l'instant (ou fréquence) $\tau - 1$, alors on transmet sur le même niveau

d'amplitude. Dans le cas contraire, où le symbole à transmettre à l'instant (ou fréquence) τ est différent que celui transmis à l'instant $\tau - 1$, on transmet sur le niveau d'amplitude opposé que celui du symbole transmis à $\tau - 1$ (Ishibashi *et al.*, 2005). Pour les systèmes OFDM, la modulation différentielle peut se faire suivant l'axe des temps ou des fréquences. La modulation différentielle temporelle considère les symboles de chaque sous-porteuse et τ représente l'indice temporel. Concernant la modulation différentielle fréquentielle, l'indice τ représente les fréquences pour chaque symbole OFDM. Dans notre travail, nous optons pour la modulation fréquentielle temporelle vue que cette technique est plus performante pour les canaux sélectifs en fréquence (canaux de type-B) (Lott, 1999) et (Lijun *et al.*, 2003).

- **STAR QAM demapper** ce bloc sert à extraire l'estimation souple des bits à partir de deux symboles consécutifs reçus afin d'exploiter le pouvoir potentiel du codage canal à corriger les erreurs. Nous utilisons alors l'algorithme développée dans (Liang *et al.*, 2011b) et (Xu *et al.*, 2013) qui permet d'extraire les décisions souples des bits correspondants aux symboles modulés par différence d'amplitude et de phase (DAPSK). Cet algorithme, noté "STAR QAM demapper", calcule le *a posteriori* rapport logarithmique de vraisemblance utilisé pour la détection conjointe d'amplitude et de phase comme suit:

$$\text{LLR}(b_m) = \ln \left(\frac{\sum_{s_\tau \in s_{b_m=1}} \exp [d(\varphi^v, \omega^l)]}{\sum_{s_\tau \in s_{b_m=0}} \exp [d(\varphi^v, \omega^l)]} \right) \quad (1.23)$$

où $s_{b_m=0}$ and $s_{b_m=1}$ indiquent l'ensemble de symboles ayant le $m^{\text{ième}}$ bit b_m égale à 0 et 1, respectivement. La mesure de probabilité $d(\varphi^v, \omega^l)$ dans le cas d'une détection différentielle pure (pas d'estimation de canal requise) s'écrit comme suit:

$$d(\varphi^v, \omega^l) = -\frac{\|\mathbf{y}_{\tau+1} - \varphi^v \omega^l \mathbf{y}_\tau\|^2}{\tilde{N}_0^v}, \quad (1.24)$$

où

- \mathbf{y}_τ est le vecteur de symboles reçus défini par $\mathbf{y}_\tau = [y_{\tau,1}; \dots; y_{\tau,N_r}]$ avec τ l'indice de temps (ou fréquence) dans le cas d'une modulation différentielle temporelle (ou fréquentielle).
- φ est le rapport d'amplitude de deux symboles consécutifs transmis et $v \in [1, \dots, 2M_A - 1]$ dont M_A est le nombre de niveaux d'amplitudes de la modulation DAPSK ($M_A = 1$ pour DQPSK, $M_A = 2$ pour D16STAR QAM et $M_A = 4$ pour D64STAR QAM).
- ω est la différence de phases entre deux symboles consécutifs transmis et $l \in [1, \dots, M_p]$ où M_p est le nombre de phases de la constellation de la modulation DAPSK.

- \tilde{N}_0^v est la puissance équivalente du bruit défini comme $\tilde{N}_0^v = [1 + (\varphi^v)^2]N_0$ où $v \in \{1, \dots, 2M_A - 1\}$ avec N_0 est la puissance de bruit d'observation.

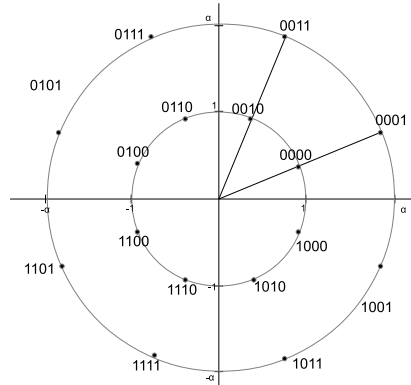


Figure 1.6 – Diagramme de constellation de la modulation différentielle 16DPSK (2,8).

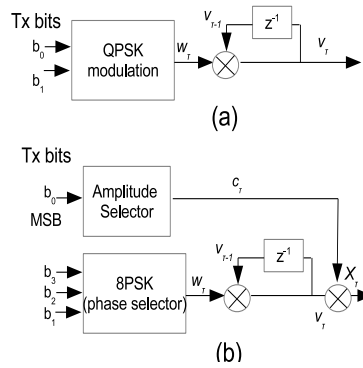


Figure 1.7 – Diagramme de modulation différentielle pour les modulations (a) QPSK et (b) 16 QAM (l'indice τ indique la dimension temps(ou fréquence) pour la modulation différentielle en temps (ou fréquence)).

La mesure de probabilité $d_{NDA}(\varphi^v, \omega^l)$ pour le cas où une estimation autodidacte est utilisée est donnée par:

$$d_{NDA}(\varphi^v, \omega^l) = -\frac{\|\mathbf{y}_{\tau+1} - \varphi^v \omega^l \hat{\mathbf{h}}_{\tau} \hat{x}_{\tau}\|^2}{N_0}, \quad (1.25)$$

où $\hat{\mathbf{h}}_{\tau}$ est l'estimation autodidacte de la réponse du canal et \hat{x}_{τ} est l'estimée du symbole transmis au temps (ou fréquence) τ obtenu par l'estimateur autodidacte à moindre carrés ou à maximum de vraisemblance.

1.5 Perspectives

Durant ce chapitre nous avons présenté le concept théorique des différents modes d'estimation de canal assistés par pilotes et différents modes de détection. L'idée qui nous motive est que chacun de ces modes performe le mieux pour certaines conditions de propagation. Nous allons alors montrer par simulation cette hypothèse et nous constituons alors les règles de décision de notre émetteur-récepteur cognitive.

Chapitre 2

Concept du Nouveau Émetteur-Récepteur Cognitif: Règles de Décision

2.1 Introduction

Durant ce chapitre, nous définissons les règles de décision de notre émetteur-récepteur cognitif dont le principe est, étant donné les conditions de propagation, de sélectionner le meilleur:

- **algorithme d'estimation de canal** entre l'algorithme à moindre carrés et celui à maximum de vraisemblance,
- **mode d'estimation de canal** parmi le mode assisté par pilote¹, le mode hybride² et le mode autodidacte³, et
- **mode de détection** entre le mode cohérent ou différentiel.

Rappelons que la simulation d'un système de communication sans fils se fait principalement sur deux étapes qui sont le niveau lien et le niveau système. Les simulations au niveau lien permettent d'agir sur les composantes de l'émetteur-récepteur. Les interférences inter et intra cellulaires sont prises en considération par les simulations du niveau système qui tiennent en compte la structure complète

1. noté **NDA w.pilot** dans les légendes de figures

2. noté **NDA w.pilot** dans les légendes de figures

3. noté **NDA**

du réseau (multiusager et multicellulaire). De ce fait, et pour concevoir notre émetteur-récepteur cognitif, nous commençons par les simulations au niveau lien. Nous développons alors chacun de ces modes pour la structure de l'émetteur-récepteur LTE décrit dans le chapitre précédent. Les résultats de simulations sont présentés dans les paragraphes qui suivent.

2.2 Simulations du niveau lien

Nous admettons une communication sans fils sur le lien descendant avec la configuration d'antennes SIMO (une seule antenne de transmission et deux antennes de réception). Notre but dans cette étape est de délimiter la zone du "meilleur performant" de chacun des modes définis dans le chapitre précédent. Les paramètres de simulations que nous utilisons au niveau lien sont présentés dans le tableau 2.1. Nous simulons des communications sans fils pour les piétons avec une vitesse

Tableau 2.1 – Paramètres de simulations du niveau lien.

Nombre d'équipements d'utilisateurs	1
Largeur de bande du canal (MHz)	15
Fréquence porteuse (GHz)	2.1
Durée de la trame (ms)	10
Durée de la sous-trame (ms)	1
Durée du symbole OFDM (μs)	71.88 (le premier) et 71.35 (le reste)
Espacement entre sous-porteuses(KHz)	15
Taille FFT	128
Nombre de sous-porteuses par RB	12
Efficacité spectrale	77.1%
Symboles OFDM par sous-trame	14
Longueur du PC (μs)	Normal: 5.2 (premier symboles) 4.69 (six symboles suivants)
Mode de transmission	SIMO
Types de canaux	PedA, VehA, PedB, and VehB
Codage canal	code turbo convolutionnel

de 2 kmph. Nous simulons aussi des communications à moyennes et hautes vitesses correspondant à 30 kmph et 100 kmph , respectivement. En effet, l'étalement Doppler définie par $B_D = \frac{\nu}{\lambda}$ où ν est la vitesse du mobile et λ est la longueur d'onde, est le paramètre qui spécifie la nature de l'étalement fréquentiel de l'évanouissement et la sélectivité en temps du canal. Nous faisons notre choix de vitesses pour couvrir:

- **Les canaux à évanouissement lent:** Définis pour un étalement Doppler faible ($B_D \ll B_S$ où B_S est la largeur de bande du signal) et ainsi un temps de cohérence supérieur a la période du symbole ($T_C \gg T_S$). On définit le temps de cohérence T_c , inversement proportionnel à

l'étalement Doppler, comme la durée en temps pendant laquelle la réponse impulsionnelle du canal est presque constante (David & Viswanath, 2005).

- **Les canaux à évanouissement rapide:** Définis pour un étalement Doppler élevé ($B_D > B_S$) et un temps de cohérence inférieur à la période de symbole ($T_C < T_S$). Dans ce cas d'évanouissement, la réponse impulsionnelle du canal change rapidement pendant la durée du symbole.

D'autre part, l'étalement du retard des trajets multiples spécifie la nature de l'étalement temporel de l'évanouissement et la sélectivité en fréquence du canal. On définit alors la racine de moyennes quadratiques de l'étalement du retard σ_τ donnée par l'écart type de profile de retard de puissances et la bande de cohérence B_C qui lui est inversement proportionnelle. Les deux types d'évanouissement sont définis comme suit (Rappaport, 1996):

- **Canaux à évanouissement plat:** Pour ce type d'évanouissement la largeur de bande du canal est inférieure à celle du canal de propagation ($B_S \ll B_C$) et l'étalement du retard est inférieur à la période du symbole ($T_S \gg \sigma_\tau$). La réponse du canal de propagation est caractérisée dans ce cas par un gain plat et une phase linéaire à travers la largeur de bande du signal. En outre, les caractéristiques du signal sont conservées à travers le temps. Les canaux à évanouissement plat sont aussi connus comme des canaux à amplitude variables et à bande étroite (vu que la largeur de bande est étroite comparée à celle du canal de propagation).
- **Canaux sélectifs en fréquences:** Pour ce type d'évanouissement, la largeur de bande du canal de propagation est inférieure à celle du signal ($B_S < B_C$) et la période de symbole est inférieure à l'étalement du retard ($T_S < \sigma_\tau$). Dans ce cas, le canal de propagation est caractérisé par un gain constant et une phase linéaire sur une largeur de bande inférieure à celle du signal. En effet, la sélectivité en fréquence est l'effet direct de l'interférence intersymbole qui fait que le signal reçu consiste en multiples versions retardées et atténuées du signal transmis.

Nous simulons les canaux PedA, PedB pour les piétons et les canaux VehA et vehB pour les moyennes et hautes vitesses (Par, 2002). Les caractéristiques de chaque type de canal sont données dans le tableau 2.2 (Jain, 2007).

Le profil de délai de puissances de chacun de ces canaux est donné par le tableau 2.3. Nous simulons l'émetteur-récepteur LTE sur le lien descendant pour chaque triplet {type de canal, vitesse de mobile, indicateur de qualité de canal} pour chacun des algorithmes d'estimation de canal (ML

Tableau 2.2 – Type d'évanouissement des différents types de canaux simulés.

Type de canal	vitesse (<i>kmp</i> h)	Étalement Doppler B_D (<i>Hz</i>)	Étalement de retard σ_τ (<i>ns</i>)	type d'évanouissement
PedA	2	3.88	45	plat/lent
PedB	2	3.88	750	selectif en fréquence/lent
VehA	30	58.3	370	plat/rapide
	100	194.4	370	plat/rapide
VehB	30	58.3	4000	selectif en fréquence/rapide
	100	194.4	4000	selectif en fréquence/rapide

ou LS), de mode d'estimation de canal (assistée par pilote, hybride ou autodidacte) et de mode de détection (cohérent ou différentiel).

Rappelons que l'indicateur de qualité de canal (CQI) indique à la station de base l'ordre de modulation et le taux de codage adéquats aux conditions de propagations (voir chapitre 1). Une meilleure qualité de canal signifie une augmentation de l'ordre de modulation et/ou réduction du taux de codage canal. Le CQI varie dans l'intervalle [1:15] spécifiant 6 taux de codages possibles pour la modulation QPSK/DQPSK, 3 taux de codages possibles pour la modulation 16QAM/16DAPSK, et 6 taux de codage possibles pour la modulation 64QAM/64DAPSK (ETSI, 2009a). Pour mettre en valeur l'apport de concept de cognition de notre émetteur-récepteur LTE sur le lien descendant, nous définissons trois types d'émetteur-récepteur cognitifs comme suit:

– **Émetteur-récepteur cognitif à moindres carrés (CTR LS)**

Sélectionne le meilleur mode d'estimation de canal entre le mode assisté par pilote, le mode hybride et le mode autodidacte de l'estimateur de canal à moindres carrés et le meilleur mode de détection entre le cohérent et le différentiel.

– **Émetteur-récepteur cognitif à maximum de vraisemblance (CTR ML)**

Sélectionne le meilleur mode d'estimation de canal entre le mode assisté par pilote, le mode hybride et le mode autodidacte de l'estimateur de canal à maximum de vraisemblance et le meilleur mode de détection entre le cohérent et le différentiel.

– **Émetteur-récepteur cognitif (CTR)**

Est un récepteur cognitif plus intelligent qui choisit entre *i*) les trois différents modes d'estimation de canal (assisté par pilote, hybride et autodidacte), *ii*) les deux différents algorithmes d'estimation de canal qui sont le moindre carrés et le maximum de vraisemblance et *iii*) le meilleur mode de détection entre le cohérent et le différentiel.

Tableau 2.3 – Profile de délai multi-trajets de puissance.

Type de canal	Délai relative (ns)	Puissance relative(dB)
PedA	0	0
	110	-9.7
	190	-19.2
	410	-22.8
PedB	0	0
	200	-0.9
	800	-4.9
	1200	-8
	2300	-7.8
	3700	-23.9
VehA	0	0
	310	-1
	710	-9
	1090	-10
	1730	-15
	2510	-20
VehB	0	-2.5
	300	0
	8900	-12.8
	12900	-10
	17100	-25.2
	20000	-16

En comparant les performances de l'émetteur-récepteur cognitif à moindres carrés (ou maximum de vraisemblance) aux performances du mode assisté par pilote de ce même algorithme, nous pouvons déduire l'apport du nouveau concept de cognition dans son sens de sélectionner le couple de meilleur mode d'estimation de canal (assisté par pilote, hybride ou autodidacte), mode de détection (différentiel ou cohérent). D'autre part, en comparant les performances de l'émetteur-récepteur cognitif par rapport aux performances de l'algorithme d'estimation de canal à moindres carrés assisté par pilote (c'est le mode utilisé par le standard LTE et qui constitue notre référence), nous pouvons déduire l'apport du nouveau concept de cognition dans son sens plus général (sélectionner le triplet algorithme d'estimation de canal, mode d'estimation, mode de détection).

Nous présentons dans les paragraphes qui suivent les résultats de simulations de chaque triplet {algorithme d'estimation de canal, mode d'estimation de canal, mode de détection} sur lequel se base les trois émetteur-récepteurs cognitifs définis en haut. Les résultats de performances sont présentés en termes de l'erreur quadratique moyenne de l'estimation de canal (MSE) et de taux d'erreurs sur les trames (BLER). Nous définissons l'erreur quadratique moyenne de l'estimation de

canal comme suit:

$$MSE_{DA} = \mathbb{E}((\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}})^2), \quad (2.1)$$

où \mathbf{H} et $\hat{\mathbf{H}}$ désignent la réponse matricielle du canal et son estimée, respectivement, de tailles $N_{\text{freq}} \times N_{\text{symb}}$ avec N_{freq} et N_{symb} représentant le nombre de sous-porteuses et le nombre de symboles OFDM, respectivement, dont les valeurs sont définis dans le tableau 2.1. L'opérateur \mathbb{E} indique la valeur moyenne sur toutes les sous-porteuses et les symboles OFDM. Cependant, pour le mode d'estimation autodidacte pour lequel aucun signal référence n'est utilisé (voir chapitre 1) nous définissons l'erreur quadratique moyenne relativement à l'estimation de l'amplitude de canal (comme l'estimée de canal est menu d'une ambiguïté de phase) comme suit:

$$MSE_{NDA} = \mathbb{E}((\|\mathbf{H}\| - \|\hat{\mathbf{H}}\|)^2). \quad (2.2)$$

2.2.1 Émetteur-récepteur cognitif à Maximum de vraisemblance

Canal piéton de type A (PedA) à vitesse de 2 kmph

En examinant la figure 2.1 nous déduisons que le mode d'estimation hybride performe mieux que le mode assisté par pilote pour le canal PedA. Ceci confirme bien que la méthode de l'espérance-maximisation est fiable pour suivre les variations du canal. Nous remarquons aussi que les performances de l'estimateur autodidacte se dégradent pour les modulations d'ordre élevé ceci s'explique par le fait que l'algorithme itérative d'espérance-maximisation est très sensible à l'initialisation (voir chapitre 1). Ainsi, pour l'estimation autodidacte où l'initialisation est arbitraire, les performances se dégradent de plus en plus que la constellation est élevée. Rappelons que pour l'estimateur autodidacte, nous présentons l'erreur quadratique moyenne en amplitude (voir équation 2.2). L'ambiguïté de phase est ensuite résolue avec la modulation différentielle. Les figures 2.2,2.3 et 2.4 montrent que le mode d'estimation de canal assisté par pilote et le mode hybride montrent des performances comparables en termes de taux d'erreur sur les trames. Nous notons par "fully différentiel" la version de l'émetteur-récepteur qui utilise seulement la modulation différentielle pour la détection de symboles (sans estimer le canal). Nous déduisons ainsi que pour un canal à évanouissement lent et plat, de bonnes performances sont atteintes en comptant seulement sur les signaux pilotes. Notons aussi que le mode autodidacte ainsi que la version purement différentielle montrent de moindres performances à cause de la perte due à la détection différentielle. D'autres part, pour une valeur très élevée de

CQI, c.à.d. un ordre de modulation élevé et un faible taux de codage canal, le mode autodidacte perd beaucoup de performances, ceci s'explique du fait que la distance entre les symboles d'une constellation élevée est très réduite. Ce fait rend la détection très sensible à l'erreur d'estimation de canal. Notons que la saturation de certaines courbes de BLER dans les régions de haut SNR est due au nombre insuffisant de trames simulées. Cependant, avoir un BLER de l'ordre de 10^{-3} ou même 10^{-4} requière un nombre très élevé de trames qui nécessite un temps de calcul colossal. D'autre part, la quantité de débit étant de l'ordre de $(1-\text{BLER})$, la précision de son calcul ne change pas pour des valeurs de BLER très faibles.

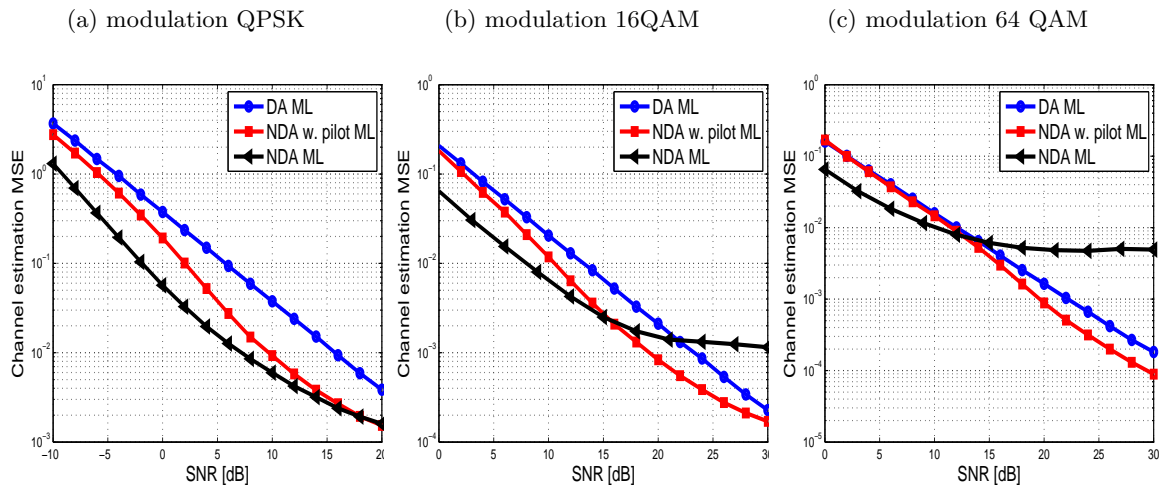


Figure 2.1 – Erreur quadratique moyenne d'estimation de canal pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedA à vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$.

Canal piéton de type B (PedB) à vitesse 2 kmph

En considérant la figure 2.5, nous constatons que pour ce type de canal, le mode assisté par pilote et le mode hybride de l'algorithme d'estimation de canal à maximum de vraisemblance montrent presque les mêmes performances. Cependant, on note que dans les régions de faible rapport signal-à-bruit (SNR) c'est le mode assisté par pilote qui performe mieux que le mode hybride. Ceci s'explique du fait que pour un faible SNR, le signal reçu est très bruité ce qui rend la convergence de l'algorithme Espérance-Maximisation plus difficile. Ainsi, compter seulement sur le signal pilote est plus fiable dans ce cas. Concernant le mode autodidacte de l'algorithme d'estimation de canal à maximum de vraisemblance, ses performances se détériorent avec l'ordre de modulation pour les mêmes explications citées pour les canaux PedA. La figure 2.6 montre que le mode assisté par pilote

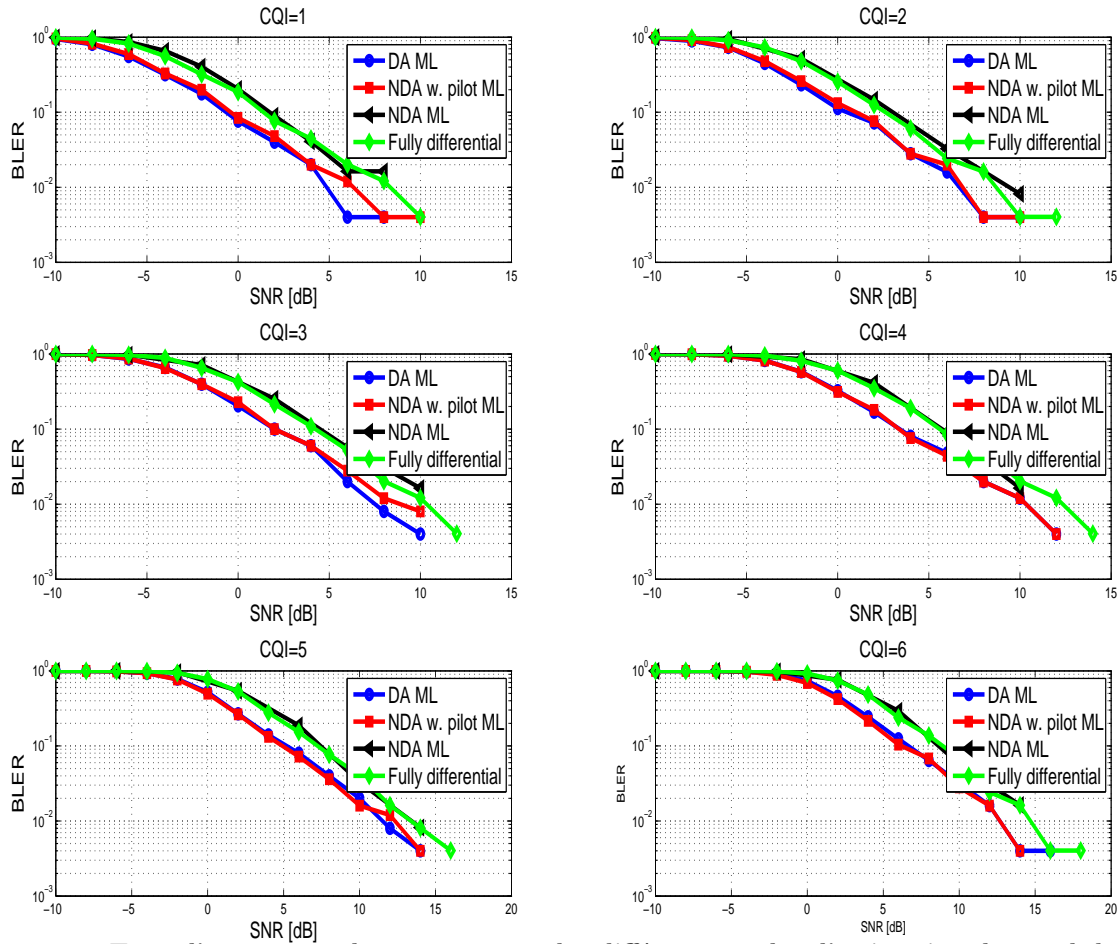


Figure 2.2 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedA avec vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

performe le mieux pour la modulation QPSK pour les valeurs de qualité de canal $CQI \in [1, 2, 3, 4]$ en termes de taux d’erreurs sur les trames. Ceci s’explique par le fait que le mode assisté par pilote performe mieux que le mode hybride en termes d’erreur quadratique d’estimation de canal dans la région de faible rapport signal à bruit comme indiqué dans la figure 2.1a. Cependant, les figures 2.7 et 2.8 montrent que les modes assistés par pilotes et hybride de l’algorithme d’estimation de canal assisté par pilote montrent des performances similaires pour les modulations 16QAM et 64QAM.

Canal véhiculaire de type A (VehA) à vitesse 30 kmph

Pour ce type de canal, le mode hybride de l’algorithme d’estimation de canal à maximum de vraisemblance montre de meilleures performances par rapport au mode assisté par pilote en termes d’erreur quadratique d’estimation de canal dans les régions de rapport signal-à-bruit élevé

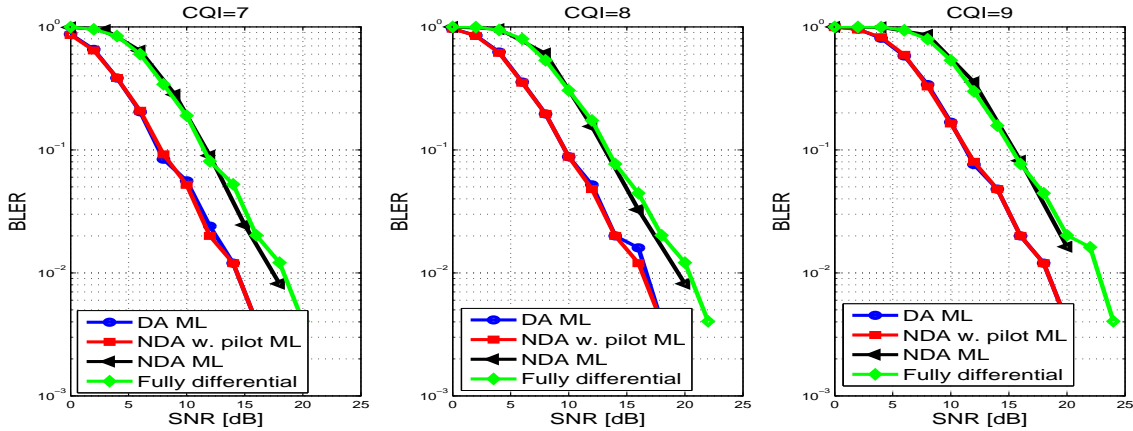


Figure 2.3 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedA avec vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

comme montré dans la figure 2.9. Ceci s’explique du fait que pour un canal à évanouissement plat avec une vitesse de mobile moyennement élevée, l’algorithme itératif Espérance-Maximisation (EM) donne de bonnes performances quand le canal est faiblement bruité. Cela nous mène à conclure que l’estimation de canal dans les positions non-pilotes est plus fiable en exploitant les signaux d’information par rapport au cas où seulement les signaux pilotes sont utilisés. Ceci revient au fait que les variations du canal entre les positions pilotes sont assez importantes. Cependant, pour des rapports signal-à-bruit assez faibles, le mode assisté par pilote performe mieux en termes d’erreur quadratique moyenne d’estimation de canal. Ceci s’explique par le fait que le signal d’information n’est pas assez fiable pour l’estimation de canal quand ce premier souffre d’une interférence de bruit assez importante. Concernant le mode autodidacte, nous concluons que ses performances ne s’améliorent pas avec l’augmentation du rapport de signal à bruit. On explique ce résultat par le fait que la convergence de l’algorithme itératif EM dépend énormément de l’initialisation (qui se fait d’une façon aléatoire dans le cas autodidacte). La figure 2.10 montre que le mode assisté par pilote de l’algorithme à maximum de vraisemblance performe mieux pour la valeur d’indicateur de qualité de canal CQI=1, ceci correspond à la région où ce mode montre de meilleurs performances en termes d’erreur quadratique moyenne d’estimation de canal par rapport au mode hybride comme montre la figure 2.9a. Les figures 2.11 et 2.12 montrent que les deux modes, assisté par pilote et hybride, montrent des performances similaires en termes de taux d’erreur en bloque. Notons ici que le mode hybride performe mieux pour l’erreur quadratique moyenne d’estimation de canal pour les rapports signal-à-bruit élevés. Cependant, les performances en termes de BLER sont les mêmes, ceci est attribué à la performance du codage canal dans la région de SNR élevé.

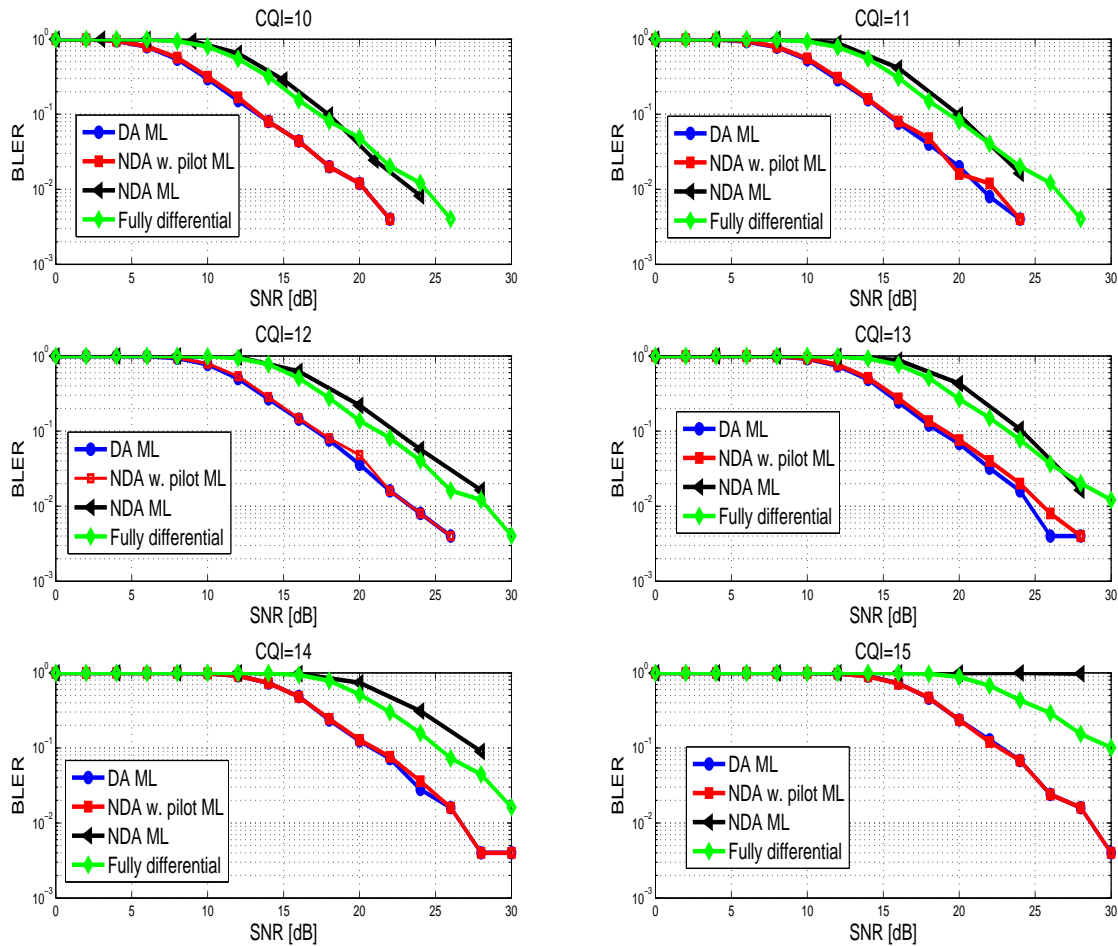


Figure 2.4 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedA avec vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

Canal véhiculaire de type A (VehA) à vitesse 100 kmp

En observant la figure 2.13, nous constatons que le mode d’estimation de canal assisté par pilote pour l’algorithme d’estimation de canal à maximum de vraisemblance perd en performances par rapport au mode hybride et autodidacte. Ceci s’explique par les variations rapides du canal entre deux positions pilotes. Le mode hybride et autodidacte ayant recours à l’information transportée par les signaux non-pilotes sont ainsi plus fiables pour l’estimation de canal. Les figures 2.14 et 2.15 montrent bien que le mode hybride offre les meilleures performances en taux d’erreurs sur les trames par rapport aux autres modes. Notons que le mode autodidacte montre de bonnes performances en termes d’erreur quadratique moyenne en amplitude (MSE_{NDA} défini dans l’équation 2.2) mais perd en performances en termes de BLER par rapport au mode hybride à cause de la détection

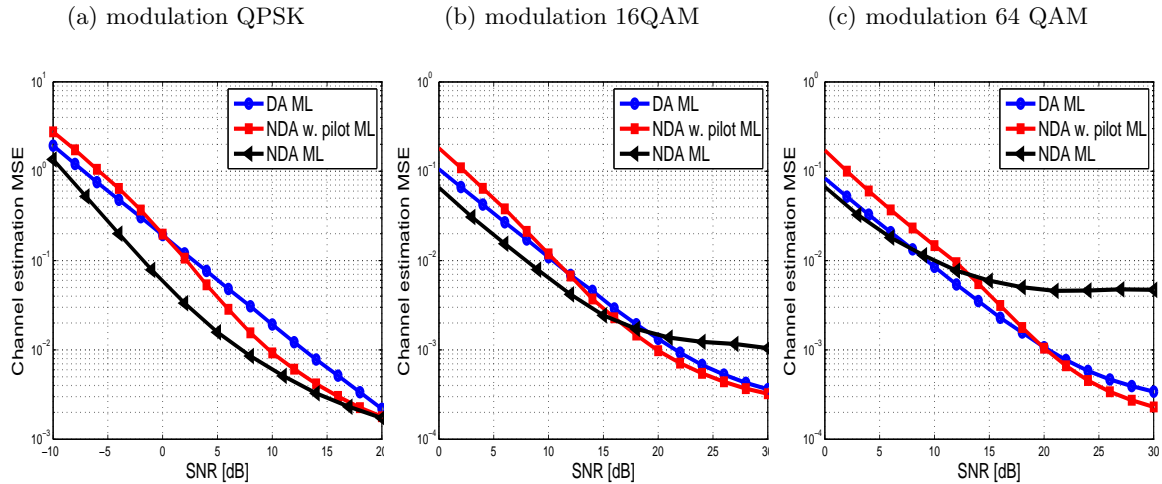


Figure 2.5 – Erreur d'estimation de canal pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2 \text{ kmph}$.

différentielle. Pour la modulation 64QAM, nous constatons que le mode purement différentiel montre de bonnes performances pour les régions de haut rapport signal à bruit comme donné par la figure 2.16. Ceci prouve bien que la détection différentielle est plus performante que la détection cohérente pour les canaux à évanouissement rapides.

Canal véhiculaire de type B (VehB) à vitesse 30 kmph

La figure 2.17 montre que le mode d'estimation de canal assisté par pilote et le mode hybride montrent des performances similaires en termes d'erreur quadratique moyenne d'estimation de canal. Pour les régions de faible rapport signal-à-bruit, c'est le mode assisté par pilote qui l'emporte par rapport au mode hybride. Ceci s'explique par le fait qu'un signal d'information très bruité n'est pas très fiable pour l'estimation de canal (contrairement au signal pilote connu à l'avance par le récepteur). Concernant le mode autodidacte, nous constatons une bonne performance en termes d'erreur quadratique moyenne en amplitude. La figure 2.18 montre que le mode assisté par pilote performe le mieux en termes de taux d'erreur sur les trames pour les valeurs d'indicateur de canal $CQI \in [1, 2, 3]$ qui correspondent aux régions de faible SNR pour lequel le mode assisté par pilote est le meilleur en termes de performances d'estimation de canal (comme indiqué dans la figure 2.17a). Pour la modulation 16QAM, nous constatons par la figure 2.19 que le mode d'estimation de canal assisté par pilote et le mode hybride donnent les meilleures performances en termes de taux d'erreur sur les trames dans les régions de faible rapport signal-à-bruit. Cependant, pour des rapports signal-

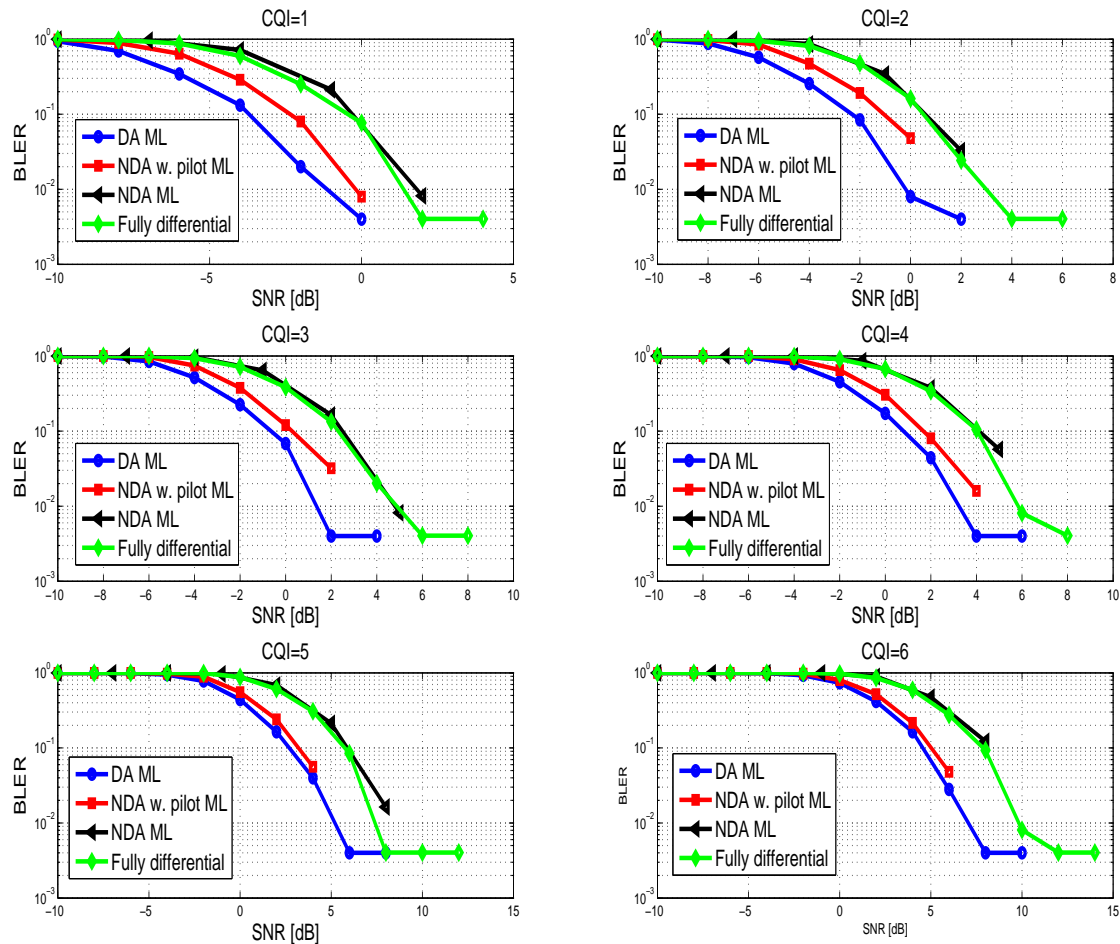


Figure 2.6 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

à-bruit élevés, nous constatons que la détection différentielle montre de meilleures performances. Ceci s’explique par le fait que la modulation de la différence de phase (et différence d’amplitude) est plus fiable quand les variations de canal sont considérables ($B_D(2\text{kmph}) < B_D(30\text{kmph})$). La figure 2.20 des résultats de simulations relatifs à la modulation 64QAM montre les mêmes constatations que la modulation 16QAM. Cependant, les différents modes de détection et d’estimation de canal perdent de performances pour des valeurs de CQI très élevées ($CQI \in [14, 15]$) ceci à cause du taux faible de codage canal en plus de la sensibilité élevée de la constellation à l’erreur d’estimation de canal.

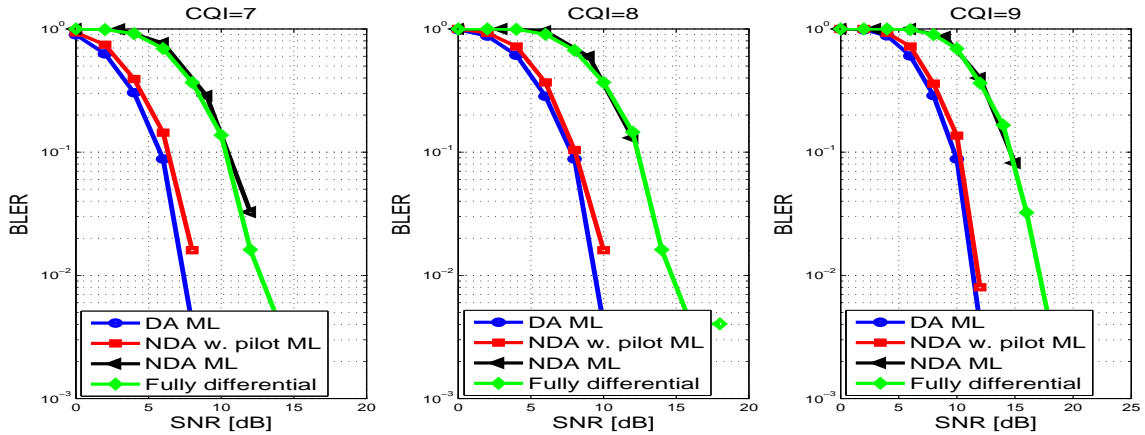


Figure 2.7 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

Canal véhiculaire de type B (VehB) à vitesse de 100 kmph

La figure 2.21a montre que le mode assisté par pilote de l’algorithme d’estimation de canal à maximum de vraisemblance performe mieux que le mode hybride dans la région de faible rapport signal à bruit en termes d’erreur quadratique moyenne d’estimation de canal. Cependant, le mode hybride montre de meilleures performances dans la région de rapport signal-à-bruit élevé. Les figures 2.21b et 2.21c montrent que les performances du mode assisté par pilote de l’algorithme d’estimation de canal à maximum de vraisemblance en termes d’erreur quadratique moyenne d’estimation de canal se détériorent pour les modulations d’ordres élevés. Le mode hybride performe mieux dans ce cas ce qui confirme que compter seulement sur les signaux pilotes pour les canaux à variations rapides ne donnent pas de résultats fiables. Exploiter ainsi l’information des signaux non-pilotes s’avère favorable pour l’estimation de canal dans ce cas. Le mode autodidacte montre de bonnes performances en termes d’erreur quadratique moyenne en amplitude d’estimation de canal. La figure 2.22 montre que le mode assisté par pilote offre de meilleures performances en termes de taux d’erreur sur les trames pour des valeurs d’indicateur de qualité de canal faible $CQI \in [1, 2, 3]$ dans les régions de faibles SNR qui correspondent à une meilleure performance de ce premier en termes d’erreur quadratique moyenne d’estimation de canal (figure 2.21a). Pour la modulation 16QAM, la figure 2.23 confirme que le mode hybride est le mieux performant dans les régions de rapport signal-à-bruit assez faible. La détection différentielle offre les meilleurs résultats en termes de taux d’erreur quadratique dans les régions de haut rapport signal-à-bruit qui s’explique par le fait que la modulation de différence de phase (et d’amplitude) permet une meilleure prédiction de canal à variation rapide. La figure 2.24 donne les mêmes constatations pour la modulation 64QAM. Cependant, le système

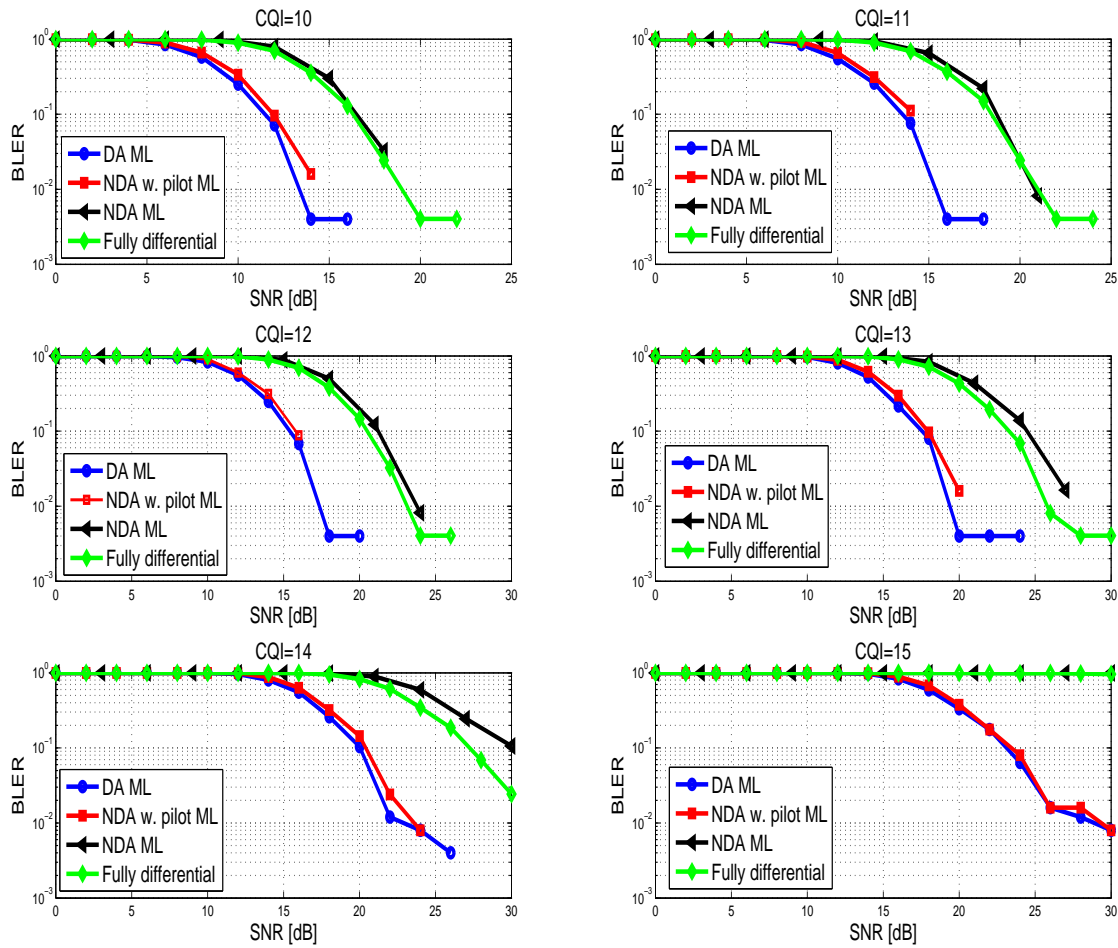


Figure 2.8 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

perd de performances pour les valeurs d’indicateur de qualité $CQI \in [11, 12, 13, 14, 15]$ à cause de la sensibilité de la constellation élevée aux erreurs d’estimation de canal et aux faibles taux de codage canal.

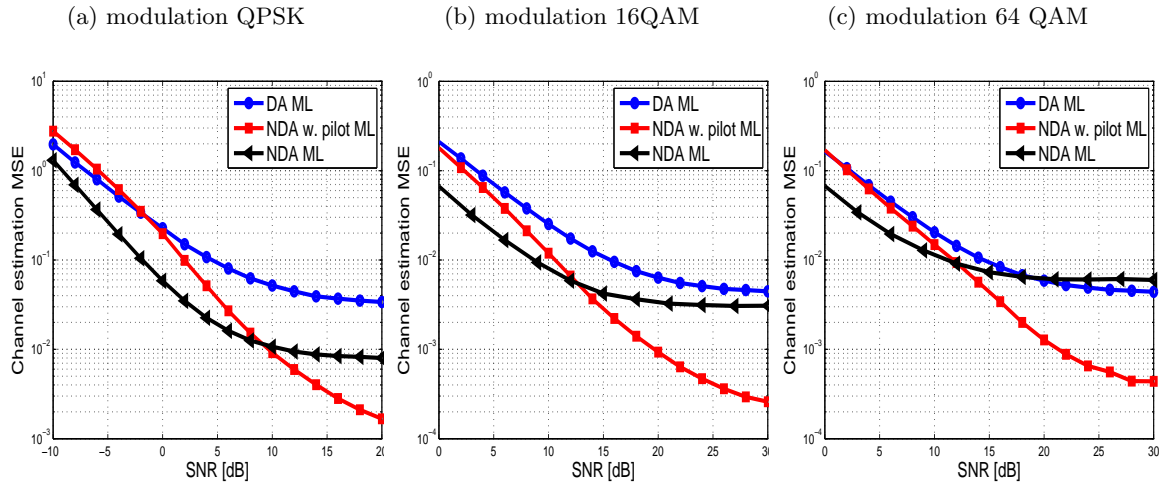


Figure 2.9 – Erreur d’estimation de canal pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$.

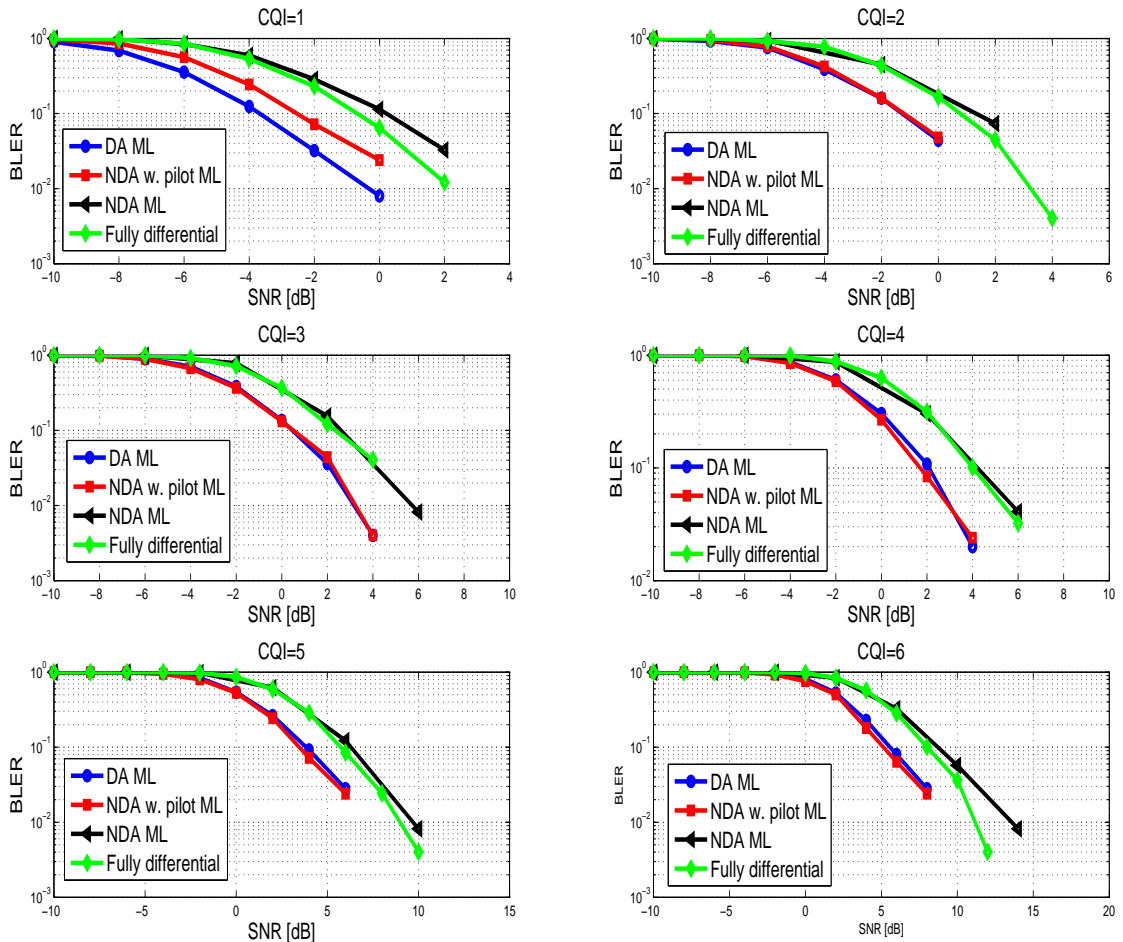


Figure 2.10 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

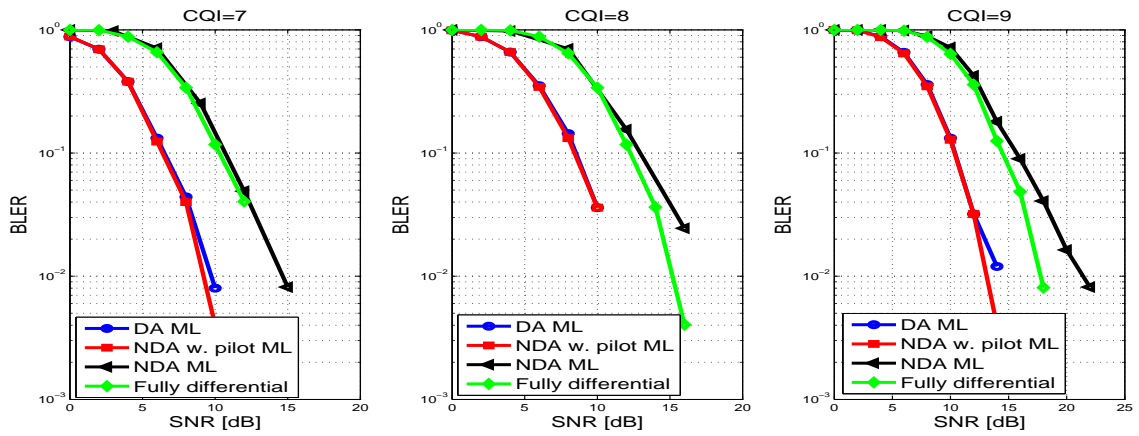


Figure 2.11 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

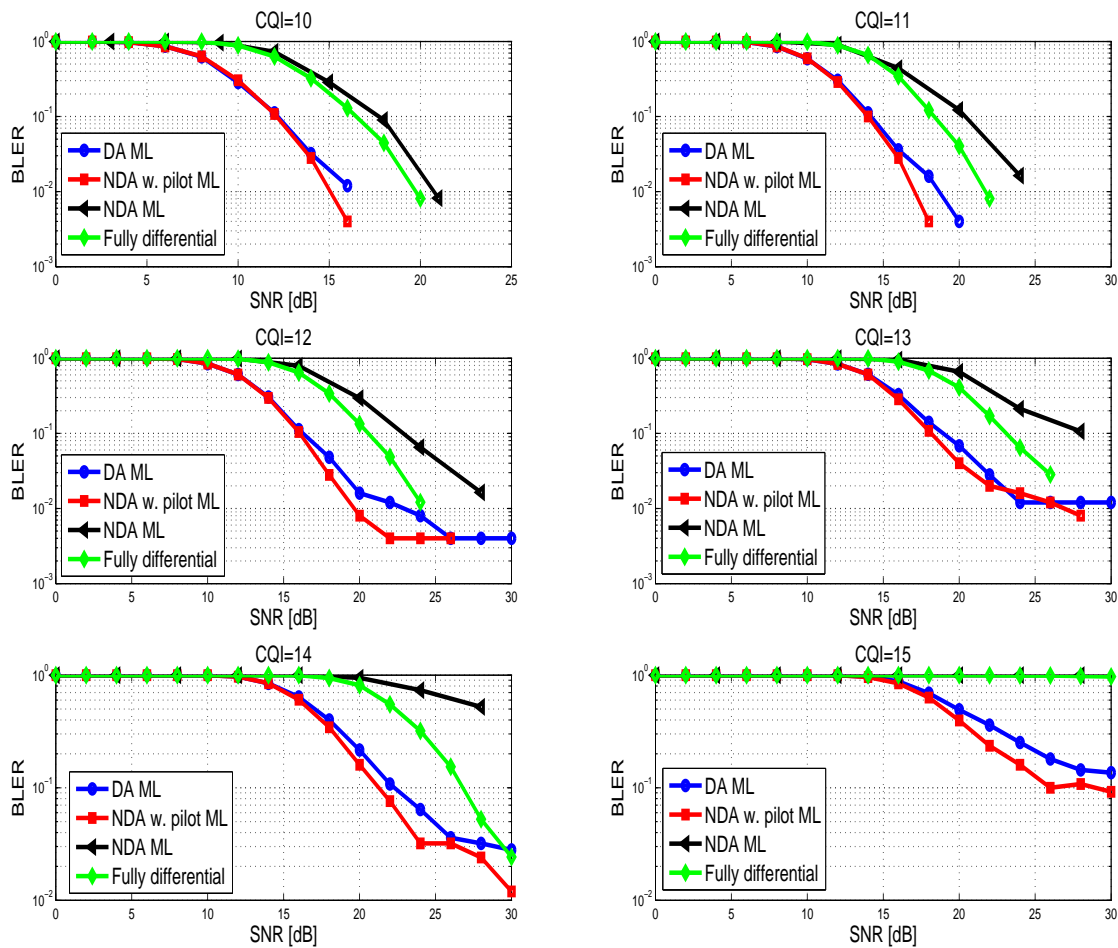


Figure 2.12 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

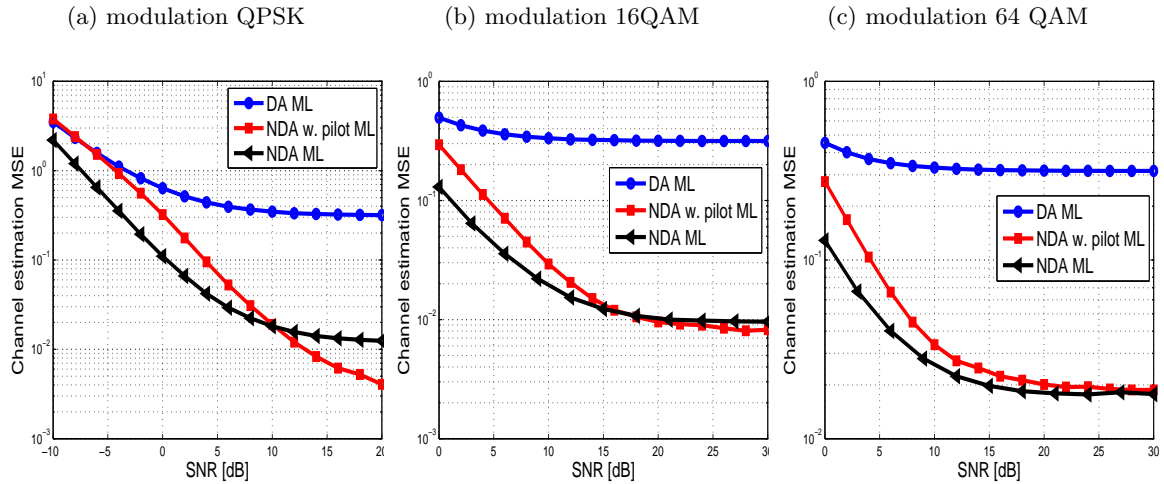


Figure 2.13 – Erreur d’estimation de canal pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$.

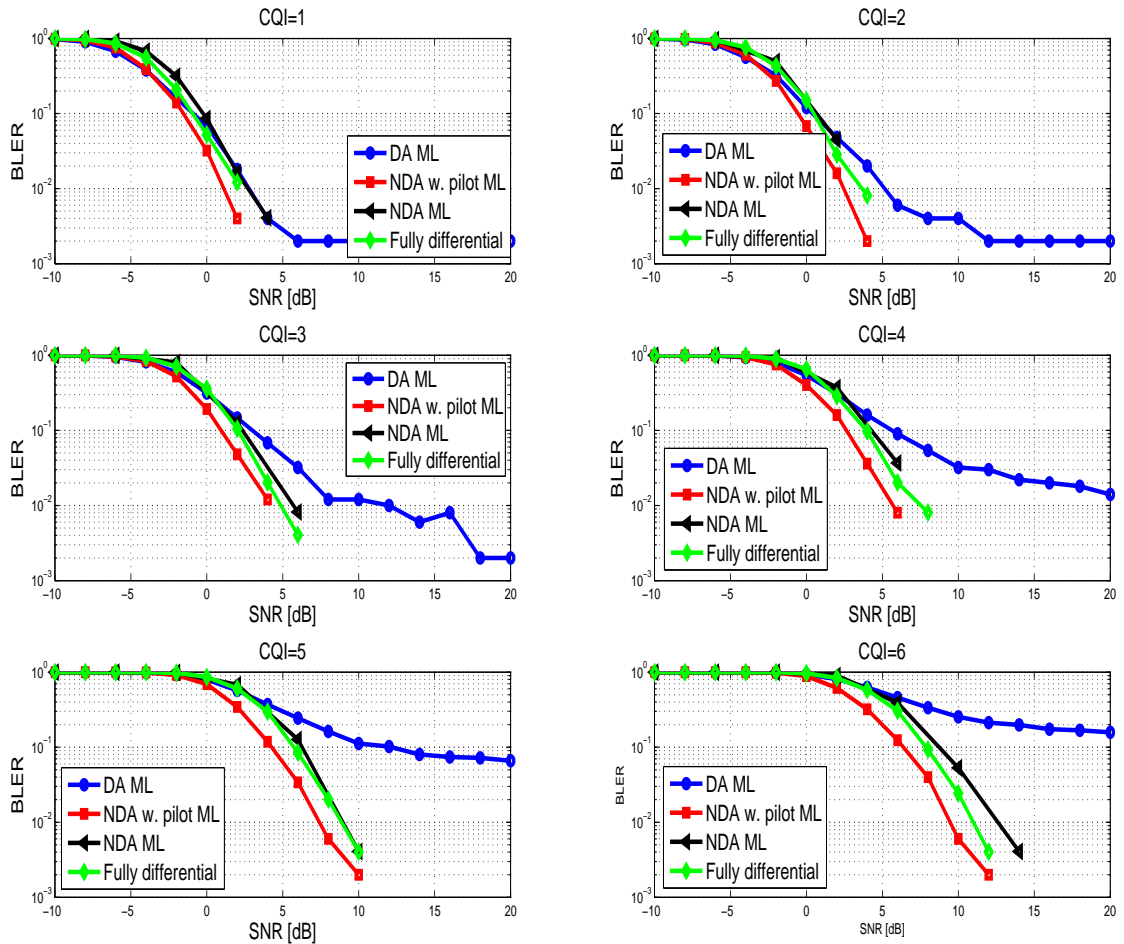


Figure 2.14 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

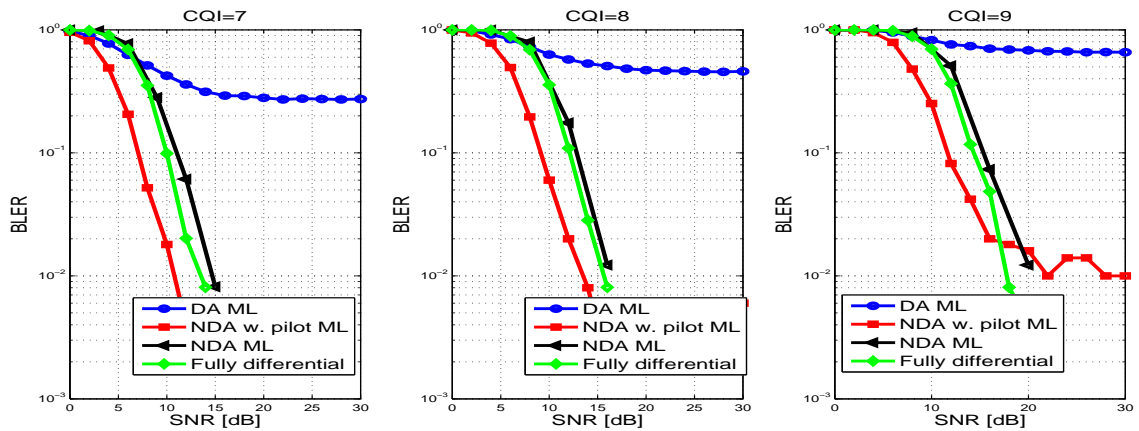


Figure 2.15 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

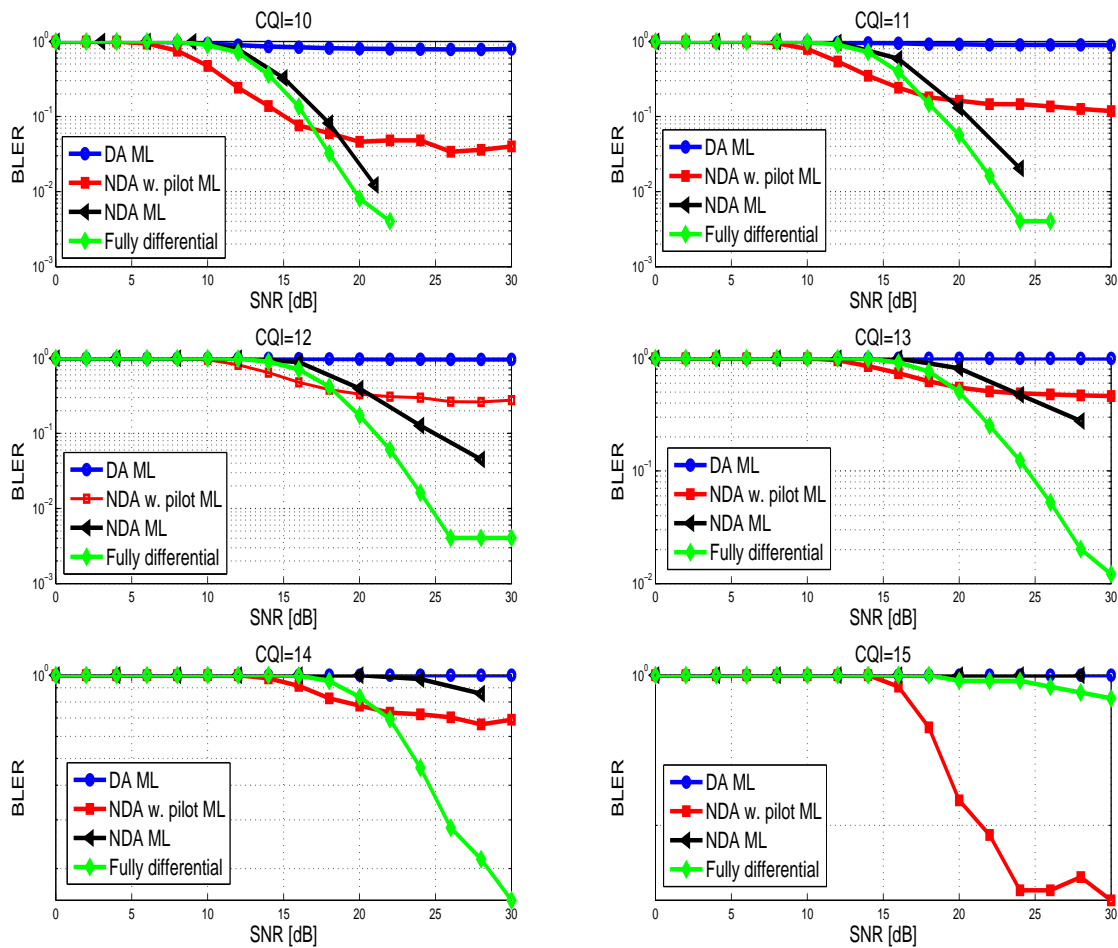


Figure 2.16 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

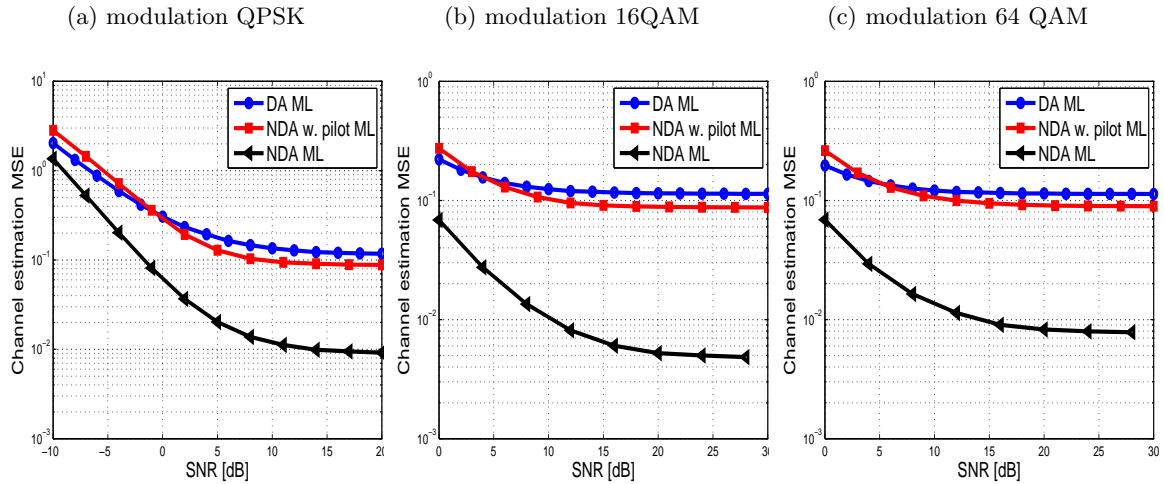


Figure 2.17 – Erreur d’estimation de canal pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$.

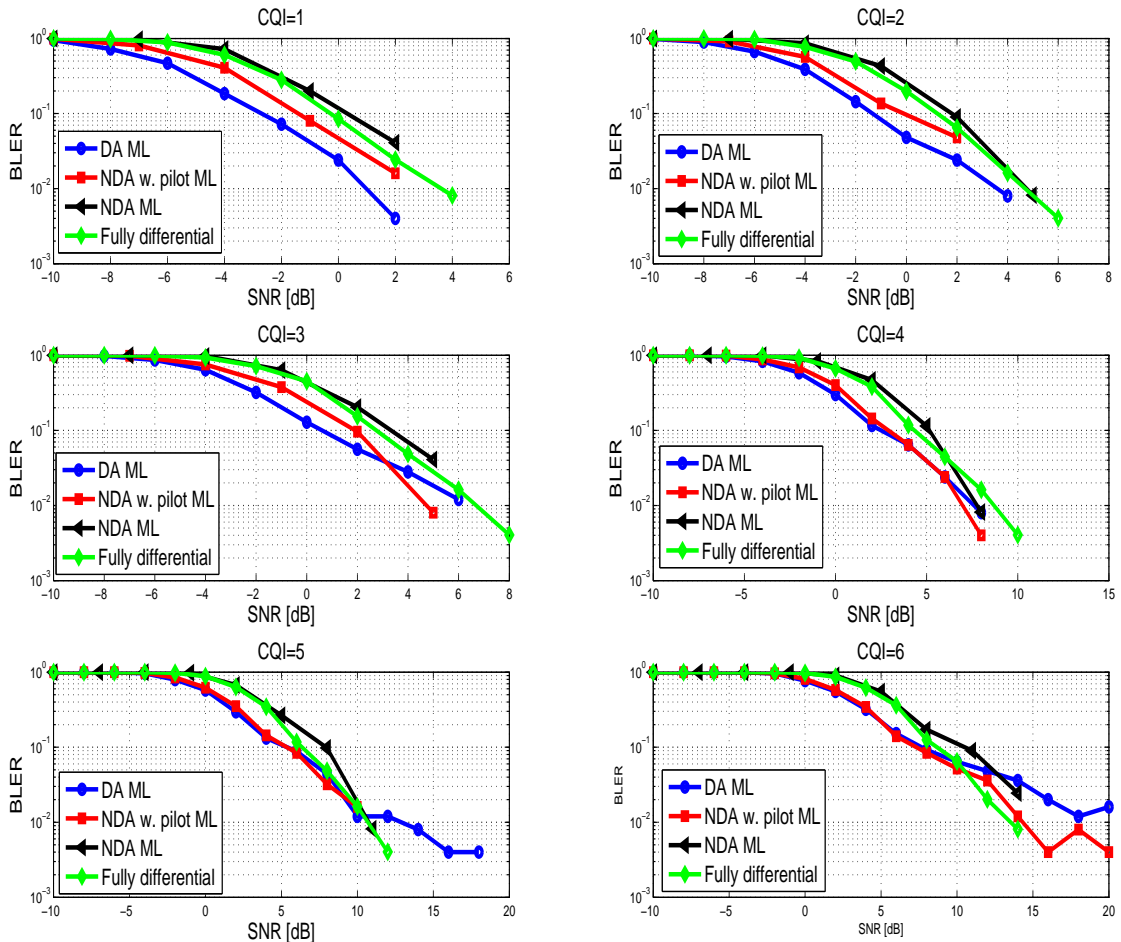


Figure 2.18 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

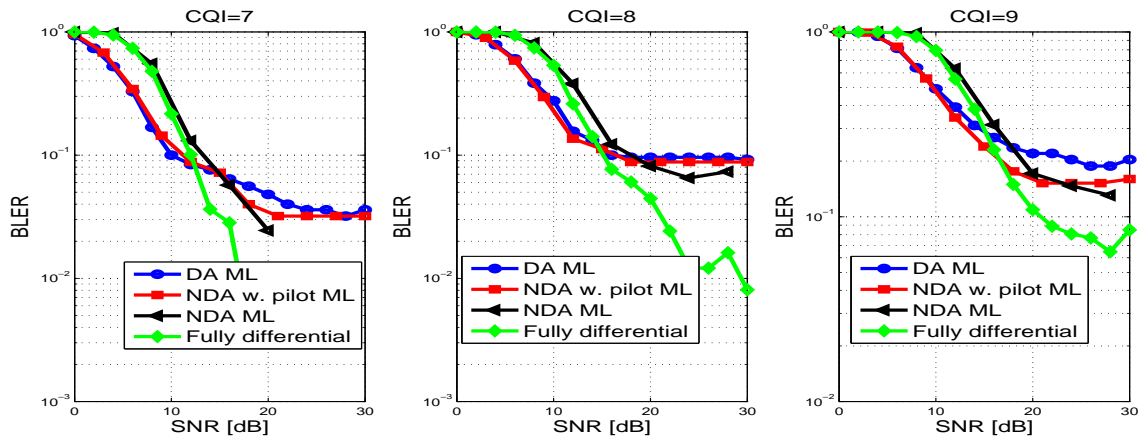


Figure 2.19 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

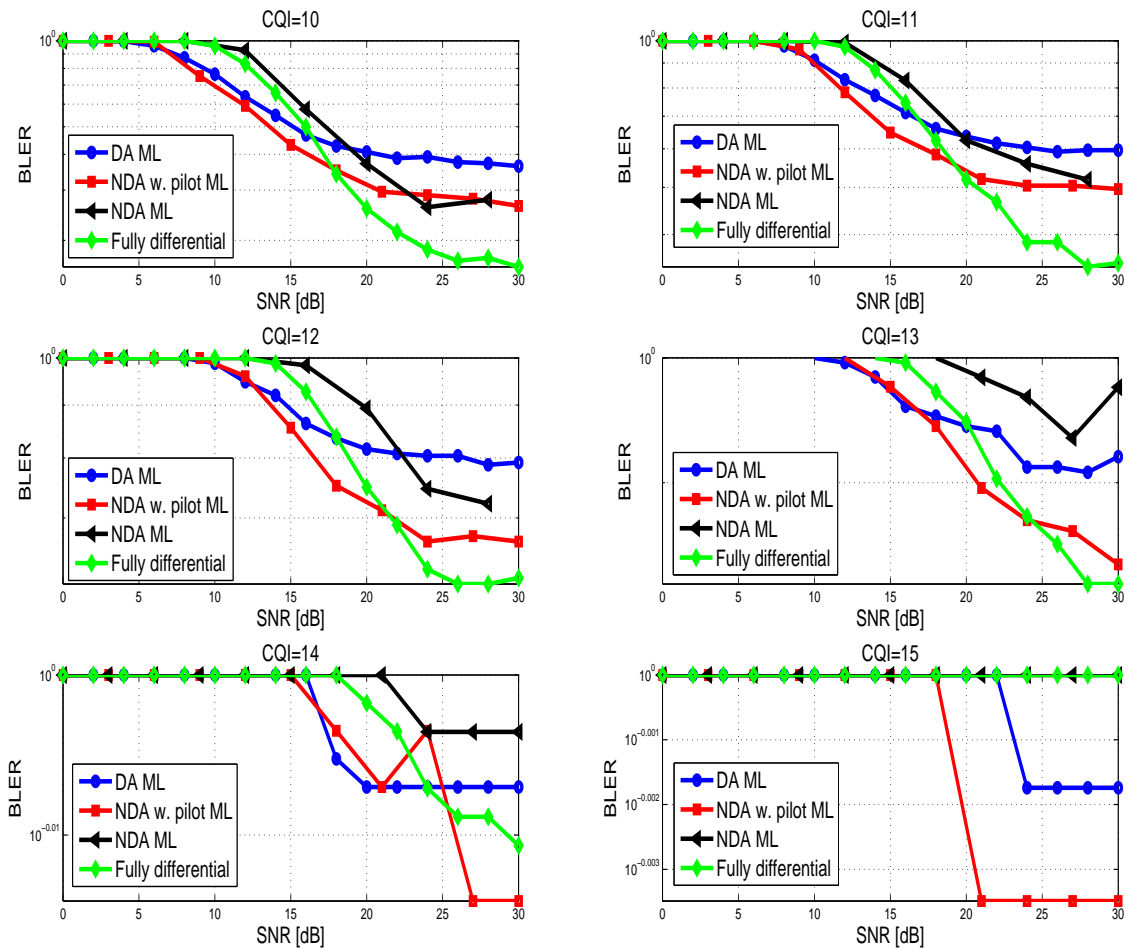


Figure 2.20 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

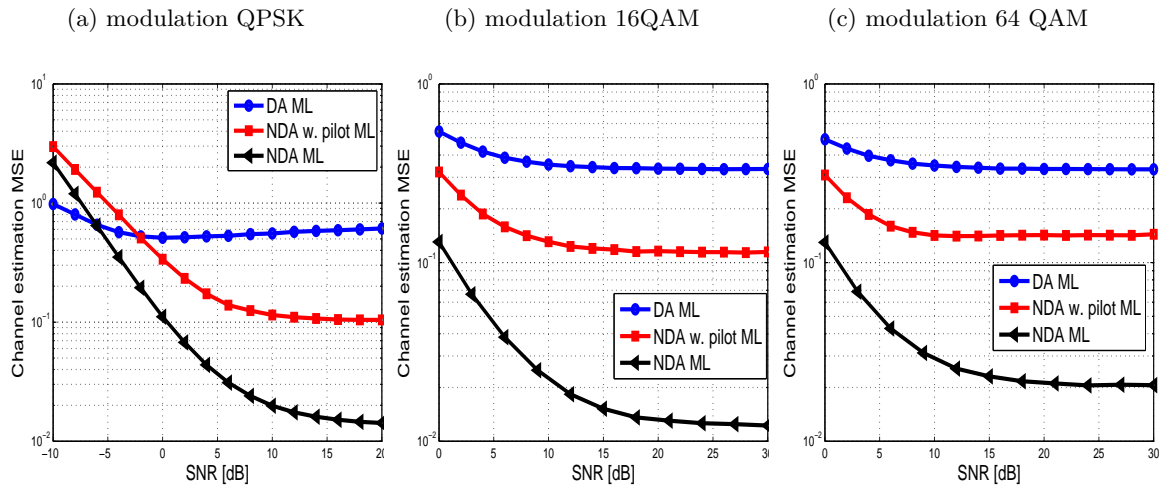


Figure 2.21 – Erreur d'estimation de canal pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$.

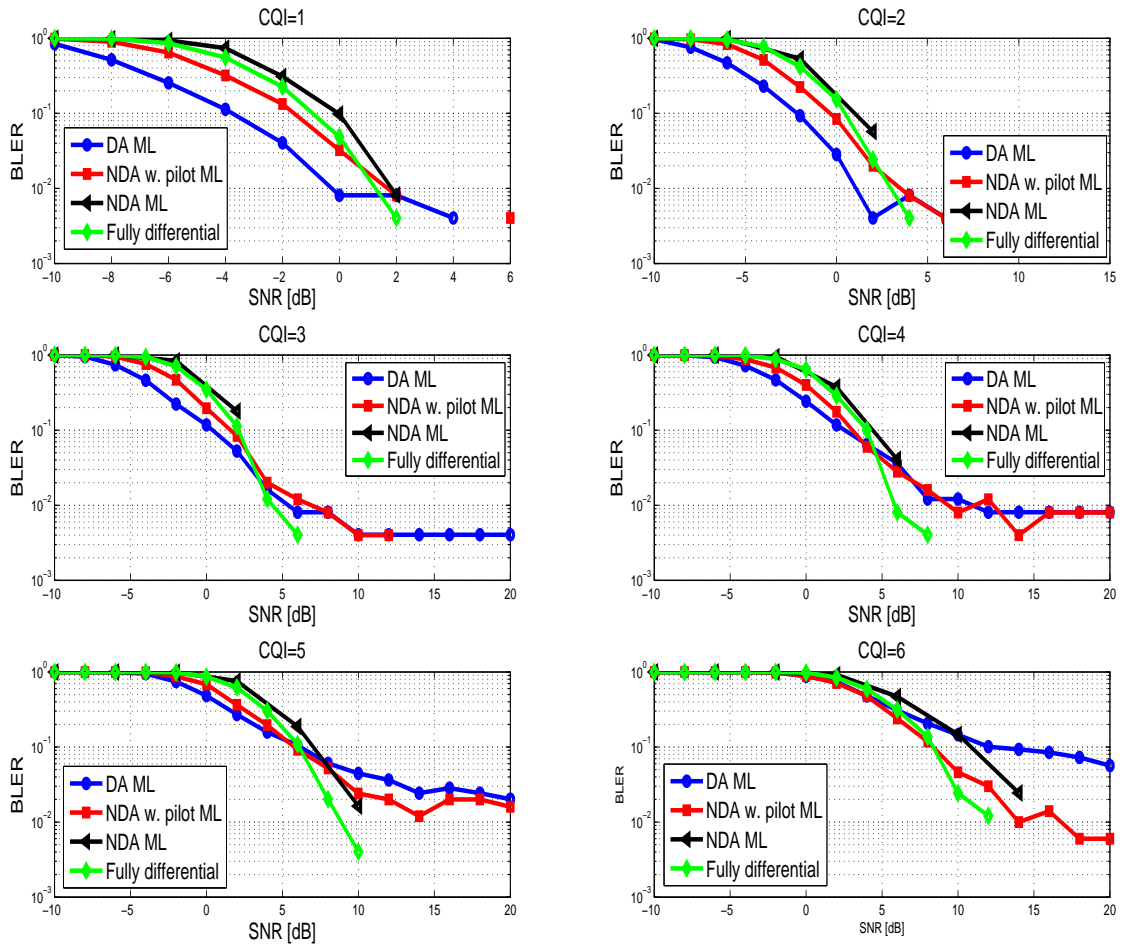


Figure 2.22 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

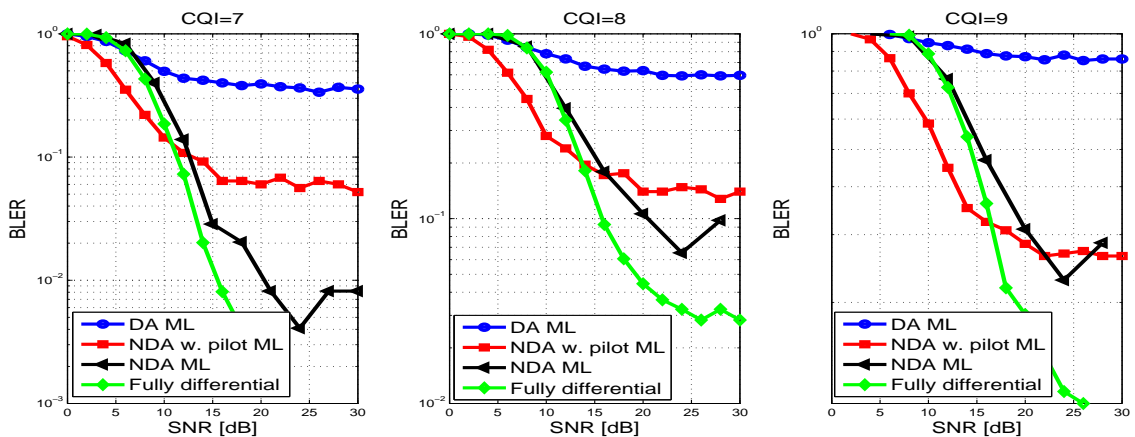


Figure 2.23 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

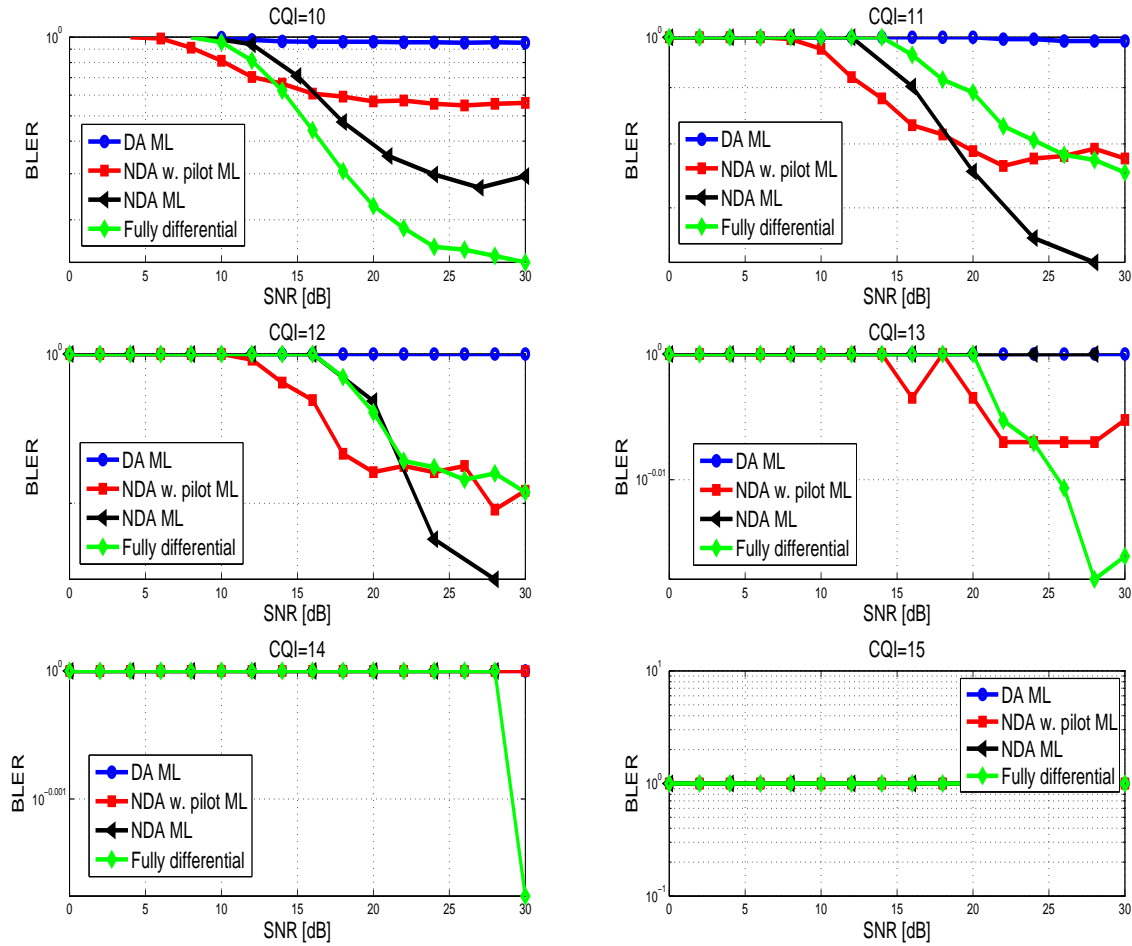


Figure 2.24 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

Règles de décision pour l’émetteur-récepteur cognitif à maximum de vraisemblance

Nous avons montré dans le paragraphe précédent que le meilleur mode performant en termes d’estimation de canal ou de débit dépend des conditions de canal qui sont la vitesse du mobile, le type de canal, l’indicateur de qualité de canal et le rapport signal-à-bruit. Cette constatation nous mène à tracer une règle de décision sur laquelle se base le choix de notre émetteur-récepteur cognitif du mode de détection et de mode d’estimation de canal. Le tableau 2.4 montre pour un BLER cible $BLER_{\text{target}} = 10^{-1}$ la valeur de SNR(dB) requise correspondante aux différents modes d’estimation de l’algorithme ML⁴. Le mode qui montre la plus faible valeur requise de SNR est le mode le plus

4. Nous affichons à titre représentatif les résultats pour les modulations QPSK/CQI=1, 16QAM/CQI=7, et 64QAM/CQI=10

performant parmi les autres. Les valeurs non-définies du SNR "x" indique que ce mode n'est pas fonctionnel pour cette configuration.

Tableau 2.4 – Les valeurs de SNRs (dB) requises pour un BLER cible correspondantes aux différents modes d'estimation de l'algorithme ML.

Modulation	Type de canal	Vitesse du mobile (<i>kmph</i>)	DA ML	NDA w.pilot ML	NDA ML	fully differential
QPSK	PedA	2	-0.75	-0.5	1.2	1.5
	PedB	2	-3.8	-2.2	-0.5	-0.3
	VehA	30	-3.8	-2.5	0	-0.8
		100	-1.5	-1	-0.2	-1
	VehB	30	-2.8	-1.5	0.3	-0.3
		100	-4	-1.5	0	-1
16QAM	PedA	2	7.5	7.8	11.8	11.5
	PedB	2	5.8	6.3	10.5	10.4
	VehA	30	6.5	6.4	10.7	10.2
		100	x	7	11	10
	VehB	30	10	11	13	12
		100	x	12.5	12.5	11.5
64QAM	PedA	2	13.2	13.2	18	17.5
	PedB	2	11.5	12	16.5	16.4
	VehA	30	12	11.9	17.5	16.5
		100	x	15	17.5	16.5
	VehB	30	x	x	x	24
		100	x	x	x	25

La figure 2.25 illustre les règles de décision de l'émetteur-récepteur cognitif à maximum de vraisemblance en se basant sur les résultats de simulations présentés dans le paragraphe précédent. Les valeurs numériques montrent le gain en pourcentage en termes de débit sur le niveau lien ⁵ (une seule station de base et un seul usager). Le premier concept de cognition qui consiste à sélectionner le meilleur mode d'estimation de canal pour l'algorithme à maximum de vraisemblance entre le mode assisté par pilote, le mode hybride et le mode autodidacte permet d'avoir un gain très important en débit sur le niveau lien pouvant atteindre 370%.

2.2.2 Émetteur-récepteur cognitif à moindres carrés

Canal piéton de type A (PedA) a vitesse 2kmph

En examinant la figure 2.26 nous déduisons que le mode d'estimation hybride qui consiste à l'algorithme récursive à moindre carrés performe mieux que le mode assisté par pilote. Ceci confirme

5. Nous présentons les résultats en termes de débit dans l'Appendix pour alléger le nombre de figures du chapitre

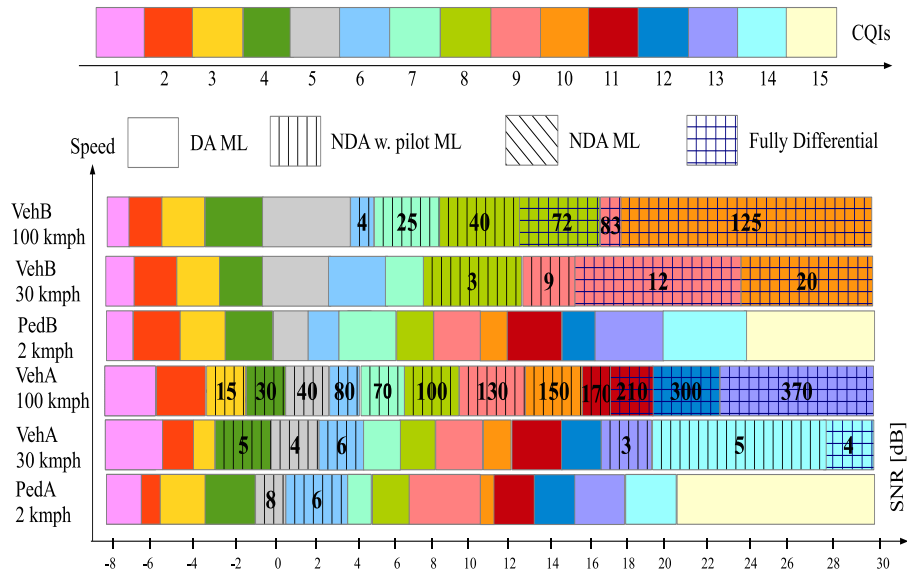


Figure 2.25 – Règles de décision du récepteur cognitif utilisant l'algorithme d'estimation de canal à maximum de vraisemblance.

que la méthode d'interpolation est moins fiable que l'utilisation du signal d'information pour estimer les variations du canal aux positions non-pilotes. Le mode autodidacte à son tour montre de bonnes performances en termes d'estimation d'amplitude de la réponse du canal. Rappelons que pour l'estimateur autodidacte, nous présentons l'erreur quadratique moyenne en amplitude (voir équation 2.2). L'ambiguïté de phase est ensuite résolue avec la modulation différentielle. Les figures 2.27, 2.28 et 2.29 montrent que le mode d'estimation de canal assisté par pilote et le mode hybride montrent des performances comparables en termes de taux d'erreur sur les trames. Nous déduisons ainsi que pour un canal à évanouissement lent et plat, de bonnes performances sont atteintes en comptant seulement sur les signaux pilotes. Notons aussi que le mode autodidacte ainsi que la version purement différentielle montrent de moindres performances à cause de la perte due à la détection différentielle. D'autres part, pour une valeur très élevée de CQI, c.à.d. un ordre de modulation élevé et un faible taux de codage canal, le mode autodidacte perd beaucoup de performances, ceci s'explique du fait que la distance entre les symboles d'une constellation élevée est très réduite. Ce fait rend la détection très sensible à l'erreur d'estimation de canal.

Canal piéton de type B (PedB) à vitesse 2 kmph

En observant la figure 2.30a, on constate que le mode assisté par pilote et le mode hybride montrent des performances similaires pour la modulation QPSK. Cependant, les figures 2.30b et 2.30c montrent que le mode hybride performe mieux que le mode assisté par pilote pour l'algorithme

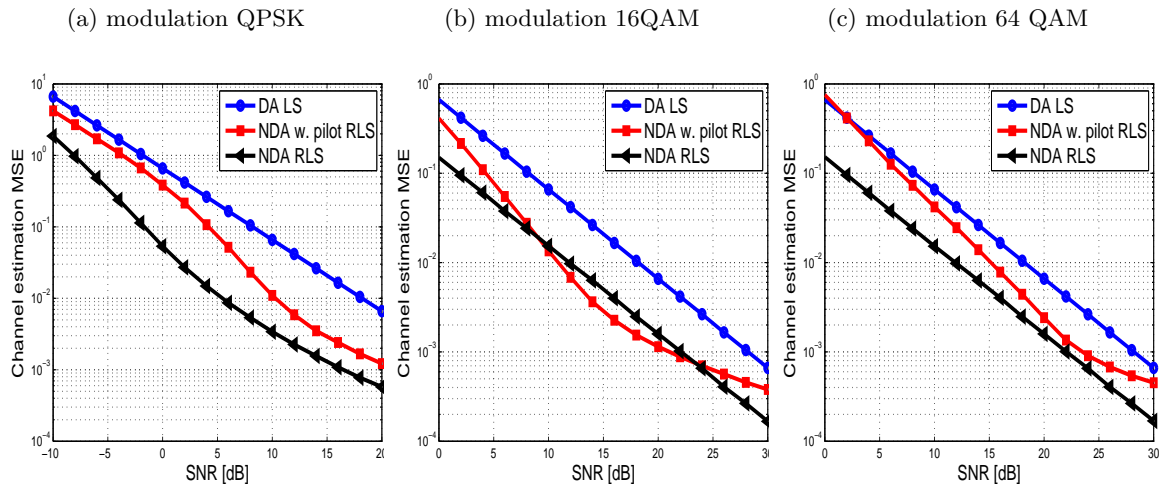


Figure 2.26 – Erreur d’estimation de canal pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal PedA avec vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$.

d’estimation de canal à moindres carrés pour les modulations 16QAM et 64 QAM dans les régions de rapport signal-à-bruit assez faible ($SNR < 20\text{dB}$). Ce résultat confirme bien que l’exploitation du signal d’information est plus efficace que la méthode de l’interpolation pour l’estimation des variations du canal aux positions non-pilotes. Pour les régions de $SNR > 20\text{dB}$, le signal pilote demeure fiable pour l’estimation de canal vue que le niveau de bruit est très faible. Concernant le mode autodidacte de l’algorithme d’estimation de canal à moindres carrés, ses performances se détériorent avec l’ordre de modulation. Ce fait est dû à l’évanouissement sélectif en fréquence qui détériore la convergence de l’algorithme récursif dont l’initialisation est aléatoire dans le cas du mode autodidacte. La figure 2.31 montre que le mode assisté par pilote et le mode hybride montrent des performances similaires en termes de taux d’erreurs sur les trames pour la modulation QPSK. Cependant, la figure 2.32 montre que le mode hybride performe le mieux pour l’algorithme à moindres carrés dans le cas de la modulation 16QAM. Pour la modulation 64QAM, la figure 2.33 montre que le mode hybride et le mode assisté par pilote performe presque identiquement. Cependant, le mode différentiel de détection perd beaucoup de performance pour les valeurs d’indicateur de qualité de canal très élevés. Ce fait est dû à la nature de l’évanouissement pour les canaux de type B et le faible taux de codage canal.

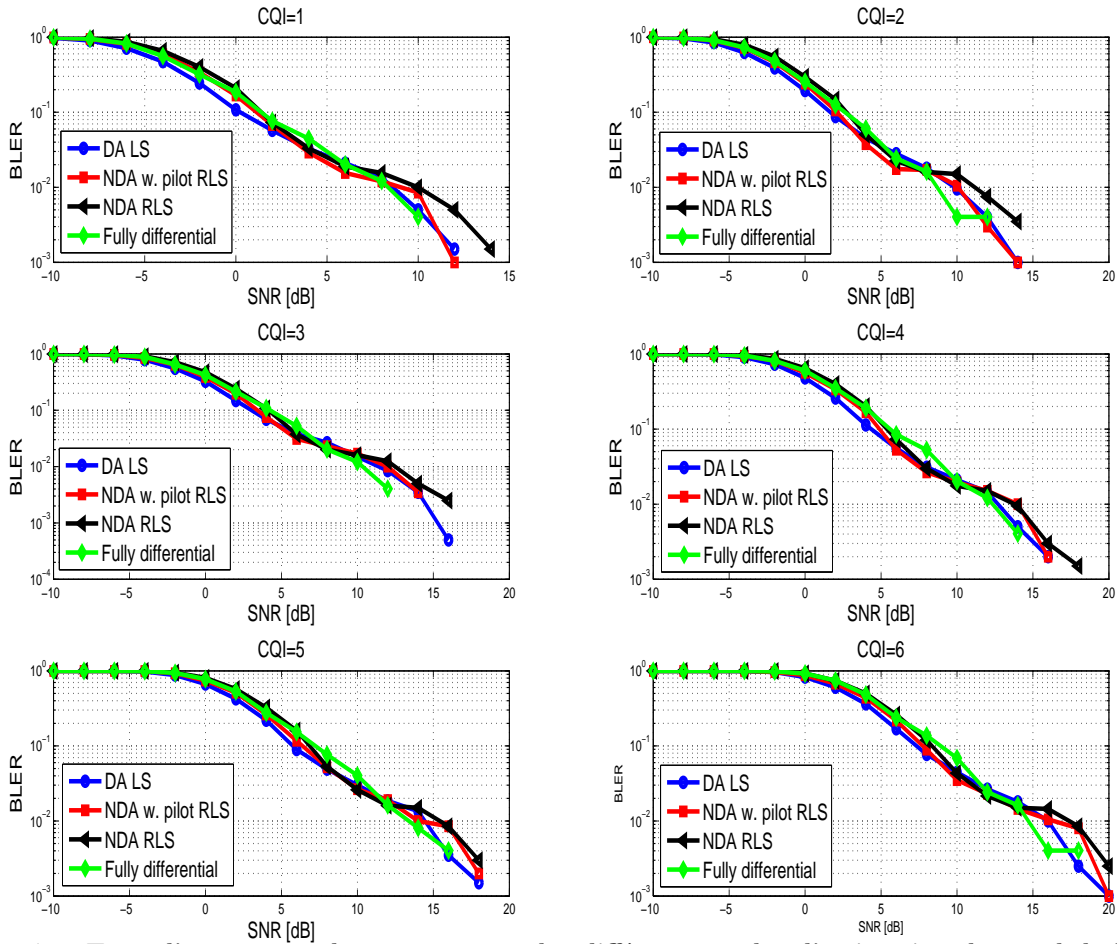


Figure 2.27 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal PedA avec vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

Canal véhiculaire de type A (VehA) à vitesse 30 kmph

Pour ce type de canal, le mode hybride de l’algorithme d’estimation de canal à moindres carrés montre de meilleures performances par rapport au mode assisté par pilote en termes d’erreur quadratique moyenne d’estimation de canal dans les régions de rapport signal à bruit élevé pour la modulation QPSK comme montre la figure 2.34a. Ceci s’explique du fait que pour un canal à évanouissement plat avec une vitesse de mobile moyennement élevée, l’algorithme récursif à moindres carrés donne de bonnes performances quand le canal est faiblement bruité. Cela nous mène à conclure que l’estimation de canal dans les positions non-pilotes est plus fiable en exploitant les signaux d’information par rapport au cas où seulement les signaux pilotes sont utilisés. Ceci revient au fait que les variations du canal entre les positions pilotes sont assez importantes. Pour les modulations d’ordres supérieurs, le mode assisté par pilote performe mieux que le mode hybride. On explique ce

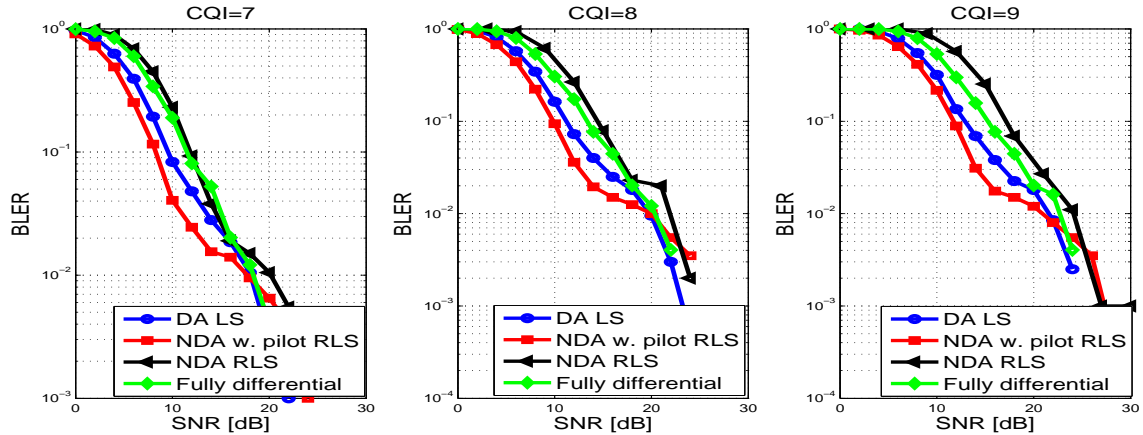


Figure 2.28 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal PedA avec vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

fait par les variations assez rapide du canal avec la constellation élevée qui rend la convergence de l’algorithme récursif à moindres carrés plus difficile. Concernant le mode autodidacte, nous constatons de bonnes performances en termes d’erreur d’estimation d’amplitude de variations de canal. Les figures 2.35, 2.36, et 2.37 montrent que le mode assisté par pilote de l’algorithme à moindres carrés performe mieux pour les modulations QPSK, 16QAM et 64QAM.

Canal véhiculaire de type A à vitesse 100 kmp

La figure 2.38 montre les performances des différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés. La figure 2.38a montre que le mode hybride et le mode assisté par pilote performe presque identiquement pour la modulation QPSK. Concernant les modulations 16QAM et 64QAM, les figures 2.38b et 2.38c montrent que le mode assisté par pilote performe mieux en termes d’estimation de canal pour l’algorithme à moindres carrés. Le mode hybride perd ses performances d’estimation de canal pour les modulations d’ordre supérieur dans le cas d’un canal à évanouissement rapide. On explique ce résultat par la nature récursive de l’estimateur et la taille élevé de la constellation. Les figures 2.39, 2.40, et 2.41 montrent que le mode assisté par pilote offre les meilleurs performances en termes de taux d’erreur sur les trames. Notons que le mode autodidacte montre de bonnes performances en termes d’estimation d’amplitude de canal (MSE_{NDA} définie dans l’équation 2.2) mais perd en performances en termes de taux d’erreurs sur les trames à cause de la détection différentielle.

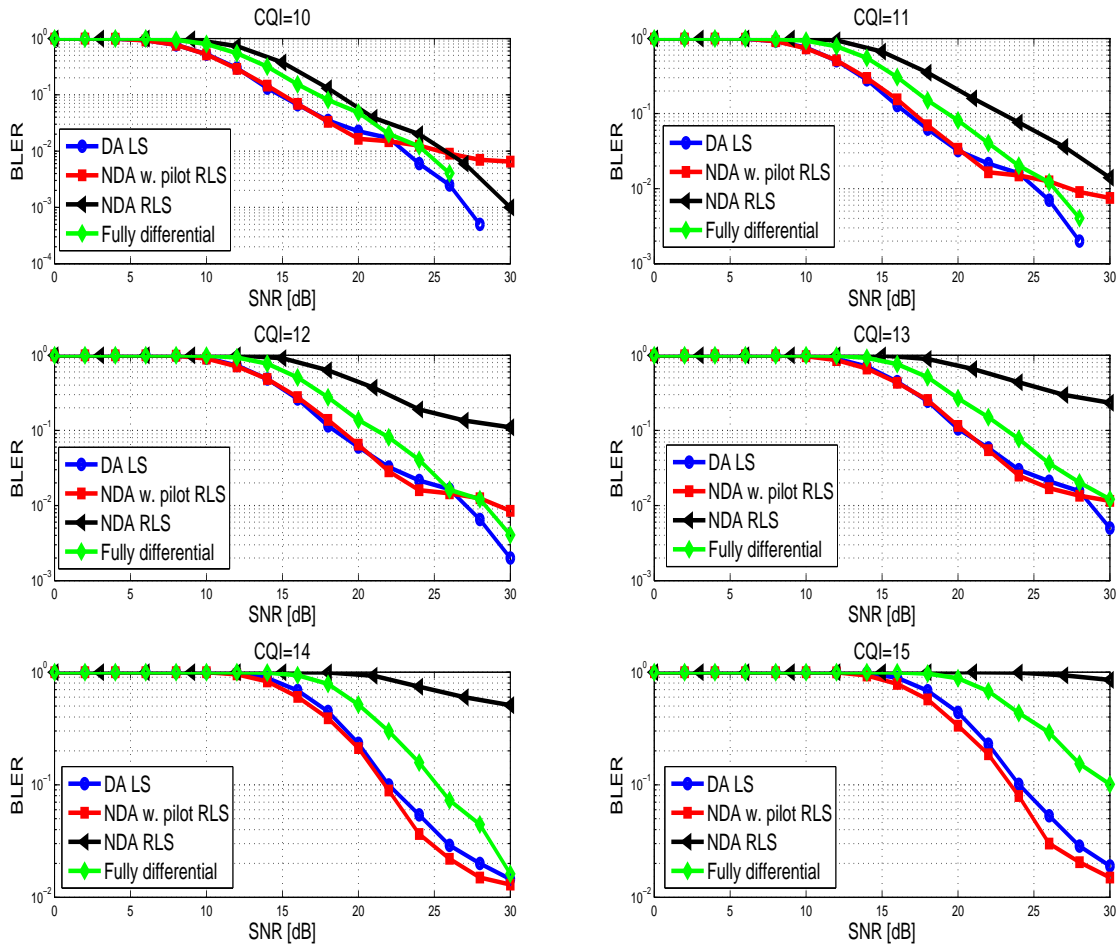


Figure 2.29 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal PedA avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation 64QAM.

(a) modulation QPSK

(b) modulation 16QAM

(c) modulation 64 QAM

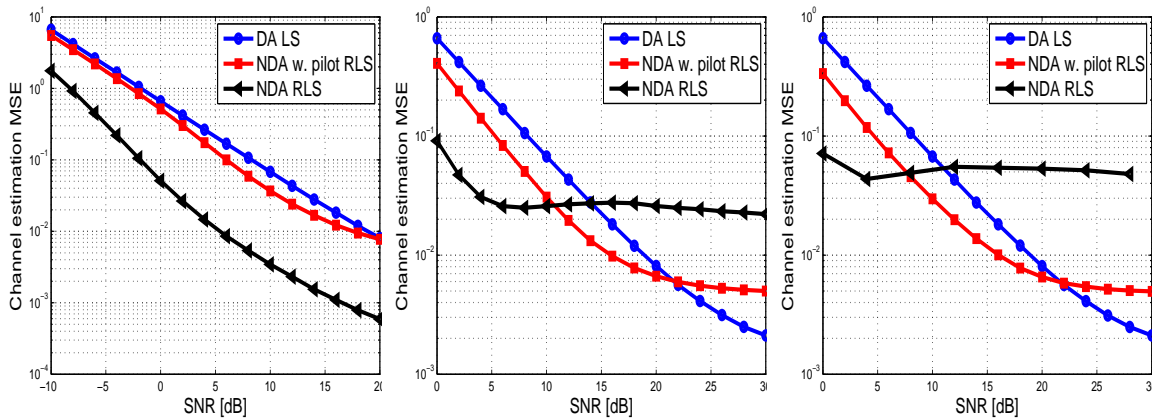


Figure 2.30 – Erreur d’estimation de canal pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$.

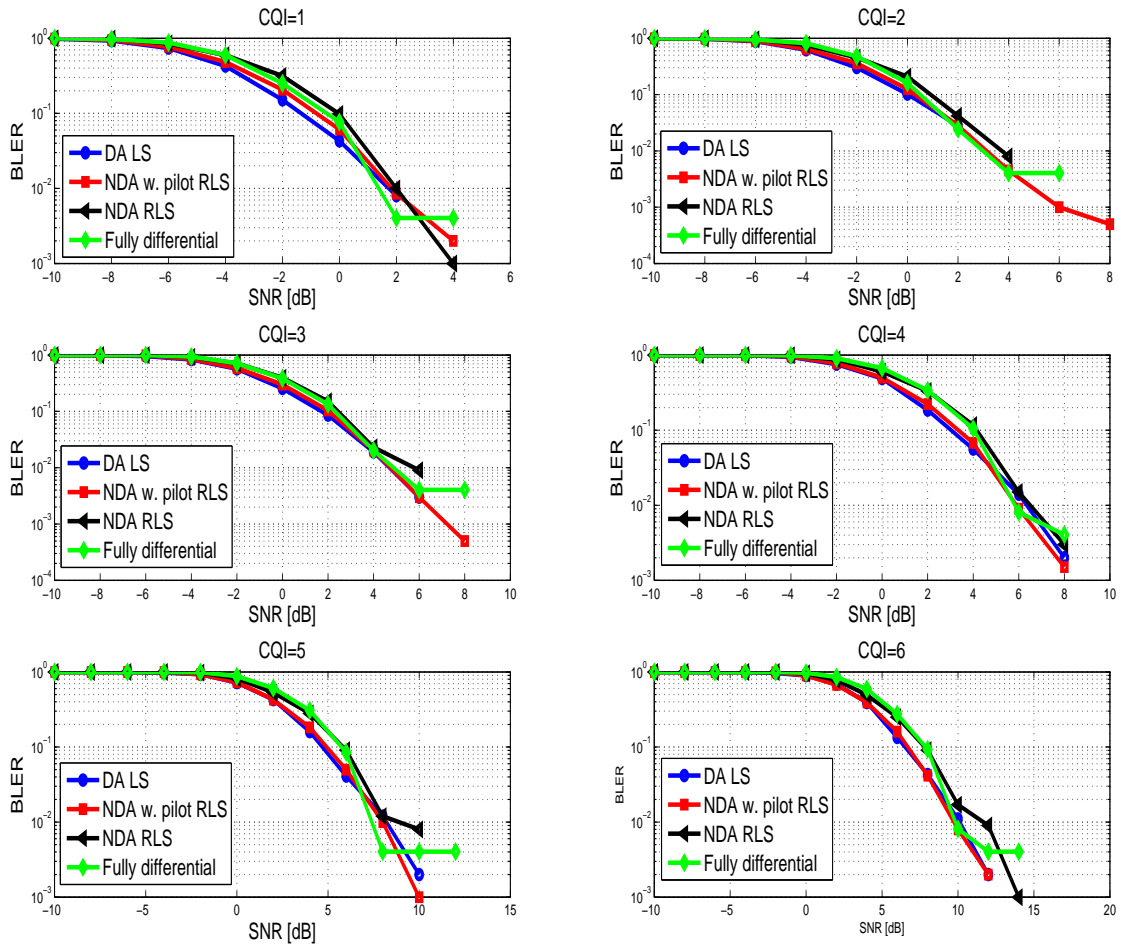


Figure 2.31 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

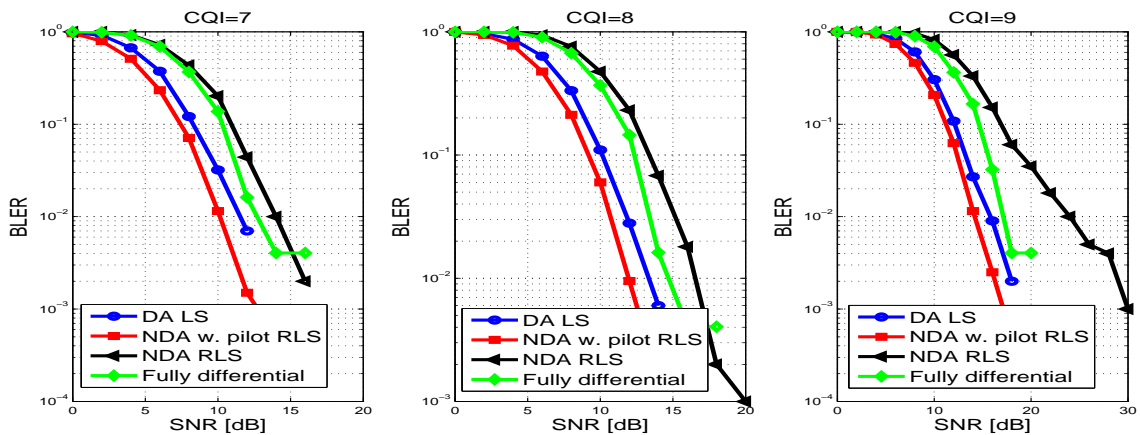


Figure 2.32 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

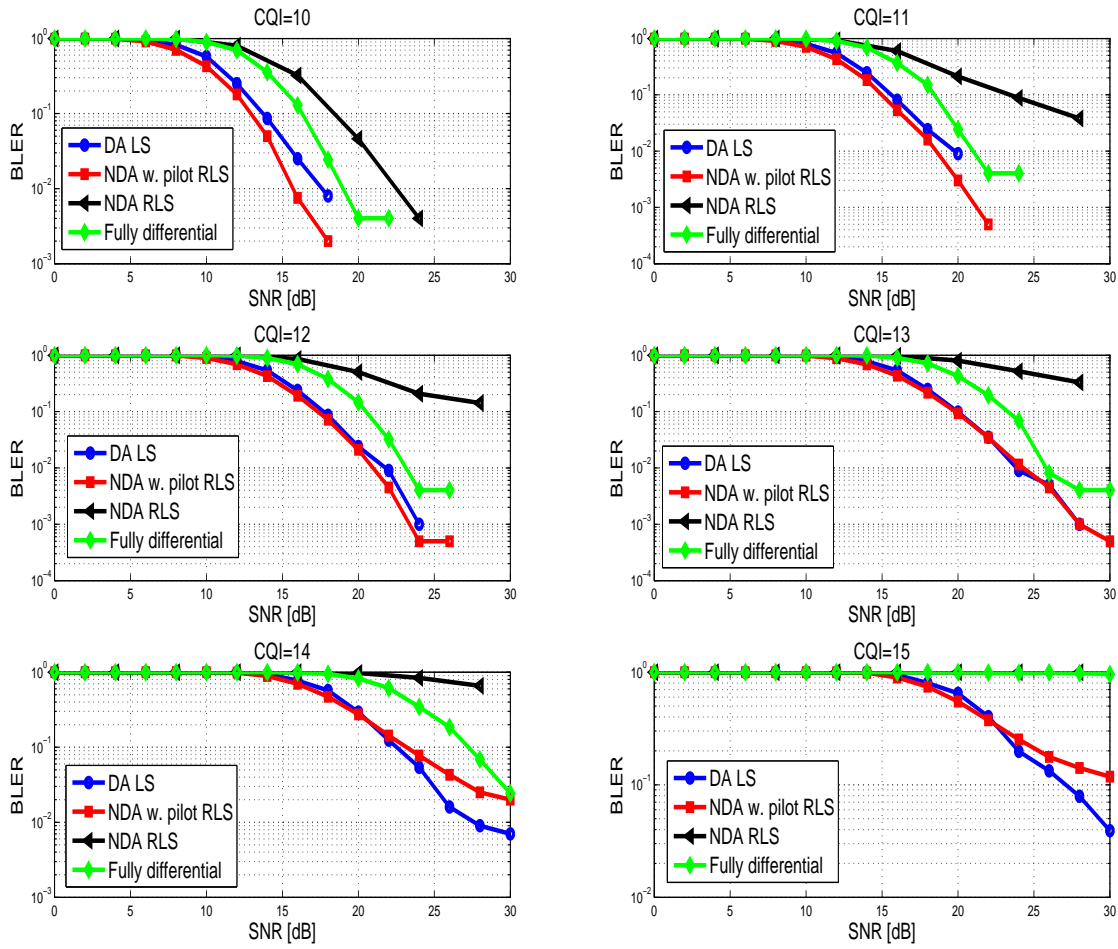


Figure 2.33 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2kmph$ pour la modulation 64QAM.

(a) modulation QPSK

(b) modulation 16QAM

(c) modulation 64 QAM

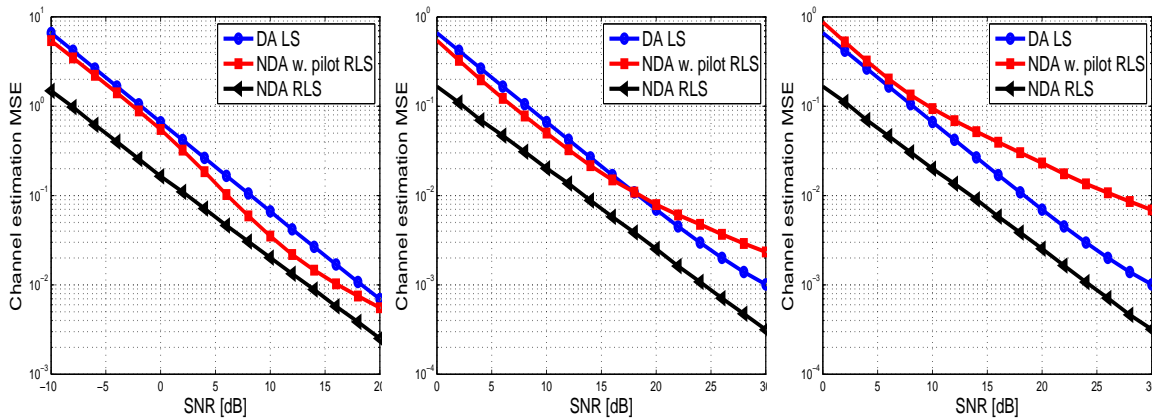


Figure 2.34 – Erreur d’estimation de canal pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30kmph$.

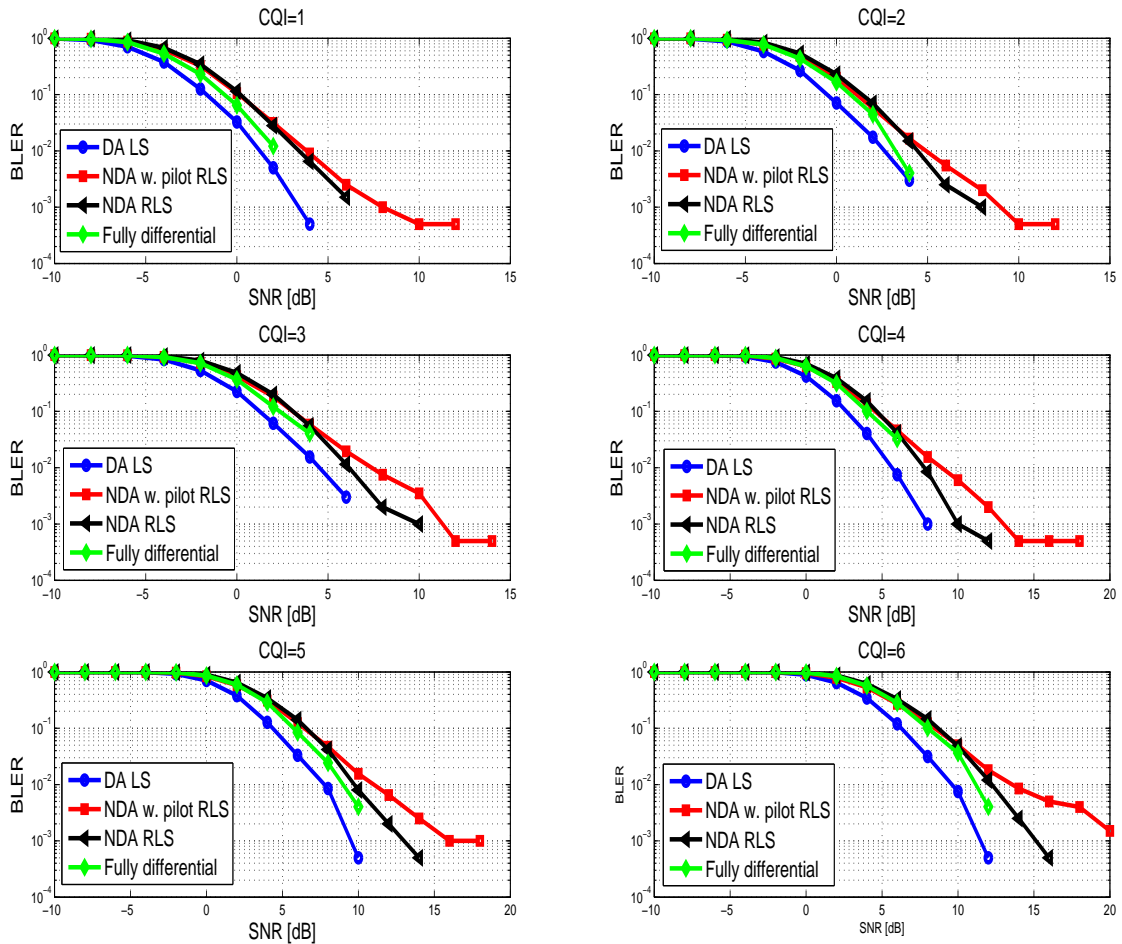


Figure 2.35 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

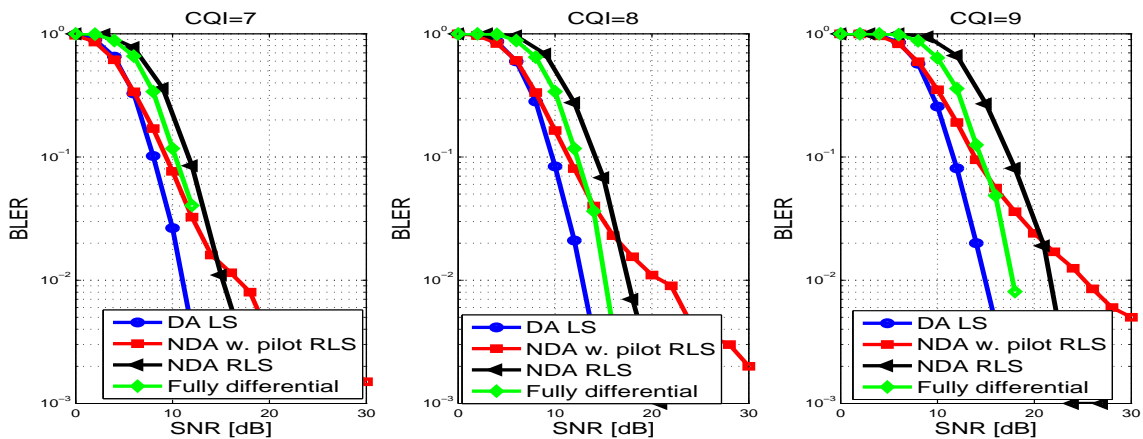


Figure 2.36 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

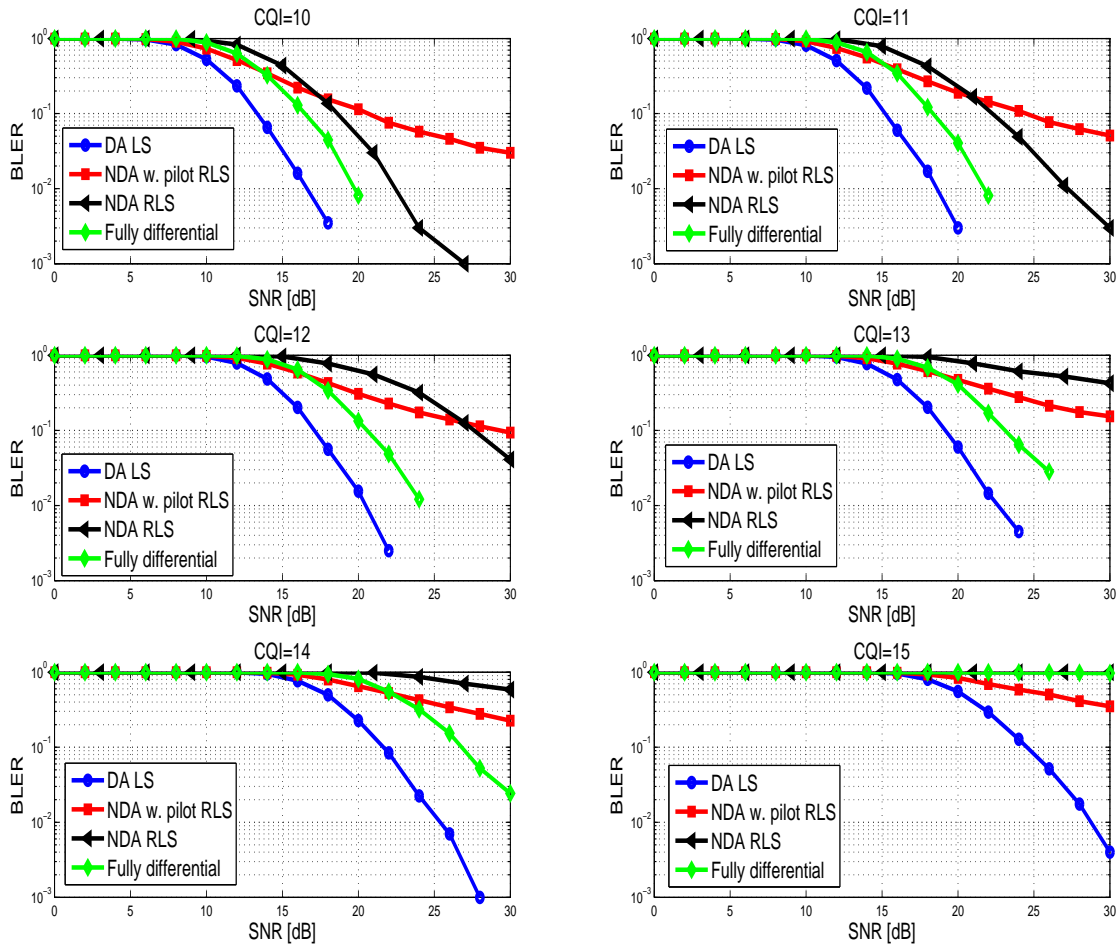


Figure 2.37 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

(a) modulation QPSK

(b) modulation 16QAM

(c) modulation 64 QAM

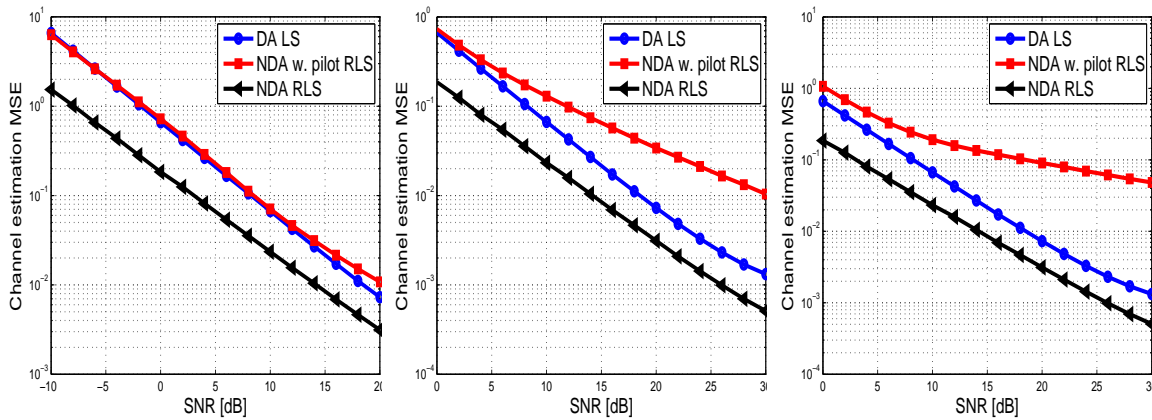


Figure 2.38 – Erreur d’estimation de canal pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$.

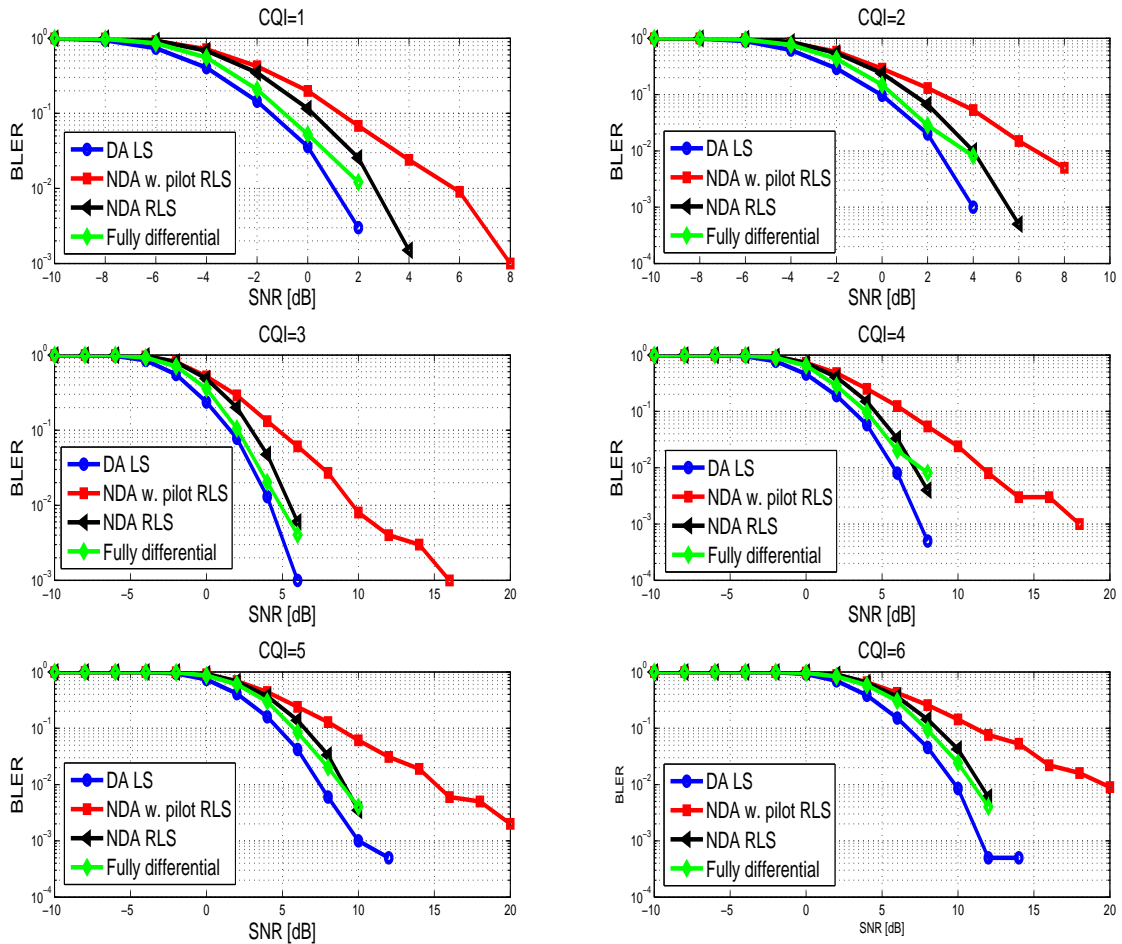


Figure 2.39 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

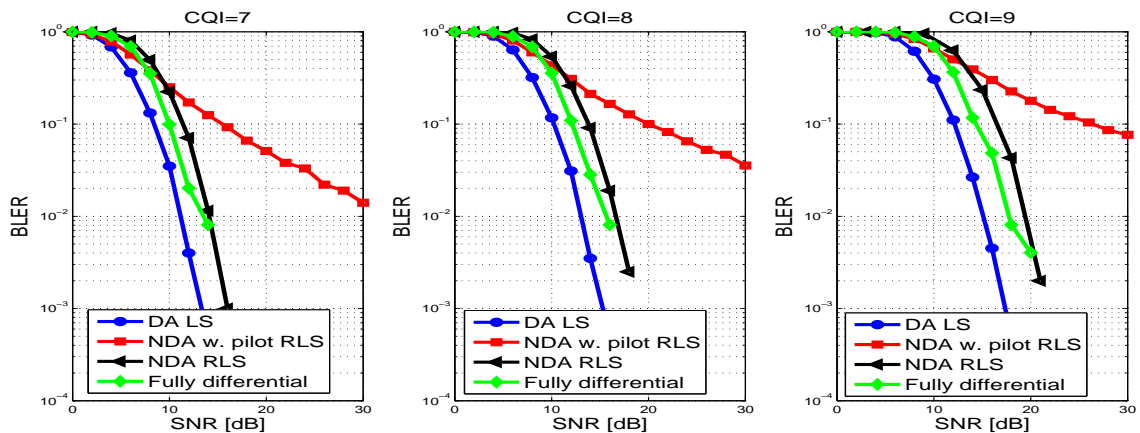


Figure 2.40 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

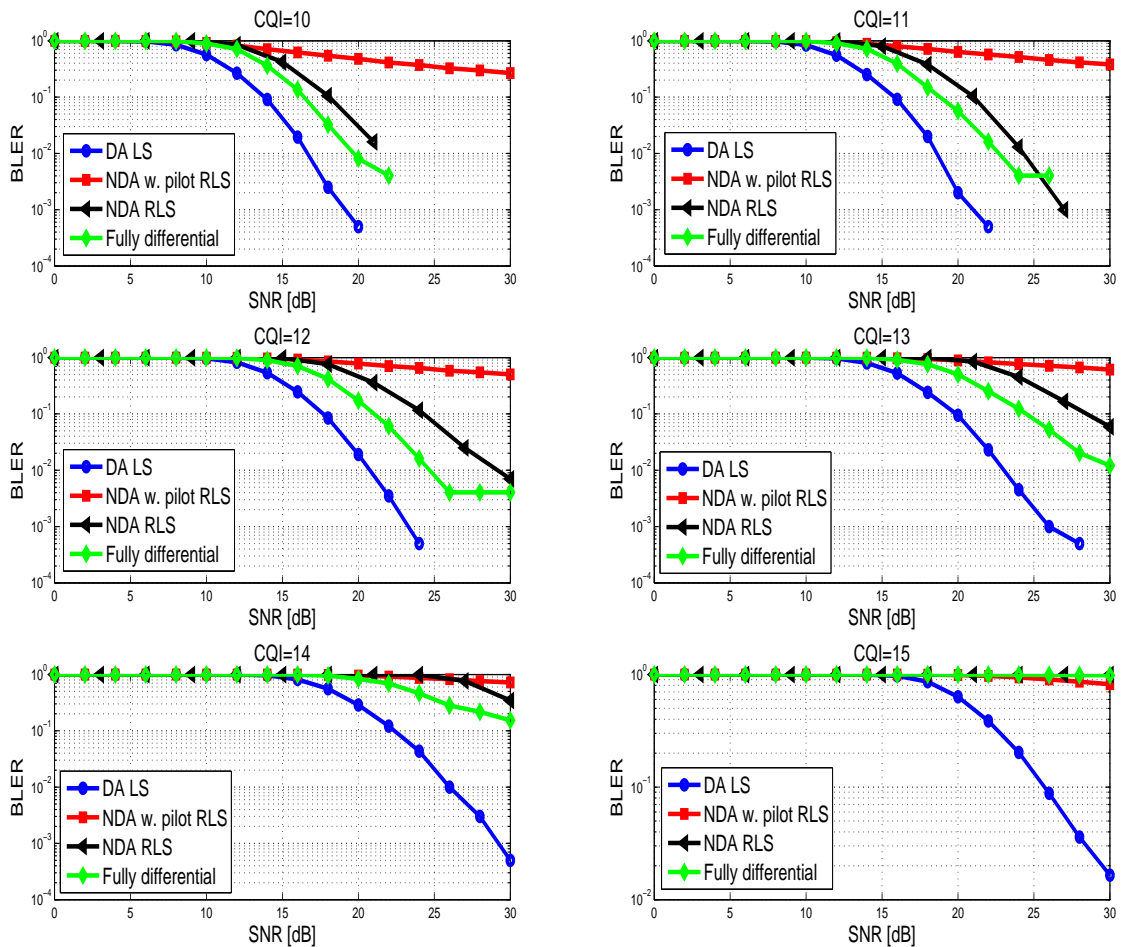


Figure 2.41 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

Canal véhiculaire de type B (VehB) à vitesse 30kmph

La figure 2.42 montre que le mode d'estimation de canal hybride est robuste à la sélectivité en fréquence du canal. En effet, le mode hybride montre de meilleures performances en termes d'estimation de canal pour les modulations QPSK, 16QAM et 64QAM. La détérioration des performances du mode assisté par pilote montre bien que la méthode d'interpolation n'est pas fiable pour prédire les variations du canal aux positions non-pilotes dans le cas d'un évanouissement sélectif en fréquences. L'algorithme récursif à moindres carrés s'avère alors la meilleure solution dans ce cas. Concernant le mode autodidacte, l'initialisation aléatoire cause une difficulté de convergence de l'algorithme récursif. La figure 2.43 montre que les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés performant presque identiquement dans les régions de faible rapport signal-à-bruit. Par ailleurs, Le mode autodidacte et le mode hybride montrent de meilleurs performances dans les régions à SNR élevé. Pour les modulations d'ordre supérieur, les figures 2.44 et 2.45 montrent que le mode hybride de l'algorithme d'estimation de canal à moindres carrés offre les meilleurs performances.

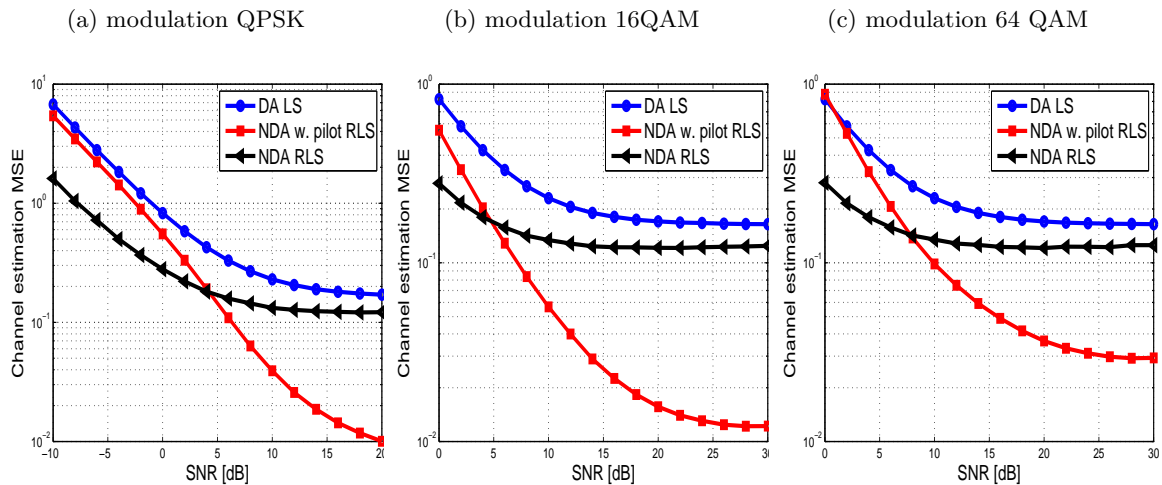


Figure 2.42 – Erreur d'estimation de canal pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$.

Canal véhiculaire de type B (VehB) à vitesse de 100 kmph

La figure 2.46 montre que le mode hybride de l'algorithme d'estimation de canal à moindres carrés performe mieux que le mode assisté par pilote dans les régions de rapport signal-à-bruit élevé

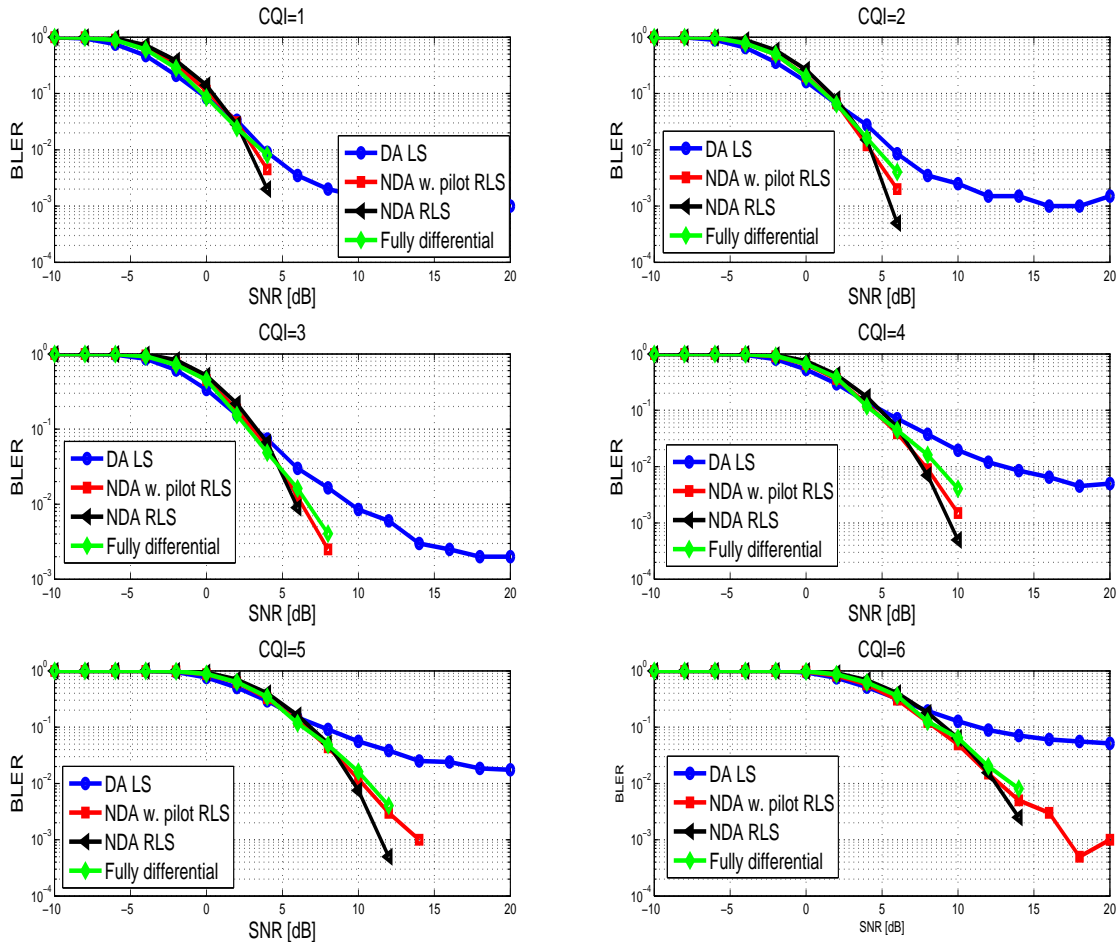


Figure 2.43 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

pour les modulations QPSK, 16QAM et 64QAM. Le mode autodidacte montre de bonnes performances en termes d’estimation d’amplitude de variations de canal. Les figures 2.47 et 2.48 montrent que la détection différentielle offre les meilleures performances en termes de taux d’erreurs sur les trames pour les modulations QPSK et 16QAM. On constate alors que la méthode d’interpolation ainsi que l’algorithme récursif ne sont pas fiables pour l’estimation de canal à moindres carrés dans le cas d’un canal à variations rapides avec évanouissement sélectif en fréquences. La détection différentielle s’avère alors la meilleure solution pour ces conditions de propagation. Pour la modulation 64QAM, nous constatons à travers la figure 2.49 que le système perd de performances pour des valeurs d’indicateur de qualité de canal $CQI \in [11, 12, 13, 14, 15]$ à cause du faible taux de codage canal et la nature de l’évanouissement.

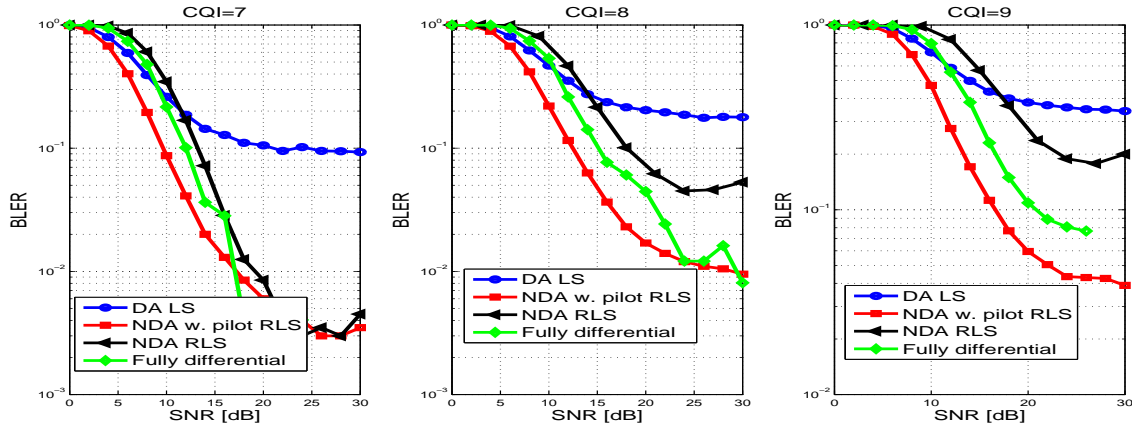


Figure 2.44 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

Règles de décision pour l’émetteur-récepteur à moindres carrés

Nous avons montré dans le paragraphe précédent que le meilleur mode performant en termes d’estimation de canal ou de débit dépend des conditions du canal qui sont la vitesse du mobile (étalement fréquentiel), le type du canal (étalement temporel), l’indicateur de qualité du canal et le rapport signal-à-bruit. Cette constatation nous mène à tracer une règle de décision sur laquelle se base le choix de notre émetteur-récepteur cognitif du mode de détection et du mode d’estimation du canal. Le tableau 2.5 montre pour un BLER cible $BLER_{\text{target}} = 10^{-1}$ la valeur de SNR requise correspondante aux différents modes d’estimation de l’algorithme LS⁶. Le mode qui montre la plus faible valeur requise de SNR est le mode le plus performant parmi les autres. La valeur de SNR "x" indique que le mode n’est pas fonctionnel pour ces conditions de canal.

La figure 2.50 illustre les règles de décision de l’émetteur-récepteur cognitif à moindres carrés en se basant sur les résultats de simulations présentés dans le paragraphe précédent. Les valeurs numériques montrent le gains en pourcentage en termes de débit sur le niveau lien⁷ (une seule station de base et un seul usager). Le premier concept de cognition, qui consiste à sélectionner le meilleur mode d’estimation du canal pour l’algorithme à moindres carrés entre le mode assisté par pilote, le mode hybride et le mode autodidacte, permet d’avoir un gain en débit sur le niveau lien pouvant atteindre 70%.

6. Nous affichons à titre représentatif les résultats pour les modulations QPSK/CQI=1, 16QAM/CQI=7, et 64QAM/CQI=10

7. Nous présentons les résultats en termes de débit dans l’appendix pour alléger le nombre de figures du chapitre.

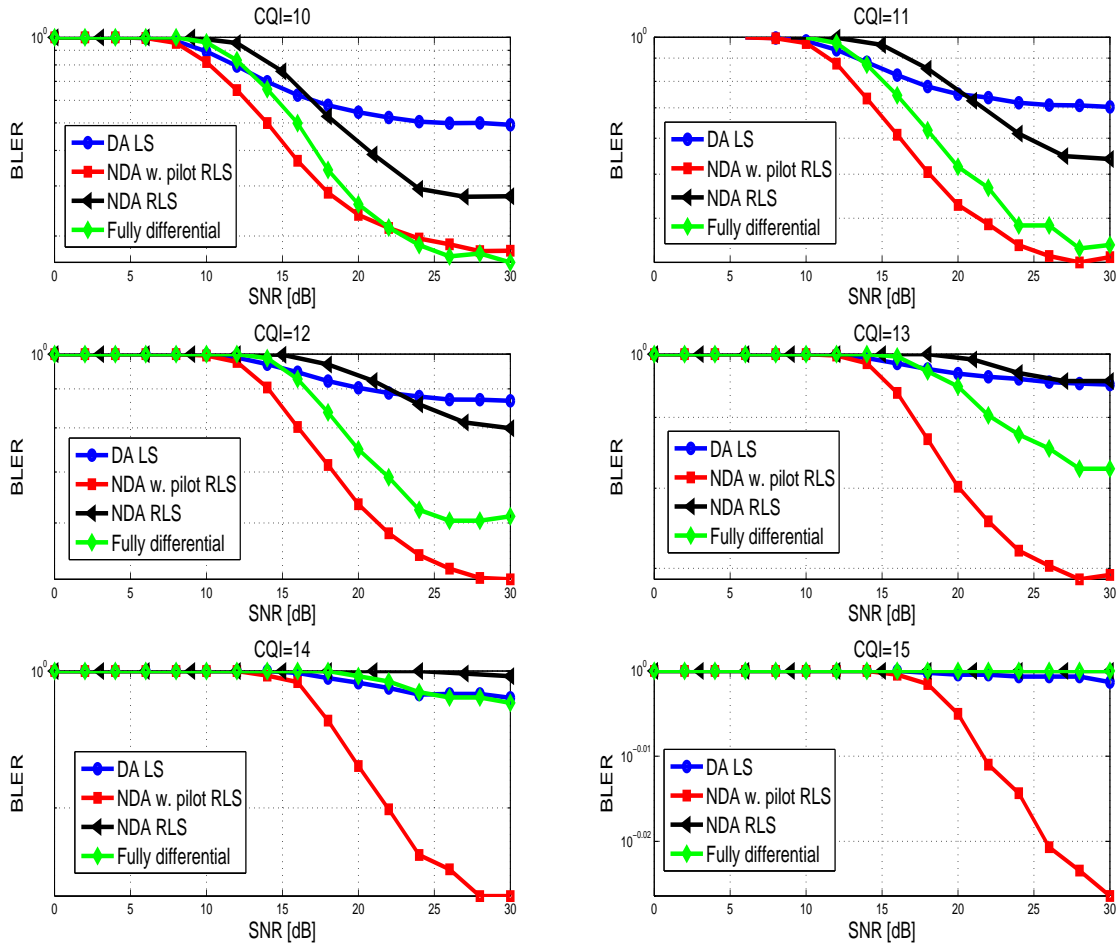


Figure 2.45 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

2.2.3 Émetteur-récepteur cognitif

Nous dotons l’émetteur-récepteur cognitif par une intelligence plus élevée que les deux émetteurs-récepteurs présentés dans les paragraphes 2.2.2 et 2.2.1. Ce premier sélectionne, en plus du meilleur mode d’estimation de canal entre celui assisté par pilote, hybride et autodidacte, le meilleur algorithme d’estimation de canal entre le maximum de vraisemblance et les moindres carrés. Notons que l’algorithme d’estimation de canal à moindres carrés assisté par pilote consiste notre repère vue que c’est l’algorithme développé pour le standard LTE. La figure 2.51 montre les performances des différents algorithmes d’estimation de canal et modes de détection en termes de taux d’erreur sur

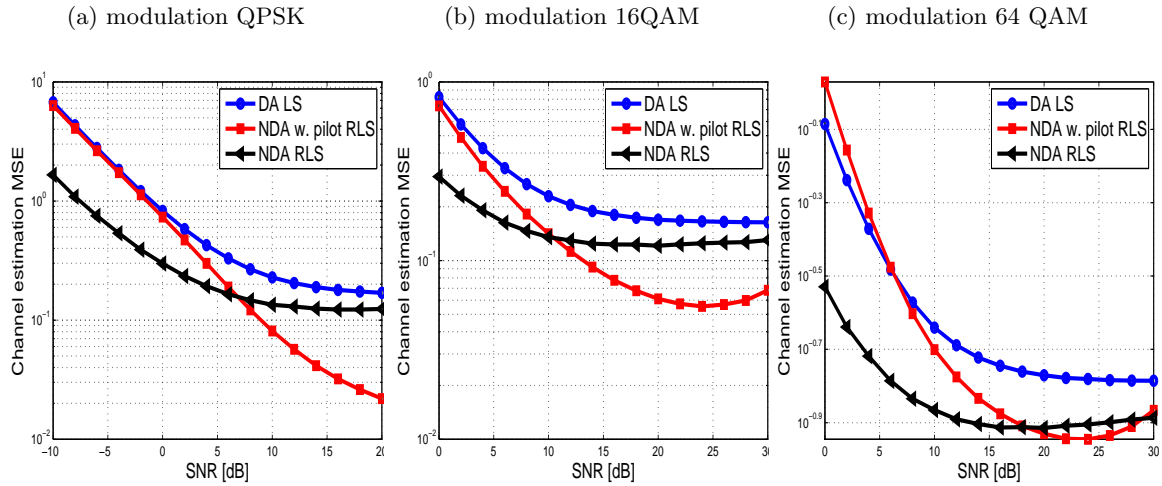


Figure 2.46 – Erreur d’estimation de canal pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal VehB à vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$.

Tableau 2.5 – Les valeurs de SNRs (dB) requises pour un BLER cible correspondantes aux différents modes d’estimation de l’algorithme LS.

Modulation	Type de canal	Vitesse du mobile (kmph)	DA LS	NDA w.pilot LS	NDA LS	fully differential
QPSK	PedA	2	0	1	1.5	1.5
	PedB	2	-1.5	-0.8	0	-0.3
	VehA	30	-1.5	0.3	0.3	-0.8
		100	-1.5	1.5	0	-1
	VehB	30	-0.5	0.2	0.5	-0.3
		100	-0.5	1.5	0.2	-1
16QAM	PedA	2	10	8.3	12	11.5
	PedB	2	8.2	7.5	11	10.4
	VehA	30	8	9	12	10.2
		100	8.5	x	12	10
	VehB	30	x	9.5	13	12
		100	18	21	12.5	11.5
64QAM	PedA	2	13	13	18.5	17.5
	PedB	2	13.5	13	18.5	16.4
	VehA	30	13.5	20.5	18.5	16.5
		100	x	x	x	16.5
	VehB	30	x	x	x	24
		100	x	x	x	25

les trames⁸. Nous constatons que, dépendamment du type du canal, vitesse du mobile, indicateur de qualité du canal et rapport signal-à-bruit, le meilleur triplet mode d’estimation du canal (assisté par pilote, hybride et autodidacte), algorithme d’estimation du canal (moindres carrés et maximum

8. Nous montrons les résultats pour les $CQI \in [1, 7, 10]$ (représentant les modulations QPSK, 16 QAM et 64QAM) seulement pour alléger le nombre de figures de ce chapitre. Les résultats de simulations détaillés se trouvent dans les paragraphes 2.2.1 et 2.2.2 pour toutes les vitesses et tous les types de canaux possibles.

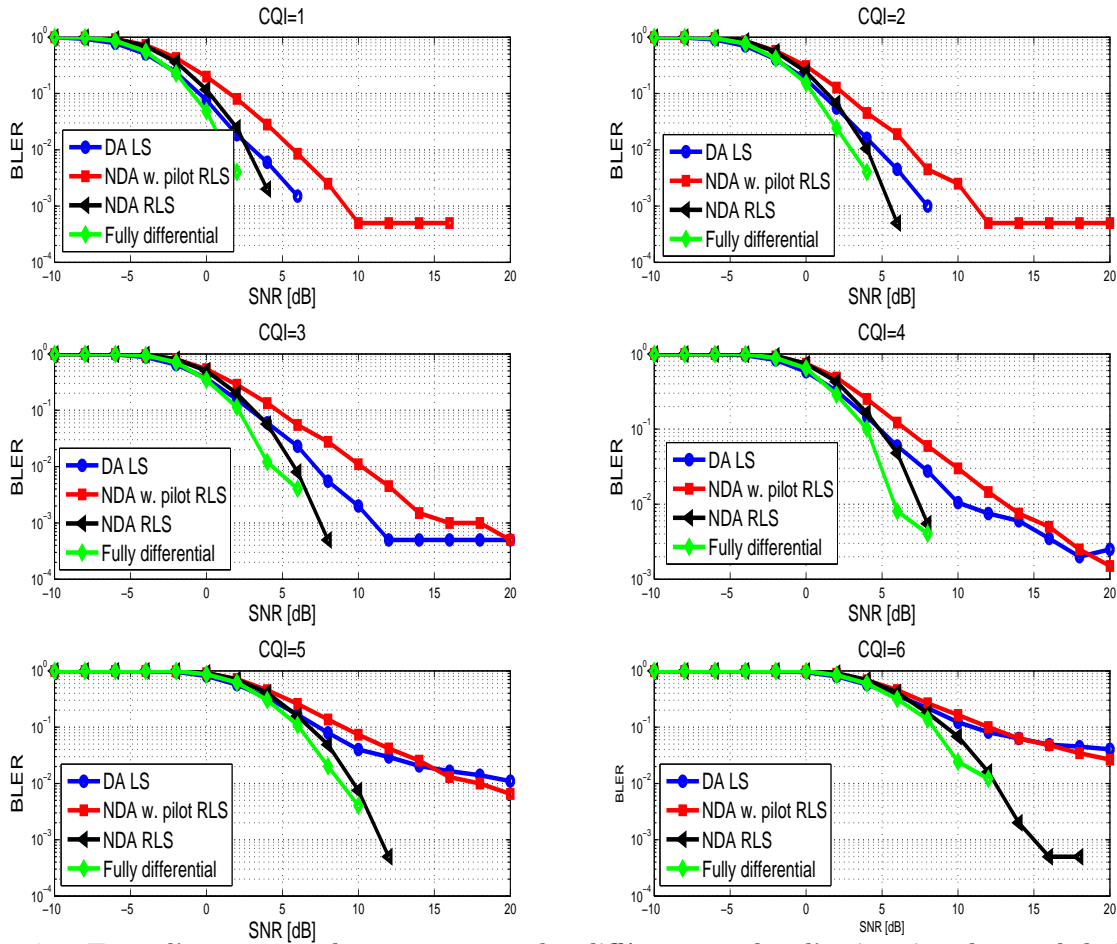


Figure 2.47 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal VehB à vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

de vraisemblance), mode de détection (cohérente et différentielle) varie pour chaque conditions de propagation. Nous traçons alors la règle de décision selon laquelle l’émetteur-récepteur cognitif sélectionne le meilleur triplet mode d’estimation de canal, algorithme d’estimation de canal, mode de détection qui offre le meilleur débit sur le niveau lien dont le gain en pourcentage est indiqué dans la figure 2.52. L’émetteur-récepteur cognitif offre des gains considérables en termes de débit sur le niveau lien par rapport au mode assisté par pilote de l’algorithme à moindres carrés (qui constitue notre repère de comparaison) qui peuvent atteindre 700% dans la région de faible rapport signal-à-bruit pour le canal sélectif en fréquence à haute vitesse (VehB 100kmph). Pour les canaux à évanouissement plat (type A), l’estimateur assisté par pilote à maximum de vraisemblance surpasse celui à moindres carrés pour les faibles vitesses (PedA), cela confirme alors que l’estimation de canal qui compte seulement sur les signaux pilotes est fiable pour ces conditions de propagation. Cependant, pour les moyennes et hautes vitesses (VehA), le mode hybride de l’algorithme à maximum

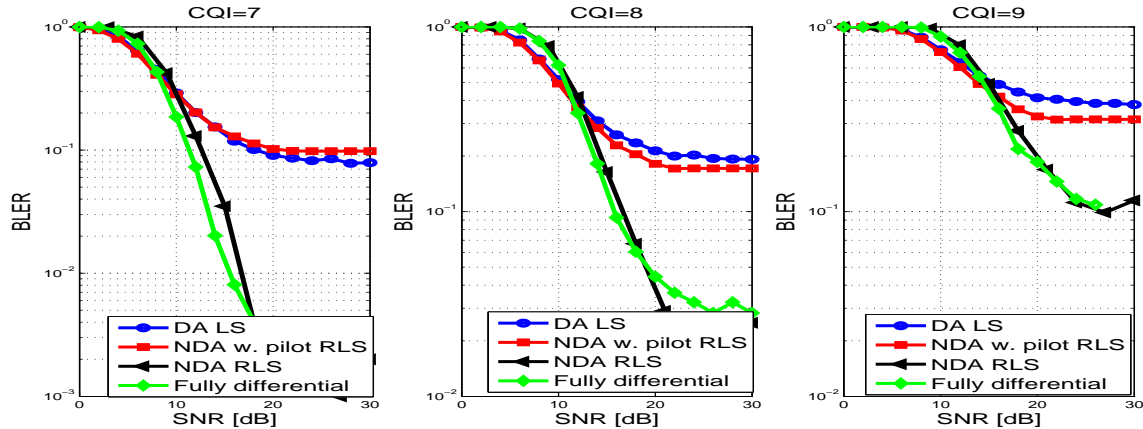


Figure 2.48 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

de vraisemblance offre les meilleures performances pour la plupart des valeurs de CQI. Nous déduisons ainsi que l’exploitation conjointe des signaux pilotes et signaux d’information est bénéfique pour l’estimation de canal pour ces conditions de propagation. La figure 2.52 montre aussi que la détection différentielle surpasse la détection cohérente pour les modulations d’ordre supérieur pour les canaux sélectifs en fréquence à moyenne et haute vitesse (VehB). Ce fait est dû aux variations rapides du canal sur les sous-porteuses successives qui rend l’interpolation linéaire non fiable pour ces conditions. Pour les faibles vitesses (PedB), l’estimateur à maximum de vraisemblance surpasse tous les autres modes et offre un gain qui atteint 330% dans les régions de faibles SNR.

Nous illustrons les règles de décision de la figure 2.52 pour les canaux PedA/B et VehA/B. Cependant, dans la réalité, les modèles de canaux dépendent du type de l’environnement (urbain, urbain dense, rurale,...) et ne sont pas limités aux modèles PedA/B et VehA/B. Pour l’environnement urbain dense par exemple, le modèle ETU est utilisé. D’autre part, pour l’environnement rural et suburbain, le modèle EVA est adopté. Généraliser alors les règles de décision à des canaux arbitraires constitue un défi pour l’application de notre CTR dans un système réel. Un entraînement "on-line" est alors requis pour notre module de sélection en plus de l’entraînement "off-line" (les règles de décision) pour résoudre ce problème. En outre, le type de canal peut varier dans le temps et ainsi le mode optimal. Ce fait peut causer l’utilisation d’un mode non-optimal pendant la période transitoire. Le défi est alors d’optimiser l’hystérésis du module de sélection décrit dans la figure 1.1b pour l’adapter aux conditions d’un réseau réel.

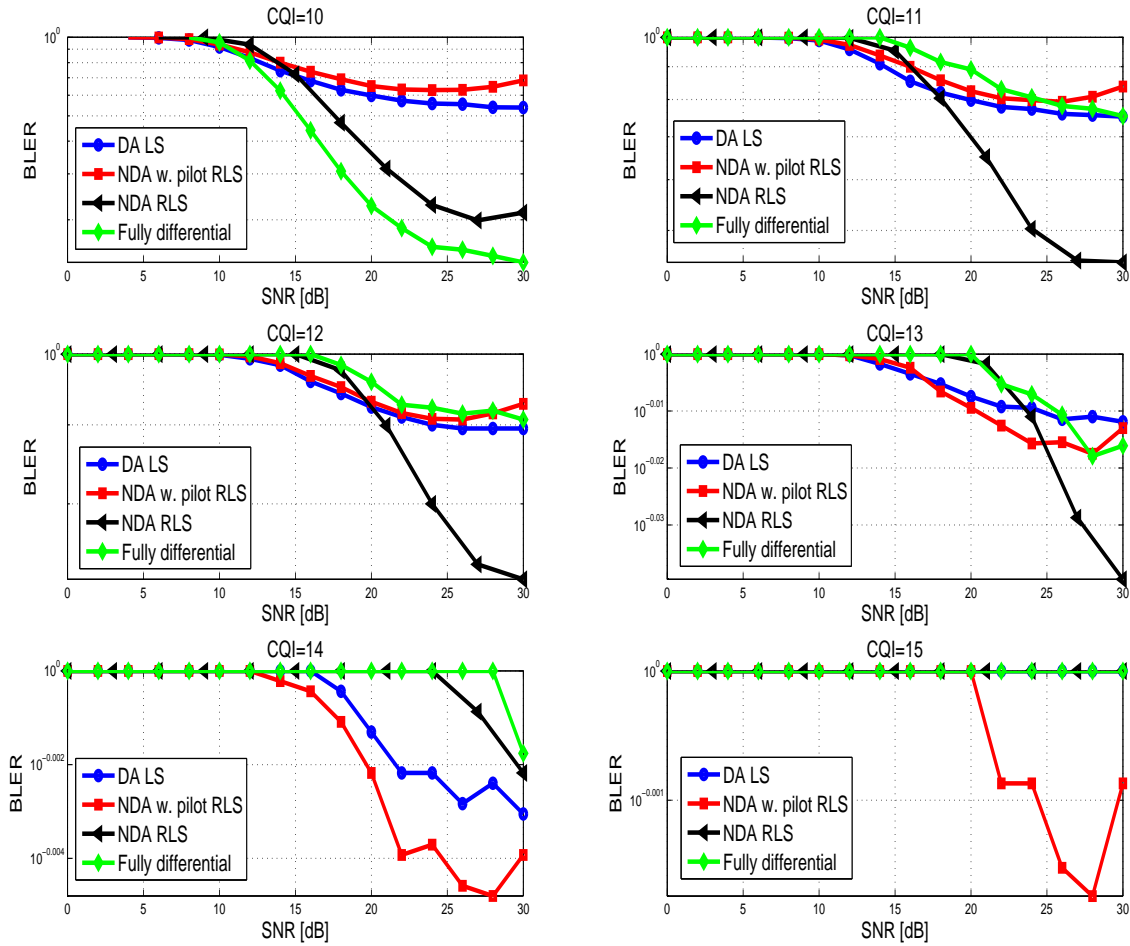


Figure 2.49 – Taux d’erreurs sur les trames pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

2.3 Perspectives

Durant ce chapitre, nous avons démontré que des gains considérables peuvent être atteints avec le nouveau concept de cognition que nous proposons. Le gain que nous présentons est en termes de débit sur le niveau lien. Rappelons que le niveau lien simule un système d’une seule station de base et un seul usager. De ce fait, pour avoir la probabilité de chaque condition (SNR/CQI, vitesse de mobile et type de canal) et donner ainsi une idée globale sur le gain offert par notre CTR dans un réseau réel, nous devons passer au niveau-système de simulation. Le simulateur au niveau-système que nous entamons dans le chapitre suivant permet de valider le gain de notre émetteur-récepteur cognitif sur une échelle plus grande en prenant en considération les sources d’interférence inter et intracellulaire.

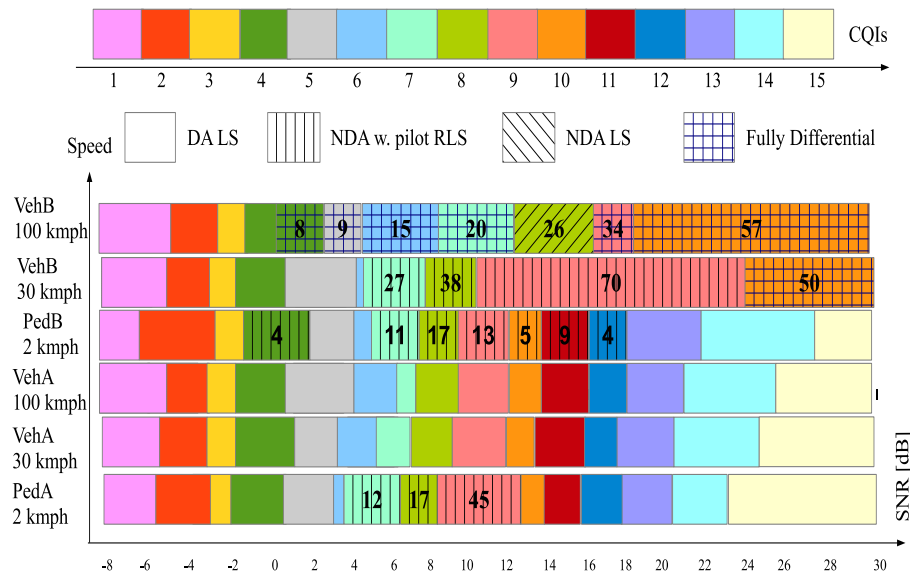


Figure 2.50 – Règles de décision du récepteur cognitif basé sur l'algorithme d'estimation de canal à moindres carrés.

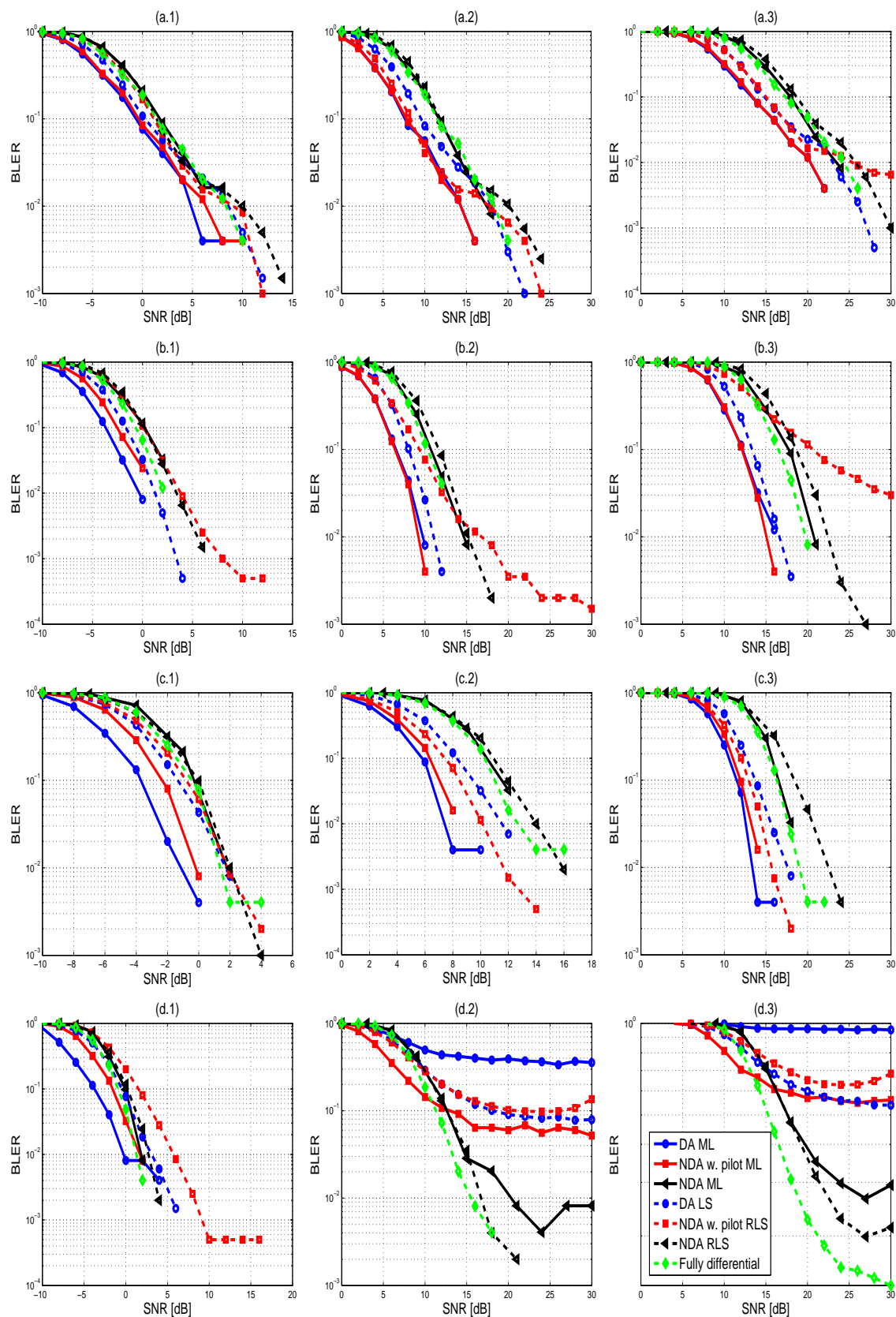


Figure 2.51 – Taux d’erreur en bloqué pour les différents modes d’estimation de canal des algorithmes à maximum de vraisemblance et moindres carrés pour les canaux: a) PedA 2kmph, b) VehA 30kmph, c) PedB 2 kmph, and d) VehB 100 kmph; et pour les modulations: 1) QPSK/CQI=1, 2) 16QAM/CQI=7, et 3) 64QAM CQI=10.

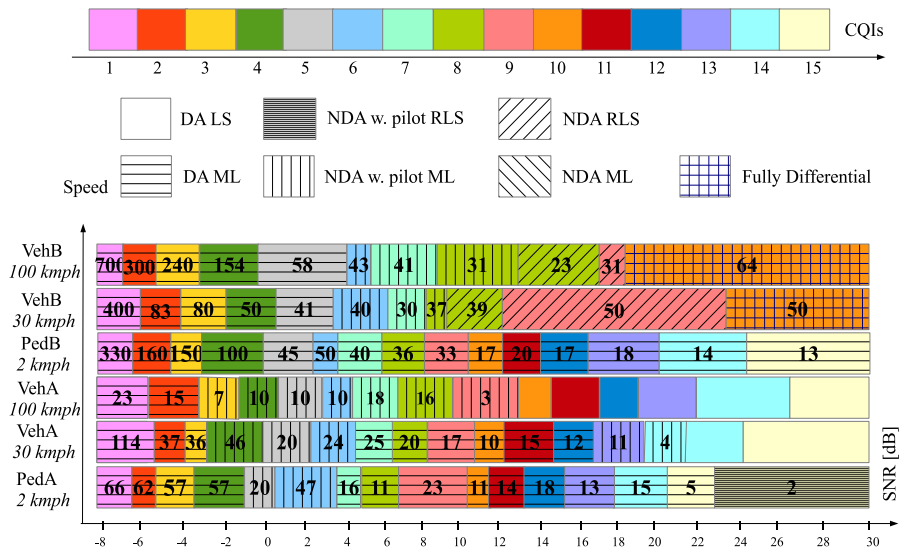


Figure 2.52 – Règles de décision du récepteur cognitif utilisant les algorithmes d’estimation de canal à moindres carrés et à maximum de vraisemblance.

Chapitre 3

Conception du Nouveau Émetteur-Récepteur Cognitif pour les Réseaux LTE HetNet

3.1 Introduction

Nous présentons dans ce chapitre l'apport de notre nouveau émetteur-récepteur cognitif pour les systèmes LTE HetNet. Le terme HetNet est l'abréviation du terme réseaux hétérogènes "Heterogeneous Network". Les réseaux HetNet pour le projet "Third Generation Evolution Long Term Evolution" 3GPP LTE consistent au déploiement de noeuds de différentes caractéristiques (puissance transmise et/ou couverture radio fréquence) dans un même réseau cellulaire (Khandekar *et al.*, 2010). C'est en fait une définition récente des réseaux hétérogènes qui consistaient en traditionnellement à l'interopérabilité des réseaux sans fils locaux et des réseaux cellulaires. En effet, pour un réseau cellulaire où les noeuds sont dispersés, l'ajout des stations de bases macro ne cause pas une source sévère d'interférence. Cependant, pour un réseau cellulaire dense (le cas des réseaux actuels), le gain de la partition cellulaire est très réduit à cause de l'interférence intercellulaire. De plus, le déploiement de stations de base macro dans un réseau urbain dense s'avère très couteux. Les réseaux HetNet sont alors des solutions efficaces pour améliorer la capacité et la couverture du système sans fils pourvue la croissance exponentielle du volume du trafic de données sans fil durant les dernières

années. En effet, la croissance de la demande en capacité (particulièrement dans les hotspots) orchestrée par la nouvelle génération d'appareils (téléphones intelligents, miniportables...) est plus rapide que l'amélioration de l'efficacité spectrale qui s'approche de ses limites fondamentales. Ce fait exige alors le déploiement de noeuds locaux de couverture inférieure à celle des noeuds macro et qui jouent le rôle de complément de ces derniers pour une extension de couverture ou pour une amélioration de débit. Les noeuds locaux, qui sont classés selon leurs caractéristiques en pico, femto ou relais, sont des stations de base qui transmettent une puissance faible par rapport à la station de base macro. Nous nous intéressons dans ce travail aux cellules pico qui seront décrites en détail dans le paragraphe 3.2. Cependant, la même étude pourrait être appliquée aux autres types de cellules. Nous illustrons dans ce chapitre l'avantage de la conception de notre émetteur-récepteur cognitif pour les systèmes LTE HetNet sur le lien descendant en démontrant les gains atteints en termes de débit.

3.2 Simulation du niveau système

3.2.1 Mise en contexte

La simulation d'un réseau cellulaire sans fils (comme décrit dans le chapitre Introduction) se fait principalement sur deux étapes:

- **Simulation du niveau lien**
- **Simulation du niveau système**

La première étape (détaillée dans le chapitre 2) permet de tracer le taux d'erreur sur les trames en fonction du rapport signal à bruit en simulant une seule station de base et un seul usager. La deuxième étape à laquelle nous nous intéressons dans ce chapitre, permet de tenir en compte l'interférence inter- et intracellulaire et calculer ensuite le débit total émis par la station de base et/ou le débit reçu par chaque usager.

Nous simulons un réseau cellulaire hexagonal (une cellule centrale et les six autres sur son entourage) avec des cellules pico déployées d'une façon aléatoire dans chaque cellule macro comme décrit dans la figure 3.1. Les stations de base pico sont définies comme des noeuds réguliers avec la différence d'avoir une puissance transmise plus faible que la station macro. Par ailleurs, différemment aux stations macro qui sont équipées par des antennes tri sectorisées (émission d'onde radio dans un

cercle de 120°), les cellules pico transmettent avec des antennes omnidirectionnelles (émission d'onde radio dans un cercle de 360°). Les cellules pico peuvent être déployées à l'intérieur avec une puissance transmise inférieure à 100mW, ou à l'extérieur avec une puissance transmise dans l'intervalle [250mW, 2W] (Damnjanovic *et al.*, 2011). Dans ce travail, nous supposons que les pico cellules sont déployées à l'extérieur et partagent les mêmes fréquences avec les cellules macro. En effet, il existe trois différents modes d'allocation de fréquence pour les noeuds à faible puissance (Wan *et al.*, 2010) et (Strzyz *et al.*, 2011):

- **Allocation co-canal "co-channel"** au quelle nous nous intéressons et pour laquelle les cellules pico et macro partagent la même bande de fréquence.
- **allocation orthogonale de fréquence** pour laquelle une partie des ressources fréquentielles est allouée aux cellules macro et le reste des fréquences sont réservées pour les cellules pico avec la contrainte de non-chevauchement des ressources pico et macro.
- **allocation de fréquence avec chevauchement** pour ce cas les fréquences allouées aux cellules pico et macro chevauchent partiellement. Allouer une partie des fréquences aux macros cellules et la bande entière au pico cellules est parmi les exemples de cette configuration.

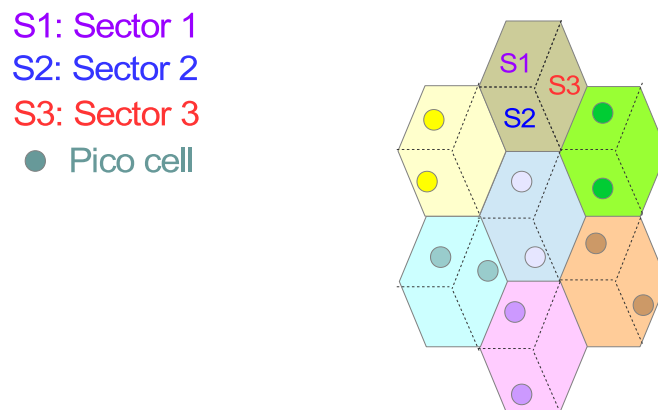


Figure 3.1 – Schéma d'un réseau hétérogène de cellules hexagonale.

Le rôle du simulateur du niveau système sur le lien-descendant est de calculer au niveau de l'équipement mobile le rapport signal-sur-interférence en tenant compte de toutes les cellules voisines (macro et pico). Ensuite, en ayant recours aux résultats de simulations du niveau lien en termes de taux d'erreurs sur les trames (BLER) en fonction du rapport signal-à-bruit, l'équipement mobile envoie un accusé de réception si la valeur de BLER est inférieure à la valeur cible. Les paramètres de

simulations sont résumés dans le tableau 3.2. Nous décrivons d'avantage quelques notions utilisées pour les simulations comme suit :

– **Modèle d'atténuation de trajet**

Nous simulons le modèle d'atténuation de trajet pour un environnement urbain dont la formule est donnée comme suit (ETSI, 2009b):

$$L = 40(1 - 4 \times 10^{-3} \times Dhb) \times \log R - 18 \times \log Dhb + 21 \times \log f + 80dB, \quad (3.1)$$

où $R(kilomètres)$ est la distance entre la station de base et l'équipement d'utilisateur mobile, $f(MHz)$ est la fréquence porteuse, $Dhb(mètres)$ est la hauteur de l'antenne de la station de base mesurée à partir du niveau moyen du toit.

– **Modèle d'antenne**

La cellule macro est équipée d'une antenne tri-directionnelle dont le modèle de radiation pour chaque secteur est spécifié dans (ETSI, 2009b) comme suit:

$$A(\theta) = -\min \left[12 \times \left(\frac{\theta}{\theta_{3dB}} \right)^2, A_m \right] \quad -180 \leq \theta \leq 180 \quad (3.2)$$

où θ_{3dB} est la largeur du faisceau à 3dB qui correspond à 65 degrés et $A_m = 20dB$ est l'atténuation maximale.

Concernant la cellule pico, l'antenne est considérée omnidirectionnelle de gain définie dans le tableau 3.2. La figure 3.2 donne le gain de l'antenne tri-directionnelle de la macro cellule ainsi que celui de l'antenne omnidirectionnelle de la pico cellule en fonction de l'angle de radiation.

– **Ombre**

L'évanouissement dû à l'ombre représente les variations des pertes de propagation causées par les obstacles qui se trouvent entre la station de base et le mobile. Il est généralement modélisé par une variable aléatoire de distribution log-normale de moyenne nulle (Claussen, 2005). Nous considérons la valeur de l'écart type suggérée dans (ETSI, 2009b) définie dans le tableau 3.2.

– **Algorithme d'ordonnement**

Le rôle de l'algorithme de l'ordonnement est l'allocation de ressources radio aux usagers multiples. Pour le standard LTE sur le lien descendant auquel nous nous intéressons dans ce

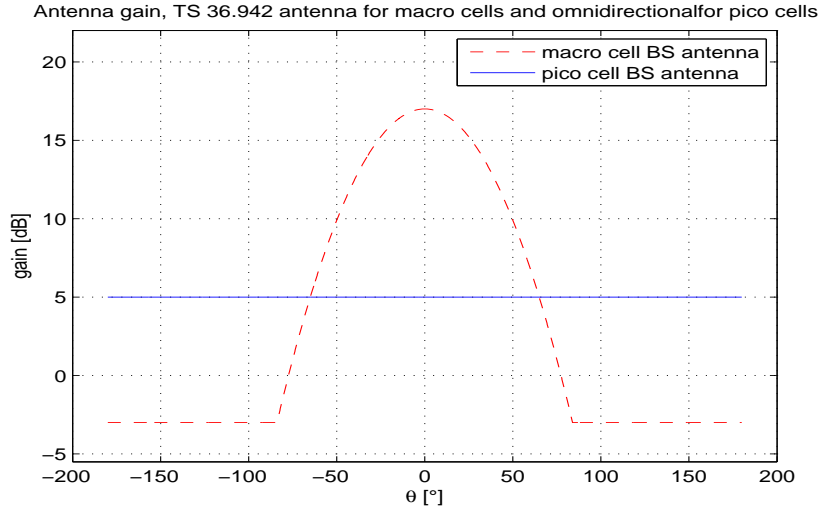


Figure 3.2 – Gain d’antennes de la macro et pico cellule.

travail, les sous-porteuses sont regroupées en 12 sous-porteuses adjacentes espacées de 15 Khz formant l’entité "bloc de ressources radio" (Telesystem, 2010). Chaque bloc dure un intervalle de temps de 0.5 millisecondes correspondant à 7 symboles OFDM dans le cas d’un préfixe cyclique normal que nous adoptons (6 symboles OFDM dans le cas d’un préfixe étendu). La plus petite entité que l’algorithme d’ordonnancement alloue à un usager est constituée de deux blocs de ressources radio consécutifs s’étalant sur une sous-trame dont la durée est deux intervalles de temps ($2 \times 0.5ms$). Nous adoptons l’algorithme d’ordonnancement d’équité proportionnelle (Proportional Fair) dont le rôle est d’allouer les ressources radio aux usagers selon la qualité de canal correspondant à leurs communications. L’algorithme d’ordonnancement alloue le bloc de ressources radio i à l’usager u s’il montre la meilleure qualité de canal par rapport à tous les autres usagers relativement au bloc en question (Parruca *et al.*, 2013). Cependant, les ressources blocs allouées à un même usager u doivent avoir le même ordre de modulation et taux de codage canal (Raymond *et al.*, 2008).

– Distributions de groupement des usagers

Nous simulons le réseau LTE HetNet avec des zones très peuplées notées les "hotspots" de la manière suivante (ThirdGPP, 2010):

- Fixer le nombre total d’usagers par cellule $N_{\text{users}} = 60$ dans chaque surface géographique de la cellule macro.
- Déployer les N_{pico} pico cellules d’une manière aléatoire et uniforme dans la surface géographique de la cellule macro. Le nombre de pico cellules N_{pico} est le même dans toutes les cellules macro du réseau et peut prendre $N_{\text{pico}} \in \{1, 2, 4, 10\}$. Nous simulons dans notre

travail $N_{\text{pico}} \in \{1, 2, 4\}$ à cause de la complexité énorme de calcul requis pour le cas de $N_{\text{pico}} = 10$.

- Distribuer N_{pUsers} usagers d'une façon aléatoire et uniforme dans le rayon de 40 mètres de chaque pico cellule ou $N_{\text{pUsers}} = P^{\text{hotspot}} \times \frac{N_{\text{users}}}{N_{\text{pico}}}$ avec P^{hotspot} la fraction des usagers dans les hotspots par rapport aux nombre total d'usagers dans le réseau dont les valeurs sont données dans le tableau 3.1. Nous définissons deux cas de regroupement selon le rapport P^{hotspot} : le cas de regroupement élevé "high clustering" et le cas de regroupement faible "low clustering". Les caractéristiques de chaque cas sont données dans le tabelau 3.1.
- Distribuer le reste d'usagers, $N_{\text{users}} - N_{\text{pusers}} * N_{\text{pico}}$ dans la surface géographique entière de la cellule macro (y compris le rayon de la pico cellule).

Tableau 3.1 – Configurations de distributions des usagers dans les zones peuplées "hotspots" pour un réseau HetNet.

Configuration	N_{pico}	P^{hotspot}	N_{pUsers}
low clustering	1	$\frac{1}{1.5}$	4
	2	$\frac{2}{1.5}$	4
	4	$\frac{4}{1.5}$	4
high clustering	1	$\frac{1}{2}$	40
	1	$\frac{1}{3}$	20
	1	$\frac{1}{3}$	10

La sélection de la cellule servante se fait par l'équipement mobile en choisissant la cellule qui lui fournit la meilleure puissance (Lopez-Perez *et al.*, 2012). Ainsi, un usager se trouvant dans la zone géographique d'une cellule n'est pas forcément servie par cette dernière.

Nous montrons dans le paragraphe suivant les résultats de simulations du niveau système et l'impact de notre récepteur cognitif sur les systèmes LTE HetNet sur le lien descendant.

3.2.2 Résultats de simulations

Nous simulons séparément les canaux de type-A et les canaux de type-B (définis dans le chapitre 2) en supposant que 50% des usagers sont des piétons se déplaçant avec une vitesse $\nu = 2\text{kmph}$ (canaux PedA/PedB), le reste des usagers ont des vitesses de $\nu = 30\text{kmph}$ et $\nu = 100\text{kmph}$ avec les pourcentages de 30% et 20%, respectivement, (canaux VehA/vehB). Dans les légendes des figures nous désignons par DA LS et DA ML les émetteurs-récepteurs non-cognitifs qui utilisent le mode assisté par pilote des algorithmes à moindres carrés et à maximum de vraisemblance, respectivement.

Tableau 3.2 – Paramètres de simulations du niveau système.

Paramètres de la cellule macro	
Plan cellulaire	grille hexagonale, 7 cellules avec STB au centre de la cellule
Distance entre cellules macro	500 mètres
Distance minimale entre EU et SB macro	35 mètres
Modèle d'atténuation de trajet	TS 36.942, paragraphe 4.5.2
Modèle d'antenne	3-directionele TS 36.942
TX antennes	1
Ombrage	Log-normale avec écart type de 10 dB
Gain d'antenne après les pertes de câble	17 dBi
Hauteur de l'antenne de SB macro	32 mètres
Puissance TX maximale de SB macro	46 dBm
Algorithme d'ordonnancement	équité proportionnelle (Proportional Fairness)
Paramètres de la cellule pico	
Plan cellulaire	forme circulaire avec SB au centre de la cellule
Distance minimale entre SBs pico	40 mètres
Distance minimale entre le noeud macro et le noeud pico	75 mètres
Distance minimale entre EU et SB pico	10 mètres
Modèle d'atténuation de trajet	TS 36.942, paragraphe 4.5.2
Modèle d'antenne	Omnidirectionnel
TX antennes	1
Ombrage	Log-normal avec écart type de 10 dB
Gain d'antenne	5 dBi
Puissance maximale TX	30 dBm
Algorithme d'ordonnancement	équité proportionnelle (Proportional Fair)
Paramètres de l'Équipement Usager (EU)	
Rx antennes	2
Gain d'antenne	0 dBi
Facteur de bruit	9 dB
Nombre de EUs par cellule	60

Nous désignons l'émetteur-récepteur cognitif à maximum de vraisemblance par CTR ML et celui à moindres carrés par CTR LS. L'émetteur-récepteur le plus intelligent (utilisant les deux algorithmes) est désigné par CTR. Les trois différents émetteur-récepteurs cognitifs sont décrits en détail dans le chapitre 2.

La figure 3.3 montre la fonction de répartition empirique du débit sur le lien descendant des cellules macro et pico pour le cas d'un regroupement faible "low clustering" relativement aux canaux de type-A pour les différents types d'émetteur-récepteurs cognitifs définis dans le chapitre 2. Il est facile à noter que l'émetteur-récepteur cognitif CTR surpasse tous les autres modes en termes de performances en débit. Nous notons aussi que le mode assisté par pilote de l'estimateur de canal

à maximum de vraisemblance (DA ML) montre de meilleures performances par rapport à celui de moindres carrés (DA LS). De ce fait, on note que les performances de l'émetteur-récepteur cognitif et celui à maximum de vraisemblance montrent des performances presque similaires. Les mêmes constatations sont déduites des résultats de simulations du scénario de groupement élevé "high clustering" pour les canaux de type-A montrés dans la figure 3.4. Concernant les canaux de type-B (sélectifs en fréquence), les figures 3.5 et 3.6 montrent la fonction de répartition empirique du débit sur le lien descendant des cellules macro et pico pour le cas d'un "low clustering" et "high clustering", respectivement. On note que l'émetteur-récepteur cognitif à maximum de vraisemblance (CTR ML), celui à maximum de vraisemblance et moindres carrés (CTR) et le mode assisté par pilote de l'algorithme à maximum de vraisemblance (DA ML) montrent des performances très similaires. Ce fait confirme les résultats dévoilés par les règles de décision de l'émetteur-récepteur cognitif et qui indique que l'algorithme à moindres carrés est très peu sollicité par le CTR (voir chapitre 2).

Le débit total sur le lien descendant pour le système LTE HetNet des différents types d'émetteurs-récepteurs cognitifs est donné dans la figure 3.7. Nous constatons que pour les canaux de type-A, l'émetteur-récepteur cognitif CTR donne les meilleurs résultats avec des performances approchant celui des CTR ML. Pour les canaux sélectifs en fréquence (type-B), le mode assisté par pilote de l'algorithme d'estimation de canal à maximum de vraisemblance (DA ML) donne des performances similaires à celles des émetteurs-récepteurs CTR et CTR ML. Ceci prouve que pour ce type d'évanouissement, le mode DA ML est le plus sollicité comme montré dans les règles de décision présentées dans le chapitre 2. La figure 3.8 montre les gains en pourcentage du débit moyen et sur le bord de la cellule (5 percentile) sur le niveau descendant du niveau système dans le cas de canaux de type-A pour les cellules pico-, macro- et la cellule entière correspondant aux trois différents types de notre émetteur-récepteur cognitif par rapport au mode assisté par pilote de l'algorithme de moindres carrés. Nous remarquons que le gain en termes de débit au bord de la cellule est plus important que celui en termes de débit moyen. Ce résultat est dû au fait que les usagers au bord de la cellule souffrent d'un rapport signal sur interférence faible et qui correspond aux valeurs les plus importantes de gains offerts par notre émetteur-récepteur en débit sur le niveau lien comme montré dans les règles de décision dévoilées dans le chapitre 2. Nous notons aussi que l'émetteur-récepteur cognitif le plus intelligent noté CTR offre le plus haut gain en débit moyen et sur le bord de la cellule. Ce résultat est dû au fait que le CTR englobe tous les modes d'estimation de canal (assisté par pilote, hybride, et autodidacte), tous les modes de détection (cohérent et diffé-

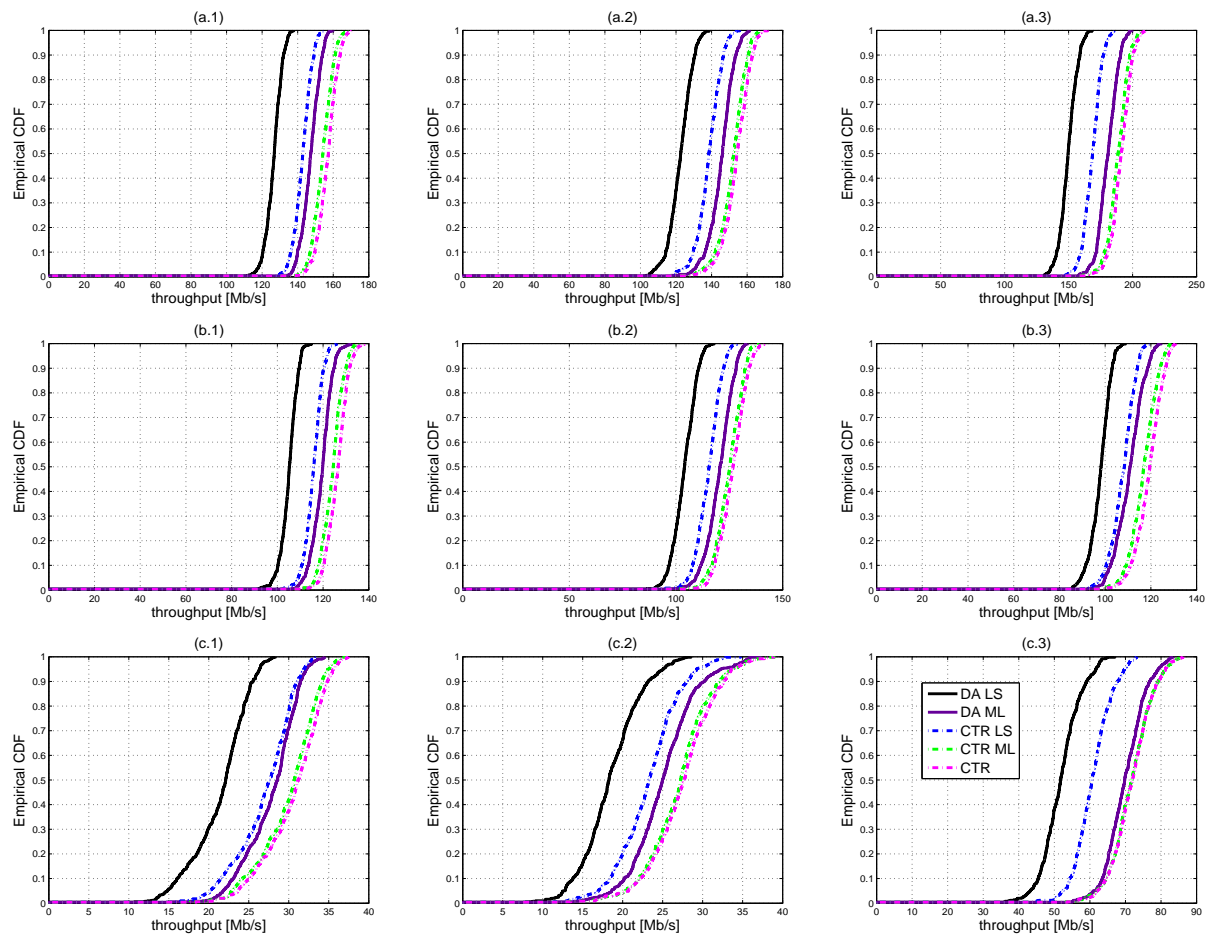


Figure 3.3 – Fonction de répartition cumulative du débit du système LTE HetNet sur le niveau descendant pour : 1) 1 pico cellule par surface macro, 2) 2 pico cellules par surface macro, and 3) 4 pico cellules par surface macro; a) cellule entière, b) macro cellule, and c) pico cellule pour le cas d'un "low clustering" pour les canaux de type-A.

rentiel) correspondant aux deux algorithmes d'estimation de canal qui sont le moindres carrés et le maximum de vraisemblance. En outre, comme démontré dans les paragraphes du chapitre 2, le meilleur algorithme performant entre le moindres carrés et le maximum de vraisemblance dépend du triplet rapport signal-à-bruit/indicateur de qualité de canal, vitesse de mobile, type de canal représentant les conditions de canal. Nous constatons aussi que le gain en débit (moyen ou sur le bord de la cellule) offert par notre émetteur-récepteur cognitif est plus important pour les pico cellules. Ce résultat est dû au fait que les usagers des pico-cellules montrent des rapport signal-sur-interférence limités à cause de la faible puissance transmise par la station de base et ainsi une interférence sévère des cellules macro qui transmettent avec une puissance beaucoup plus élevée.

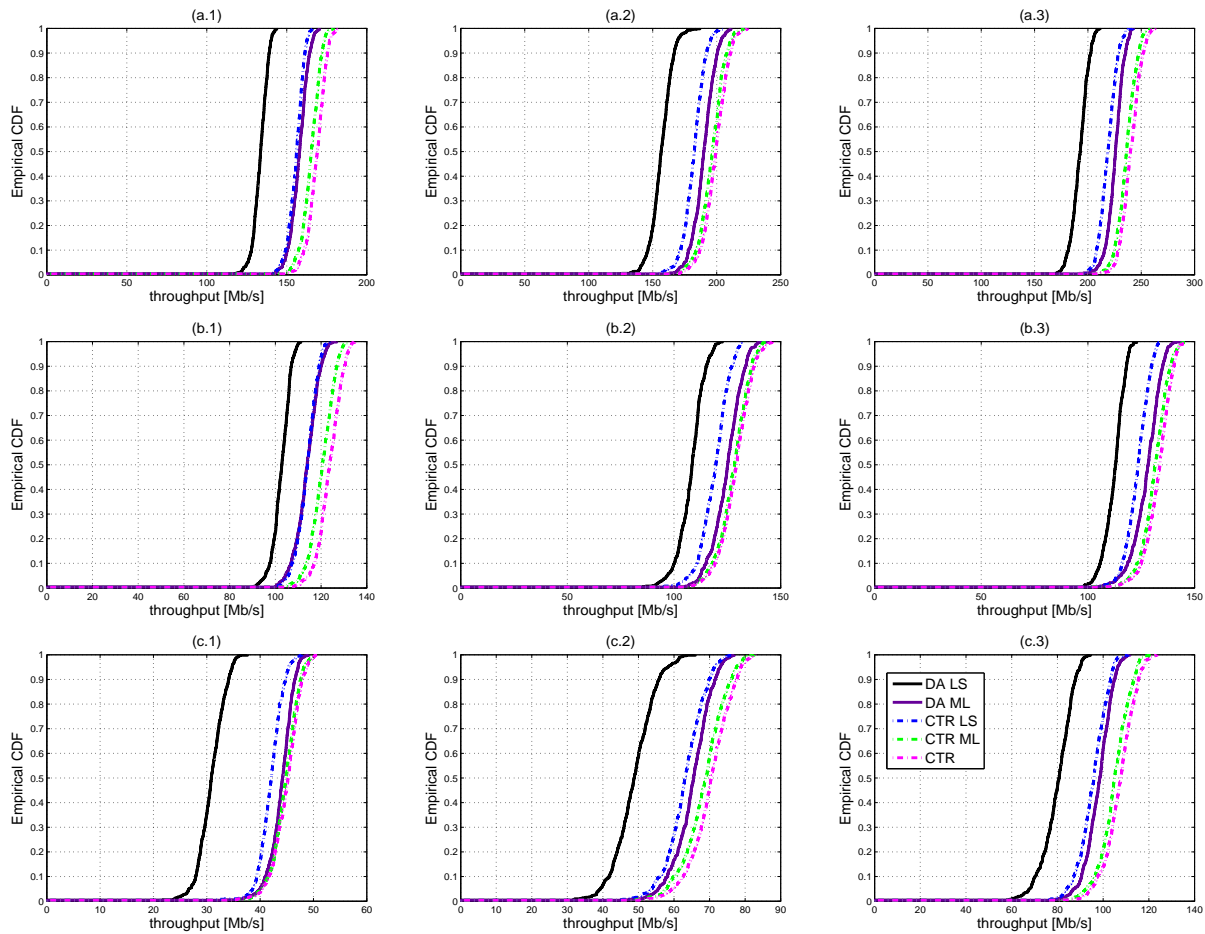


Figure 3.4 – Fonction de répartition cumulative du débit du système LTE HetNet sur le niveau descendant pour : 1) 1 pico cellule par surface macro, 2) 2 pico cellules par surface macro, and 3) 4 pico cellules par surface macro; a) cellule entière, b) macro cellule, and c) pico cellule pour le cas d'un "high clustering" pour les canaux de type-A.

Notre émetteur-récepteur cognitif offre un gain en débit moyen et au bord de la cellule dépassant 40% et 60%, respectivement, pour les cellules pico pour le cas high et low clustering. Concernant la cellule entière, nous enregistrons un gain en débit moyen et au bord de la cellule dépassant 25% avec notre émetteur-récepteur cognitif. La figure 3.9 montre les gains en pourcentage du débit moyen et sur le bord de la cellule (5 percentile) sur le niveau descendant du niveau système dans le cas de canaux de type-B pour les cellules pico-, macro- et la cellule entière correspondant aux trois différents types de notre émetteur-récepteur cognitif par rapport au mode assisté par pilote de l'algorithme de moindres carrés. Nous constatons que les gains offerts par les trois différents émetteurs-récepteurs cognitifs pour les canaux sélectifs en fréquence (de type-B) sont plus importants que ceux offerts

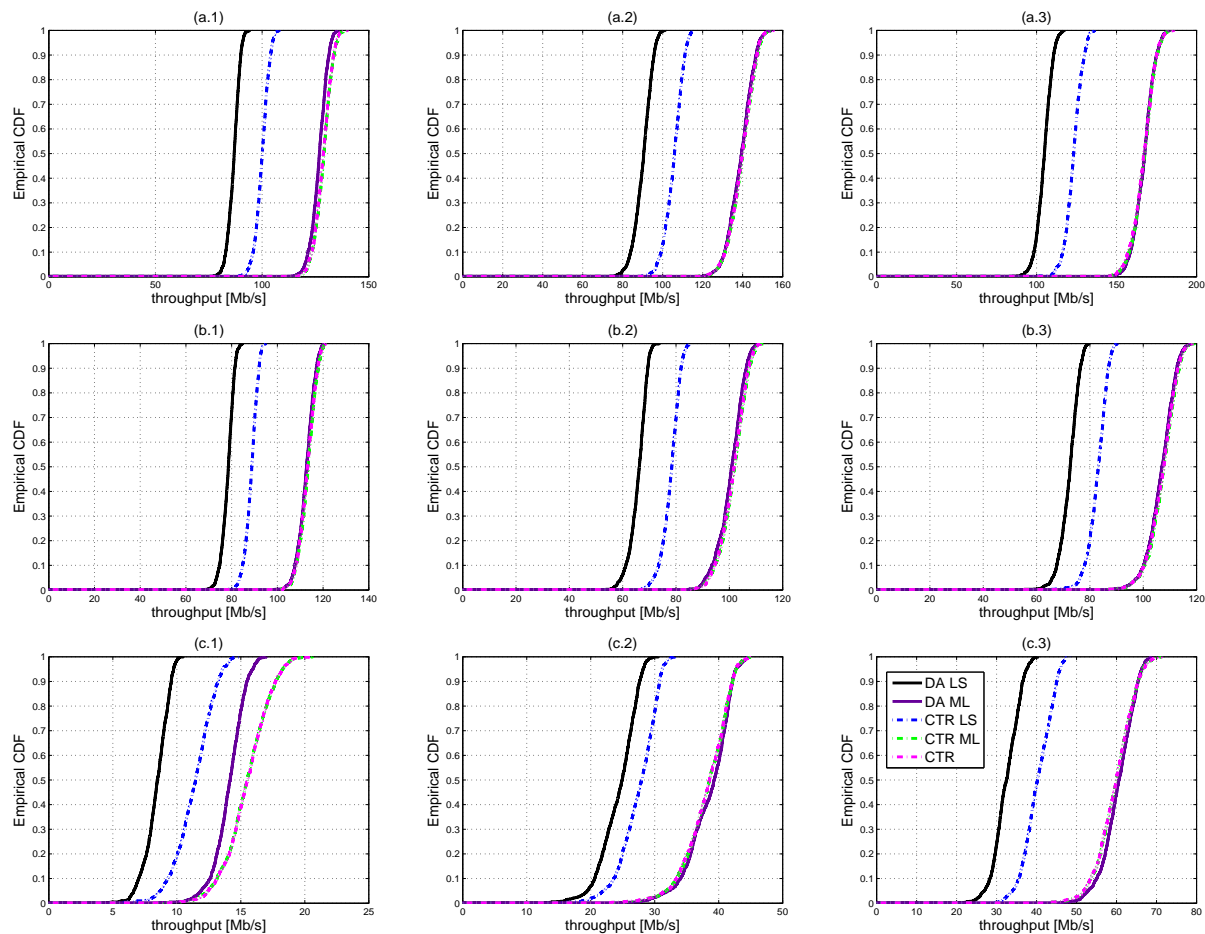


Figure 3.5 – Fonction de répartition cumulative du débit du système LTE HetNet sur le niveau descendant pour : 1) 1 pico cellule par surface macro, 2) 2 pico cellules par surface macro, and 3) 4 pico cellules par surface macro; a) cellule entière, b) macro cellule, and c) pico cellule pour le cas d'un "low clustering" pour les canaux de type-B.

pour les canaux à évanouissement plat (de type-A). Cet effet est bien conforme avec les résultats du niveau lien qui démontrent que le mode assisté par pilote perd en performance pour ce type de canal à cause de variations rapides de canal entre les sous-porteuses successives. De même que pour les canaux de type-A, le gain enregistré pour les cellules pico est le plus important vu que les usagers de ces cellules souffrent d'un niveau de rapport signal-sur-interférence faible. Nous constatons que l'émetteur-récepteur cognitif à maximum de vraisemblance montre des performances similaires à l'émetteur-récepteur cognitif le plus intelligent. Cet effet confirme bien les résultats du niveau lien du chapitre 2 qui montrent que l'algorithme à maximum de vraisemblance est le plus sollicité pour les canaux sélectifs en fréquence dans les règles de décision relatives à l'émetteur-récepteur

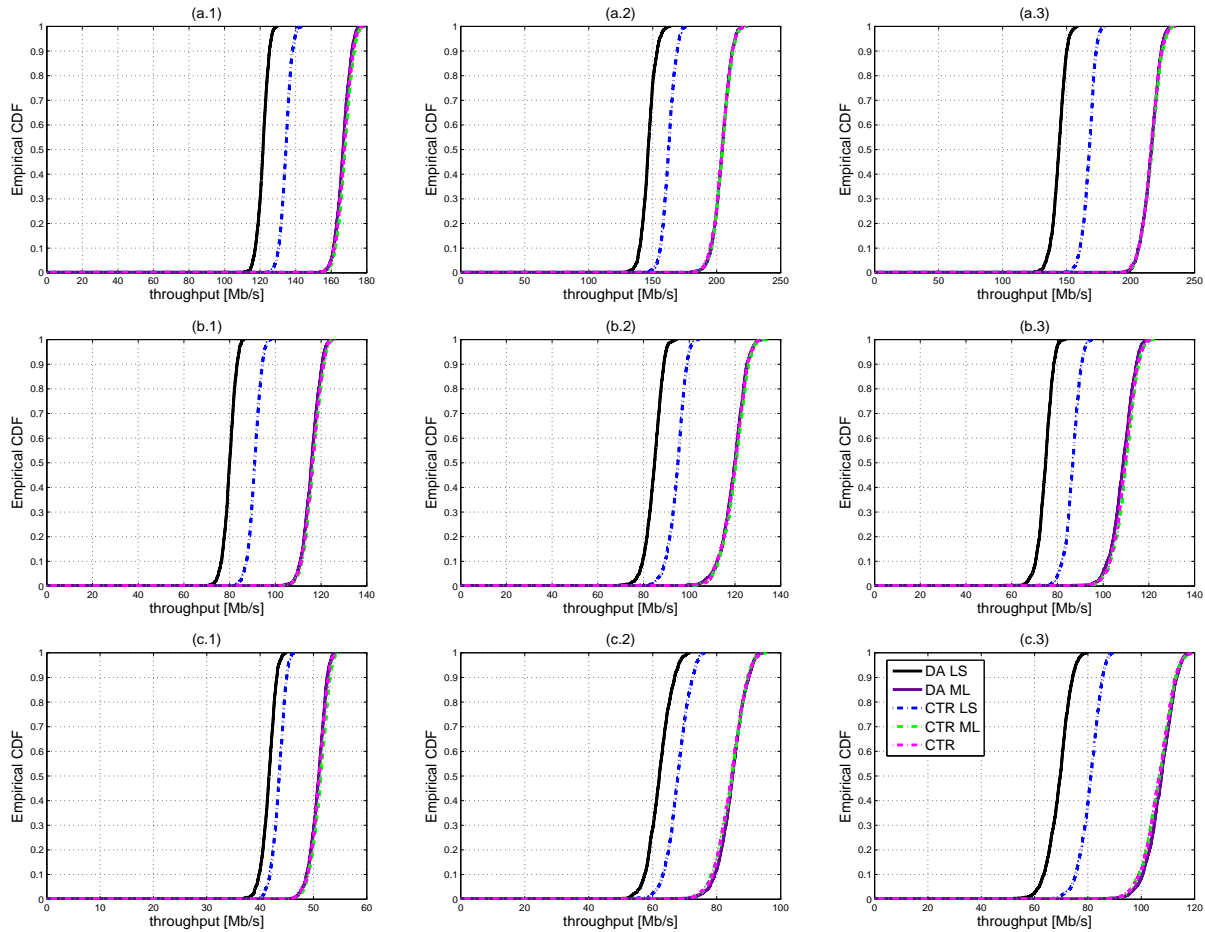


Figure 3.6 – Fonction de répartition cumulative du débit du système LTE HetNet sur le niveau descendant pour : 1) 1 pico cellule par surface macro, 2) 2 pico cellules par surface macro, and 3) 4 pico cellules par surface macro; a) cellule entière, b) macro cellule, and c) pico cellule pour le cas d'un "high clustering" pour les canaux de type-B.

cognitif. Nous atteignons un gain en débit moyen et au bord de la cellule dépassant 80% et 90%, respectivement, pour les cellules pico dans le cas d'un low clustering. Le gain en débit moyen et au bord de la cellule pour la cellule entière atteint 60% avec notre émetteur-récepteur cognitif pour le cas d'un low clustering pour les canaux sélectifs en fréquence.

Les figures 3.8 et 3.9 montrent que la variation des gains atteints n'est pas proportionnel au nombre de pico cellules déployées (les pourcentages de gain n'augmentent pas nécessairement quand le nombre de pico cellules augmente). Ce fait est expliqué d'abord par le fait que pour le scénario « high clustering », le nombre d'utilisateurs déployés dans chaque aire de pico cellule n'est pas le même pour les configurations 1, 2 et 4 pico cellules par aire macro. Comme pour le scénario « high cluste-

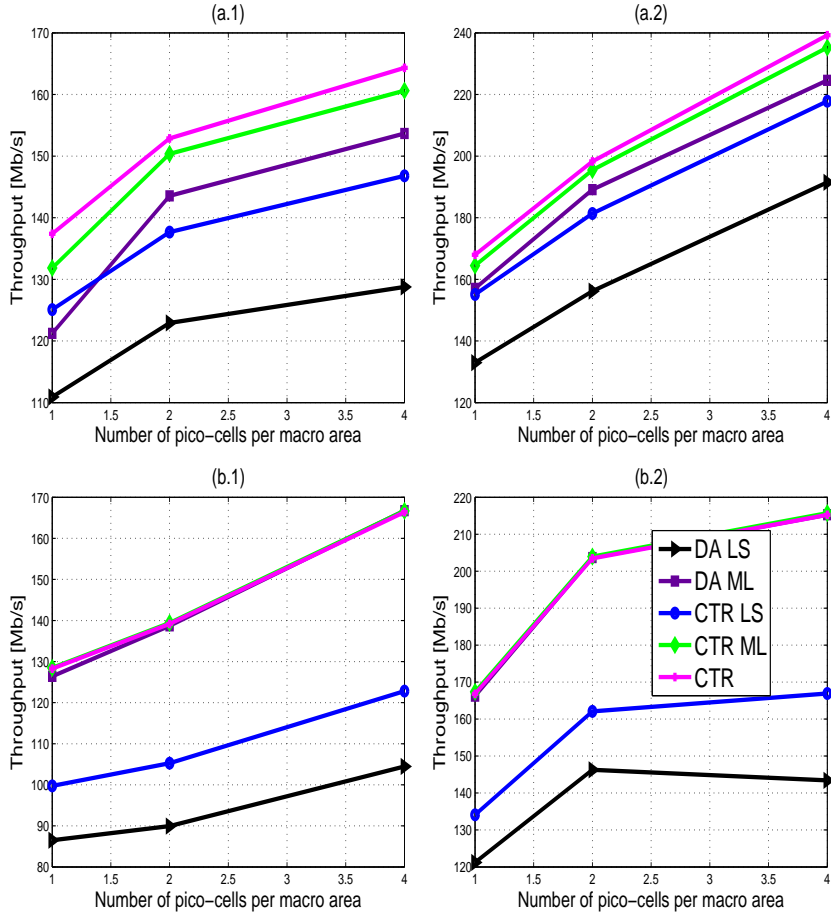


Figure 3.7 – Débit total sur le lien descendant de la cellule entière pour les scénarios: (1) low, et (2) high clustering; et canaux de (a) type-A, et (b) type-B.

ring » $\frac{2}{3}$ des UEs sont déployés dans l'aire totale de pico cellules, nous avons 40 UEs dans la cellule pico pour la configuration 1 pico/macro; 20 UEs dans chaque cellule pico pour la configuration 2 pico/macro et 10 UEs dans chaque cellule pico pour la configuration 4 pico/macro. De ce fait, le comportement des petites cellules n'est pas linéaire avec le nombre de pico cellules déployées. D'autre part, augmenter le nombre de pico cellules par aire macro engendre plus d'interférence dans le réseau cellulaire et ainsi le gain de notre CTR n'est pas supposé être linéaire dans ce cas. Notons aussi que augmenter le nombre de pico cellules engendre plus de décharge pour la cellule macro et ainsi les performances de cette dernière change par conséquent.

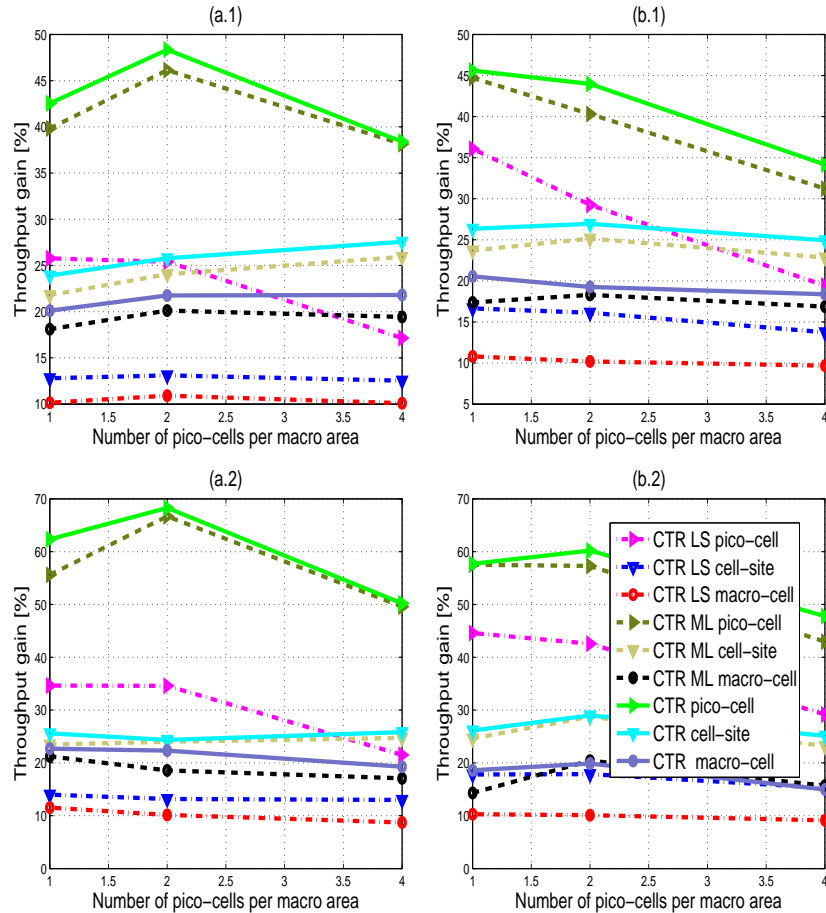


Figure 3.8 – Gains en débit 1) moyen et 2) au bord de la cellule, du niveau système sur le lien descendant pour les cellules pico-, macro- et la cellule entière dans le cas de: a) low, and b) high clustering pour les canaux de type-A.

3.3 Perspectives

Nous avons démontré le long de ce chapitre les gains en débit apportés par notre émetteur-récepteur cognitif pour les systèmes LTE HetNet sur le lien descendant. Les valeurs en pourcentage de gain en débit moyen et en débit au bord de la cellule apportés par le nouveau émetteur-récepteur cognitif sont considérables. Nous constatons aussi que ces gains sont beaucoup plus importants pour les cellules pico dont les usagers souffrent d'un faible rapport signal-sur-interférence. Étant donné ces constatations, nous appliquons dans le chapitre suivant le concept de notre émetteur-récepteur cognitif pour améliorer le fonctionnement de ces petites cellules.

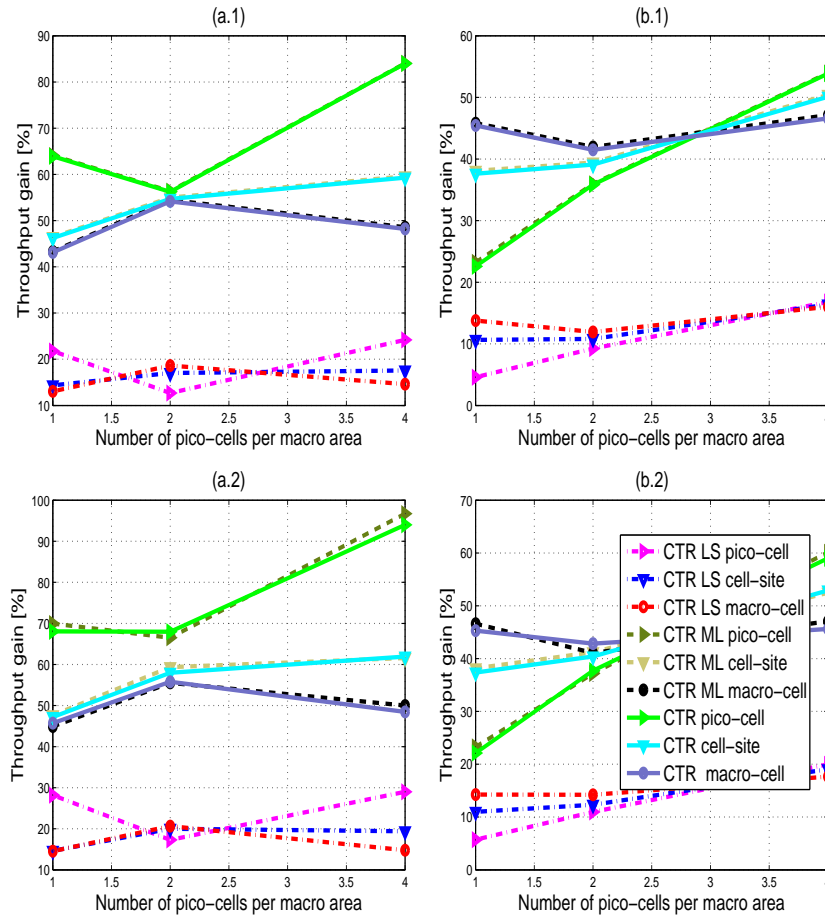


Figure 3.9 – Gains en débit 1) moyen et 2) au bord de la cellule, du niveau système sur le lien descendant pour les cellules pico-, macro- et la cellule entière dans le cas de: a) low, and b) high clustering pour les canaux de type-B.

Chapitre 4

Amélioration du Fonctionnement des Pico-Cellules par le Nouveau CTR dans un Réseau LTE HetNet

4.1 Introduction

La croissance de la demande en service radio mobile constitue un vrai défi pour les systèmes de communications sans fils. Étant donné la limitation des ressources de fréquences, le déploiement des réseaux hétérogènes a été conçu pour résoudre ce problème. Le concept des réseaux hétérogènes est d'intégrer des noeuds secondaires (appelés aussi les petites cellules) ayant des faibles puissances de transmission et des zones de couverture réduites par rapport aux cellules macro. Les petites cellules fournissent des ressources radio additionnelles et garantissent ainsi une amélioration à coût efficace de la capacité et du débit du système. Cependant, le problème de l'interférence est l'obstacle majeur qui empêche le fonctionnement efficace des petites cellules à cause de la faible puissance transmise (la cellule pico transmet une puissance 40 fois moins que celle de la macro cellule). Ce fait entraîne les deux problèmes majeurs suivants : *i*) déchargement « offloading » inefficace des macro cellules vue que l'équipement mobile change de cellule servante que s'il reçoit de cette dernière une meilleure qualité de puissance (Madan *et al.*, 2010) et *ii*) performance limitée en termes de débit vue que les équipements mobiles servis par les petites cellules montrent de faibles rapports

signal-sur-interférence (Bhat *et al.*, 2012). Dans ce chapitre, nous nous intéressons aux solutions d'amélioration de fonctionnement des pico cellules par l'extension de l'air pico cellulaire (RE) et par la réduction de la puissance transmise par la cellule macro.

La technique RE est une résolution promotrice du problème *i*) qui améliore la capacité des systèmes HetNet en déchargeant plus d'utilisateurs aux pico cellules. Le principe est de baisser la puissance du signal reçu par l'équipement mobile depuis la petite cellule et avoir ainsi plus d'utilisateurs affectés à cette dernière. Cependant, les utilisateurs déchargés aux petites cellules souffrent d'un problème sérieux d'interférence vu qu'en réalité la puissance qu'ils reçoivent depuis la cellule macro est plus forte que celle reçue de la cellule pico à laquelle ils sont déchargés. Ainsi, une fois le problème *i*) est résolu par l'extension de l'air pico cellulaire, nous nous intéressons à résoudre le problème *ii*) en appliquant le nouveau émetteur-récepteur cognitif au système LTE HetNet dans le but d'améliorer les performances du système en termes de débit.

La seconde solution consiste à diminuer la puissance transmise par les cellules macro et ainsi résoudre au même temps les deux problèmes *i*) et *ii*). Cependant, cette solution cause une dégradation des performances des cellules macro à cause de la diminution de leur puissance transmise (de 46 dBm à 43 dBm dans notre cas). Réduire alors la puissance transmise de la cellule macro sans perdre en performance est notre deuxième objectif évoqué dans ce chapitre.

Rappelons que le concept du nouveau émetteur-récepteur cognitif consiste à s'auto adapter aux conditions de propagation pour le maximum de performance. L'émetteur-récepteur cognitif que nous proposons sélectionne le meilleur triplet mode d'identification de canal (assisté par pilote, hybride ou autodidacte), algorithme d'estimation de canal (maximum de vraisemblance ou moindres carrés), mode de détection (cohérent ou différentiel) selon les conditions de canal représentés par le triplet rapport signal-à-bruit/indicateur de qualité de canal, vitesse du mobile (évanouissement lent ou rapide), type de canal (évanouissement plat ou sélectif en fréquence) qui fournit les meilleures performances en termes de débit sur le niveau lien.

Pour appliquer le concept de notre émetteur-récepteur cognitif, nous procédons en deux étapes majeures: *a*) simulation de niveau lien et *b*) simulations de niveau système. Pendant la première étape, nous simulons une seule station de base et un seul équipement mobile. Cette étape permet de tracer séparément les performances de chaque triplet mode d'identification de canal, algorithme d'estimation de canal, mode de détection. Les règles de décision sont ensuite définies en identifiant le meilleur triplet mode d'identification de canal, algorithme d'estimation de canal, mode de détection performant selon les conditions de canal (voir chapitre 2). Les résultats en termes de taux d'erreur sur

les trames sont ensuite transférés au simulateur de niveau système (voir chapitre 3). Les simulations de niveau système permettent de considérer toutes les sources d'interférence du réseau (inter et intra cellulaires) et valider ainsi les gains de notre émetteur-récepteur cognitif (CTR) pour un réseau réel. Rappelons que nous considérons toujours l'allocation co-canal de fréquence pour laquelle les cellules pico et macro partagent la même bande de fréquence (voir les détails dans le chapitre 3).

4.2 Amélioration de l'extension de l'aire pico cellulaire

L'extension de l'aire pico cellulaire est une solution qui a été introduite pour augmenter le nombre d'utilisateurs servis par les pico cellules (Lopez-Perez *et al.*, 2011). En effet, chaque utilisateur sélectionne sa cellule servante (c.à.d. macro ou pico) en comparant la puissance correspondante de signal reçue comme décrit dans l'équation 4.1:

$$c_u = \operatorname{argmax} P_i^u, \quad (4.1)$$

où c_u désigne la cellule qui sert l'utilisateur u . P_i^u représente la puissance reçue (en dB) par l'utilisateur u depuis la cellule i (macro ou pico). Comme les pico cellules transmettent avec des puissances beaucoup plus faibles que celle de la macro cellule, l'équipement mobile a tendance à choisir cette dernière pour lui servir dans la plupart des cas. L'idée est alors de biaiser la puissance de signal reçue par le mobile depuis les petites cellules de manière que plus d'utilisateurs lui sont connectés et ainsi élargir l'aire de couverture comme décrit dans l'équation 4.2:

$$c_u = \operatorname{argmax} \{P_i^u + RE_i\}, \quad (4.2)$$

où

$$RE_i = \begin{cases} 0 & \text{si } i \text{ est une cellule macro} \\ RE(dB) & \text{si } i \text{ est une cellule pico} \end{cases} \quad (4.3)$$

Cependant, les utilisateurs déchargés par les petites cellules souffrent d'un problème sérieux d'interférence comme la valeur de biais doit être assez élevée pour compenser la puissance élevée reçue depuis les cellules macro. Dans la littérature, plusieurs travaux de recherches récents proposent des solutions diverses pour résoudre ce problème. Équiper la cellule pico avec une antenne intelligente adaptative est la solution proposée dans (Sadekar & Hafez, 2015). Le travail de (Mikami *et al.*,

2015) évoque l'amélioration de l'identification de la cellule servante et des cellules voisines dans le cas de l'extension de l'aire pico cellulaire par coordination de la puissance transmise. Une technique d'extension d'aire de la cellule pico intelligente et flexible en temps en fréquence est proposée dans (Simsek *et al.*, 2015) pour atténuer l'interférence dont souffrent les usagers dans les zones étendues des petites cellules. Dans (Okino *et al.*, 2011), l'optimisation de la valeur de biais de RE a été étudié. Un contrôle adaptatif du biais de RE qui permet d'améliorer les performances des usagers au bord de la cellule est proposé dans (Kikuchi & Otsuka, 2012).

Dans ce travail, nous proposons le nouveau émetteur-récepteur cognitif dont le concept théorique et l'implémentation au niveau lien et au niveau système ont été développés dans les chapitres précédents pour améliorer les performances des pico cellules menues de la technique d'extension d'aire notée dans les légendes des figures par "RE" relativement au terme "Range Expansion".

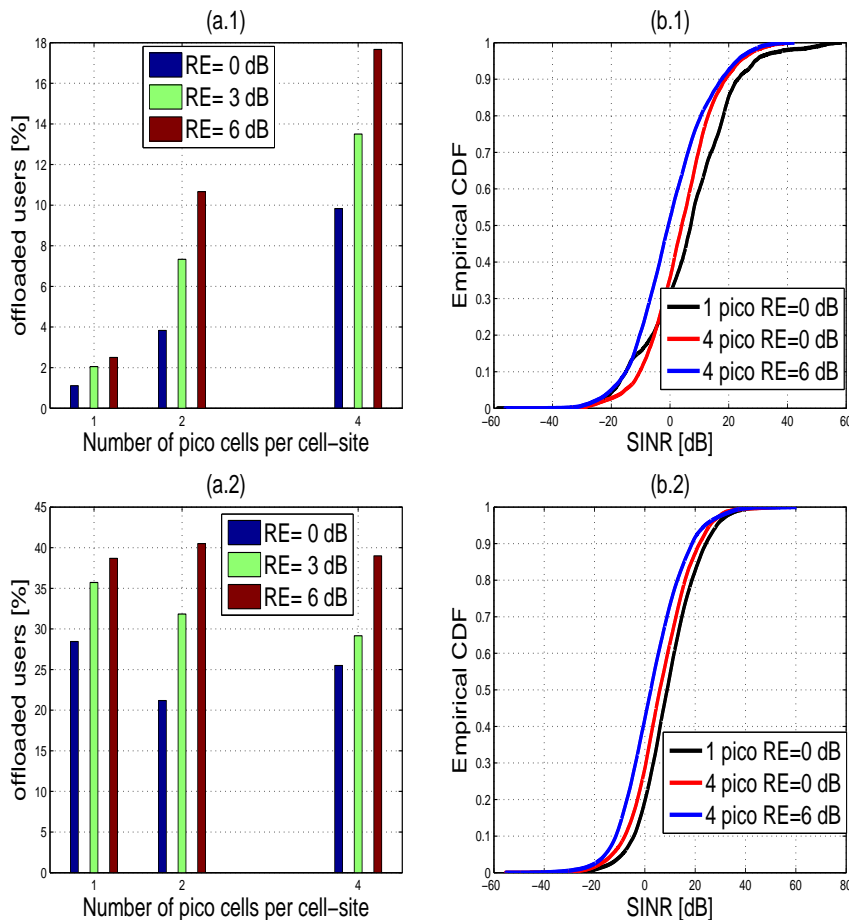


Figure 4.1 – (a) Pourcentage d'usagers déchargés aux cellules pico; (b) Fonction de répartition cumulative empirique du rapport signal sur interférence (SINR) des usagers de la pico-cellule; 1) low clustering et 2) high clustering.

En effet, étant donné les valeurs de gains importantes dans les régions de faible SNR (rapport signal-à-bruit) en termes de débit sur le niveau lien données par les règles de décision dévoilées dans le chapitre 2, nous estimons que notre CTR est capable d'améliorer le fonctionnement des petites cellules qui souffrent le plus de l'interférence. Notre objectif est alors, étant donné un nombre de pico cellules et un niveau de biais de RE, d'améliorer les performances des pico cellules en appliquant les différentes versions du nouveau émetteur-récepteur cognitif présentées en détail dans le chapitre 3. Nous simulons le système LTE HetNet sur le lien descendant avec les paramètres de simulations résumés dans le tableau 3.2. Nous considérons les canaux de type-A caractérisés par un évanouissement plat (décrits en détails dans le chapitre 3). Notons que ce travail peut être aussi appliqué pour les canaux sélectifs en fréquence (de type-B) auxquels nous avons bien validé l'apport du nouveau CTR dans le chapitre 3. Nous supposons que 50% des usagers sont des piétons éprouvent le canal PedA avec la vitesse $\nu = 2kmph$. Le reste des usagers expérimentent le canal VehA avec les vitesses $\nu = 30kmph$ et $\nu = 100kmph$ correspondant aux pourcentages 30% et 20% respectivement. Nous déployons $N_{pico} \in 1, 2, 4$ pico cellules pour les scénarios de regroupement élevé et faible "low" et "high clustering" définis dans le tableau 3.1.

La figure 4.1-(a) montre que le nombre d'usagers déchargés aux pico cellules augmente avec la valeur du biais de l'extension d'aire de pico-cellule et avec le nombre de pico cellules déployées dans la surface de la cellule macro. D'autre part, la figure 4.1-(b) montre que la croissance du nombre des cellules pico ainsi que l'augmentation du biais cause une dégradation du rapport signal-sur-interférence des usagers des petites cellules. Les figures 4.2 et 4.3 montrent la fonction de répartition cumulative empirique du débit au niveau système pour $N_{pico} \in 1, 2, 4$ pico cellules déployées dans la surface géographique de la macro cellule dans le cas d'un regroupement faible et élevé, respectivement, pour une valeur de biais $RE = 3dB$. Il est facile à remarquer que le nouveau CTR avec l'algorithme d'estimation de canal ML et LS appliqué conjointement avec la technique RE montrent les meilleurs performances en termes de débit sur le niveau système pour les petites cellules ainsi que la cellule entière. Nous comparons les performances par rapport l'émetteur-récepteur menu du mode conventionnel d'estimation de canal DA LS pour les scénarios de regroupement faible et élevé.

La figure 4.4 montre le débit moyen total pour les pico cellules et la cellule entière pour le scénario d'un regroupement faible et élevé "high and low clustering". On note que le débit total augmente avec le nombre de pico cellules déployées et avec le biais d'extension d'aire. En outre,

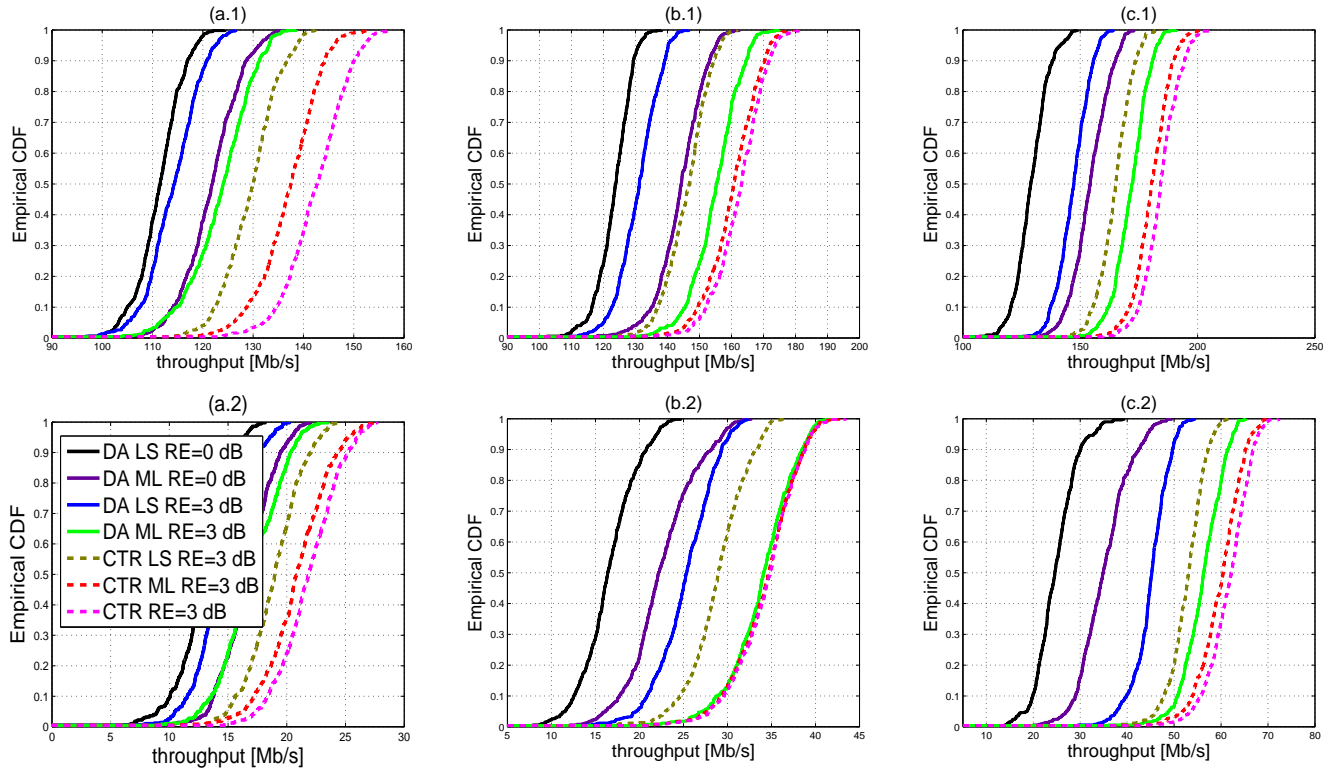


Figure 4.2 – Fonction de répartition cumulative empirique du débit du niveau système pour a) 1 pico cellule par surface macro-cellulaire, b) 2 pico cellules par surface macro-cellulaire, and c) 4 pico cellules par surface macro-cellulaire; pour 1) cellule entière, et 2) pour pico cellule pour le cas de regroupement "low clustering".

appliquer notre émetteur-récepteur cognitif conjointement avec la technique d'extension d'aire offre les meilleurs débits pour les scénarios de "low" et "high clustering". On note aussi à travers la figure 4.4 que les pico cellules offrent de meilleures performances en termes de débit dans le cas d'un scénario de high clustering. Ce résultat est bien naturel vue que pour le cas d'un regroupement élevé le nombre d'utilisateurs affectés aux petites cellules est plus important que celui dans le cas d'un regroupement faible. Ce résultat explique alors la nécessité de déploiement de petites cellules dans les zones de population très dense. Les gain en débit moyen et sur le bord de la cellule (5 percentile) sur le niveau système pour le cas d'un regroupement faible "low clustering" est donné dans la figure 4.5. Appliquer notre nouveau CTR conjointement avec la technique d'extension d'aire offre un gain en débit moyen pour les pico cellules aussi élevé que 150% par rapport à 80% en appliquant la technique d'extension d'aire sans la cognition pour le cas où $N_{\text{pico}} = 4$. Le gain en débit sur le bord de la cellule atteint 250% avec la cognition et l'extension d'aire contre 130% pour l'extension d'aire sans cognition. Concernant la cellule entière, notre CTR appliqué conjointement avec l'extension d'aire (RE) offre un gain en débit moyen dépassant 40% comparé à seulement 15% pour RE sans

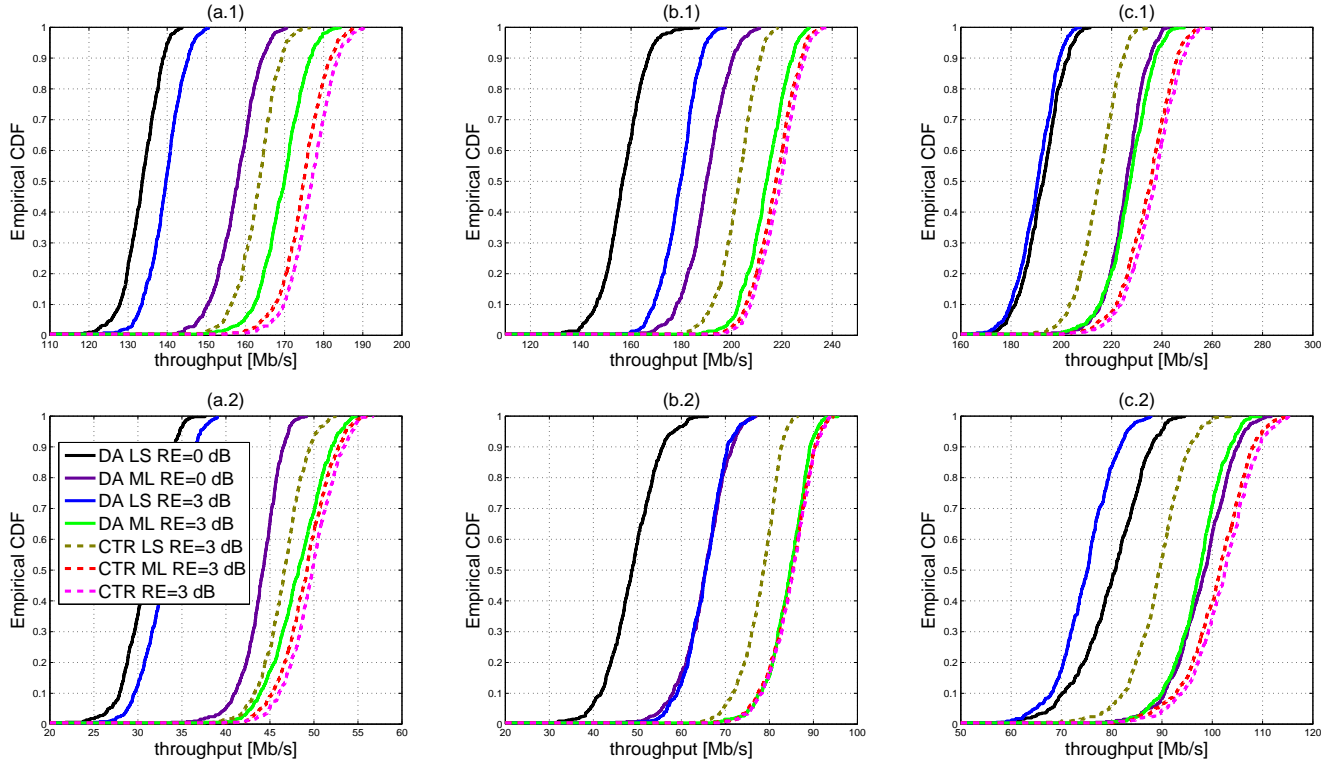


Figure 4.3 – Fonction de répartition cumulative empirique du débit du niveau système pour a) 1 pico cellule par surface macro-cellulaire, b) 2 pico cellules par surface macro-cellulaire, and c) 4 pico cellules par surface macro-cellulaire; pour 1) cellule entière, et 2) pour pico cellule pour le cas de regroupement "high clustering".

cognition pour $N_{\text{pico}} = 4$. D'autre part, le gain en débit sur les bords de la cellule offert par notre CTR conjointement avec la RE atteint 50% contre seulement 18% pour RE sans cognition pour $N_{\text{pico}} = 4$. La figure 4.6 montre le gain en débit moyen et sur le bord de la cellule pour notre CTR appliqué conjointement avec la technique de RE pour le scénario de regroupement élevé "high clustering". On note que la technique d'extension d'aire n'est pas bénéfique pour les performances du système utilisant l'estimateur assisté par pilote à moindres carrés pour $N_{\text{pico}} = 4$. Ce résultat s'explique par le fait que le niveau d'interférence s'accroît avec le nombre de pico cellules déployées. Ce problème ne se pose pas dans le cas d'un regroupement faible car le nombre d'utilisateurs de la pico cellule est beaucoup plus faible que celui pour un regroupement élevé. Cependant, appliquer notre CTR conjointement avec la technique de RE réalise un gain de 20% en débit moyen et au bord de la cellule, respectivement, pour les mêmes conditions au niveau de la cellule entière. D'autre part, appliquer notre CTR conjointement avec la technique de RE atteint un gain aussi élevé que 70% et 120% en débit moyen et au bord de la cellule, respectivement, pour les pico cellules dans le cas où $N_{\text{pico}} = 2$ contre seulement 30% et 60% pour l'estimation de canal conventionnelle DA

LS. Concernant la cellule entière, les gains en débit moyen et au bord de la cellule abordent 40% et 50%, respectivement, par rapport à seulement 15% et 20% pour l'estimateur conventionnel DA LS.

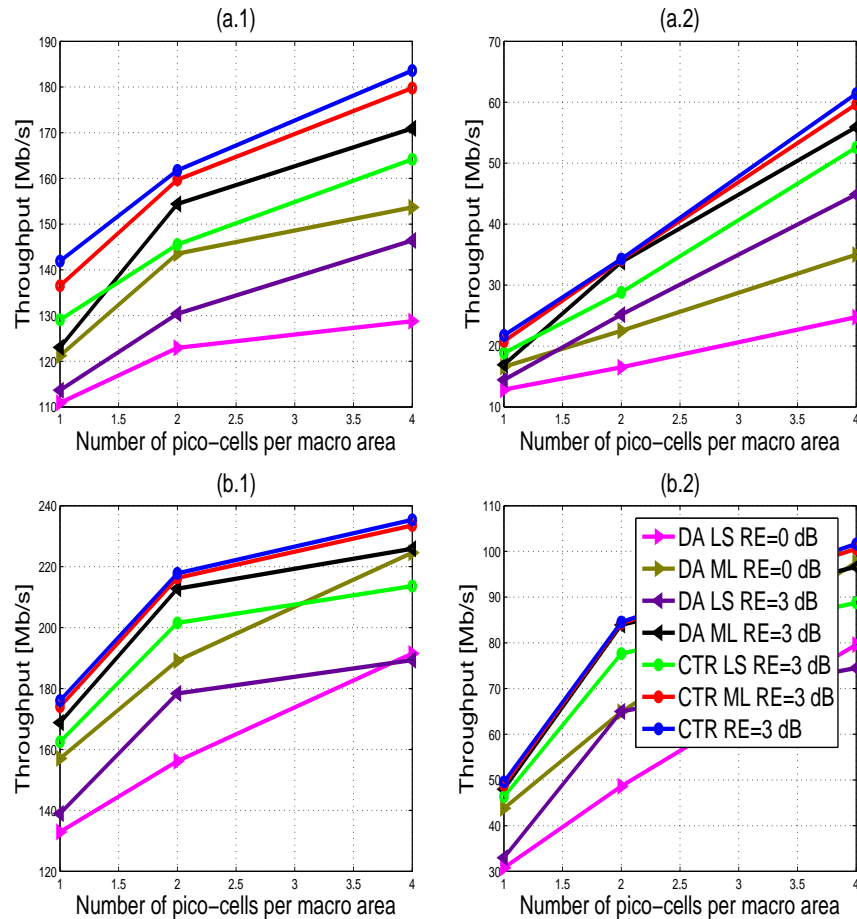


Figure 4.4 – Débit sur le niveau système pour: 1) la cellule entière et 2) la cellule pico pour a) low et b) high clustering.

4.3 Amélioration de l'efficacité de puissance

Réduire la puissance transmise est une solution directe qui permet de diminuer l'effet de l'interférence sur les petites cellules et ainsi l'amélioration de l'aire de couverture de ces noeuds secondaires. Plusieurs travaux récents de recherches considèrent le problème d'interférence qui confronte les petites cellules. Dans (Li *et al.*, 2014) par exemple, un contrôle de puissance dynamique distribué est proposé pour résoudre ce problème. Un algorithme d'annulation de l'interférence du signal de référence spécifique à la cellule est proposé dans (Wei *et al.*, 2015). Une technique de coordination d'interférence entre les pico et les macro cellules en se basant sur une division des équipements

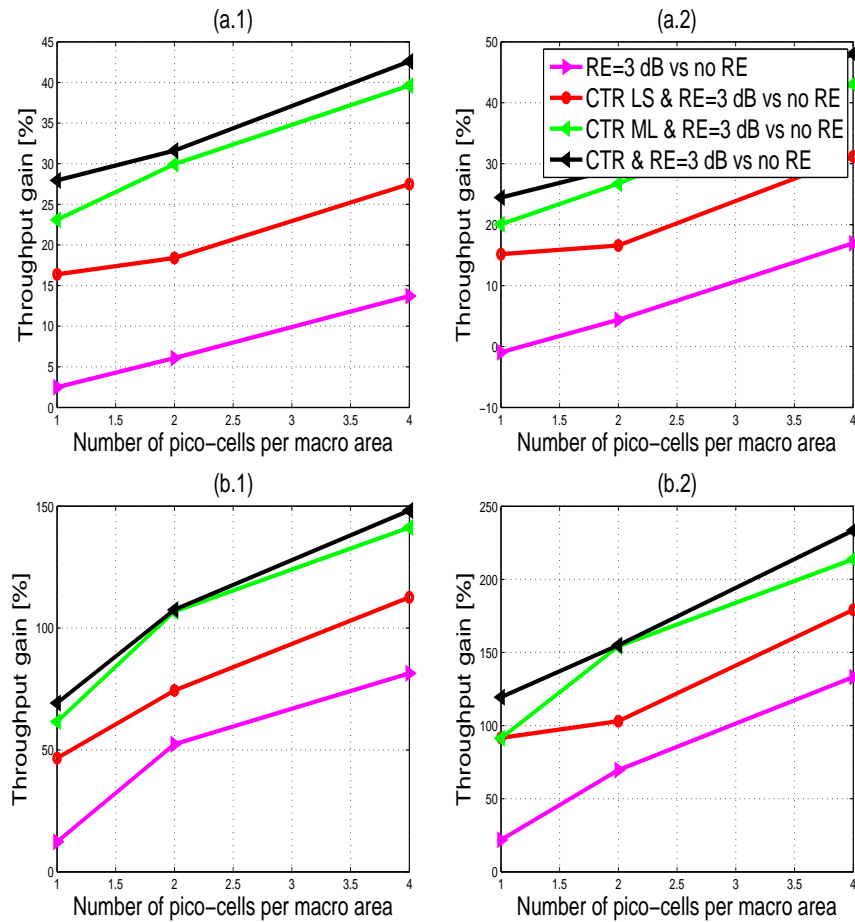


Figure 4.5 – Gains en débit 1) moyen, et 2) au bord de la cellule sur le niveau système dans le cas d'un "low clustering" pour : a) la cellule entière, et b) les pico cellules.

mobiles selon leur rapport signal-sur-interférence est introduit dans (Xi *et al.*, 2014). Dans (Soret & Pedersen, 2012) la réduction de la puissance transmise de la macro cellule a été considérée dans le cadre de sous-trames quasi blanches "Almost Blank Subframes" qui suppose arrêter ou réduire la transmission des cellules macro pour les sous-trames "protégées" (Yuanye & Pedersen, 2012) et (Lopez-Perez *et al.*, 2011). Dans ce travail, nous considérons la réduction de la puissance transmise de la macro cellule dans le cas d'une allocation co-canal de fréquences pour laquelle les cellules macro et pico partagent la même bande de fréquence. En effet, l'utilisateur mobile choisit la cellule qui le sert selon la meilleure puissance de signal reçue. D'autre part, les cellules pico transmettent avec des puissances très faibles par rapport à la cellule macro (40 fois moins). Ce fait rend alors la zone de couverture des petites cellules très limitée et ainsi une exploitation non-efficace de ses ressources. Réduire ainsi la puissance transmise par la cellule macro s'avère une solution directe de ce problème, avec en contrepartie, une dégradation des performances de cette dernière. Nous démontrons alors que notre nouveau émetteur-récepteur cognitif permet d'avoir de meilleures performances par rap-

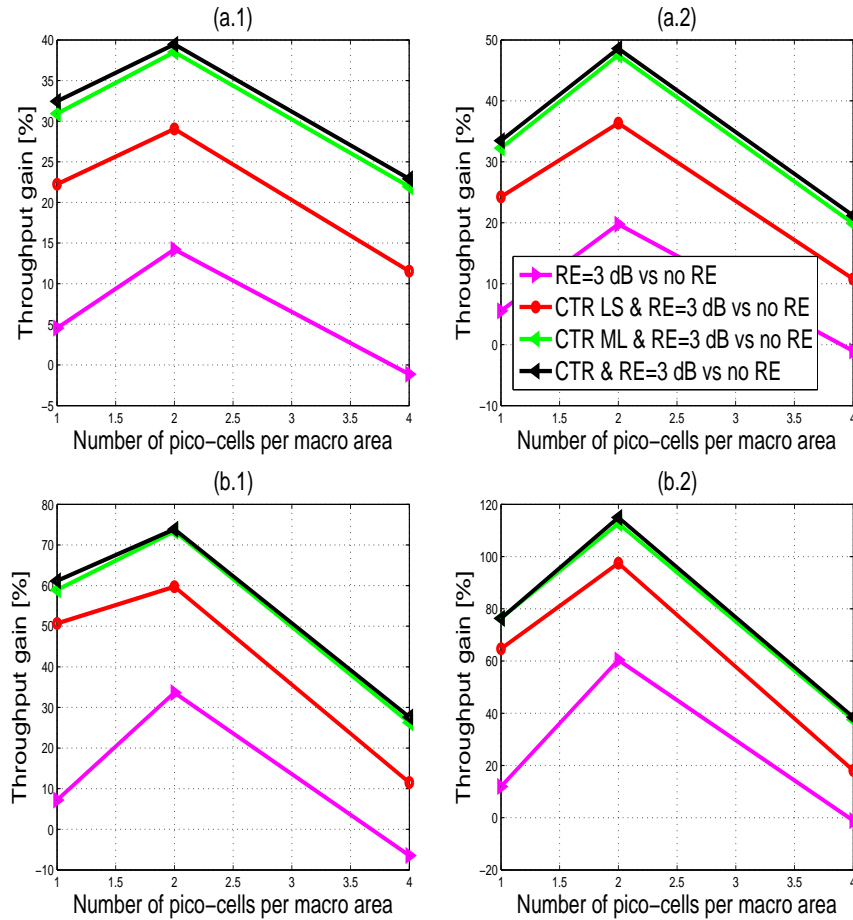


Figure 4.6 – Gains en débit 1) moyen, et 2) au bord de la cellule sur le niveau système dans le cas d'un "high clustering" pour : a) la cellule entière, et b) les pico cellules.

port à l'estimateur assisté par pilote à moindres carrés conventionnel (DA LS) pour la cellule macro tandis que sa puissance transmise est diminuée. Nous diminuons alors la puissance transmise de la cellule macro de 40 Watts à 30 et 20 Watts. La figure 4.7 montre que réduire la puissance transmise par la cellule macro augmente le nombre d'utilisateurs servis par la cellule pico pour le scénario de regroupement faible et élevé "low and high clustering". Cependant, les performances de la cellule macro se dégradent avec la réduction de la puissance transmise correspondante comme démontré dans la figure 4.8 qui présente la fonction de répartition cumulative du débit pour la cellule entière, la cellule macro et les pico cellules dans le cas d'un regroupement faible et élevé¹. La figure 4.8 montre aussi que les performances des pico cellules s'améliorent considérablement en termes de débit avec la réduction de la puissance transmise par les cellules macro. Notre contribution consiste ici à introduire le nouveau émetteur-récepteur cognitif (CTR) qui permet de réduire la puissance macro

1. Notons ici que pour alléger le nombre de figures de ce chapitre nous montrons les résultats de simulations que pour le cas de $N_{\text{pico}} = 2$ et $N_{\text{pico}} = 4$ pour les scénarios "low" et "high" clustering, respectivement.

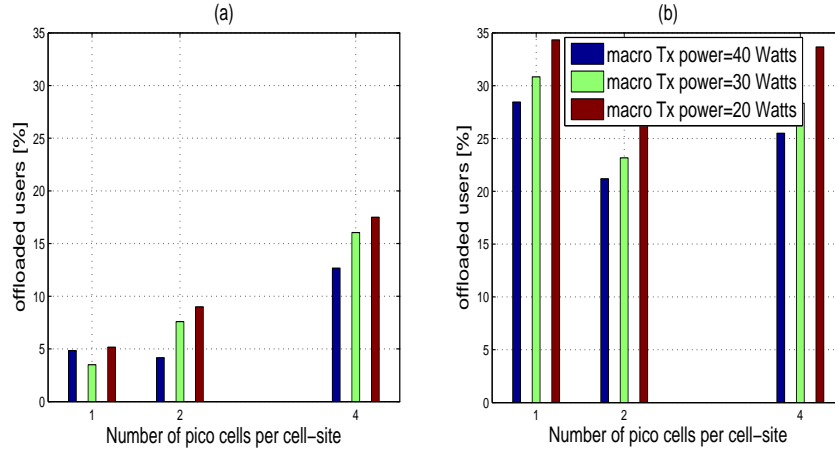


Figure 4.7 – Pourcentage d'utilisateurs déchargés aux cellules pico pour le scénario (a) low clustering et (b) high clustering.

(20 et 30 Watts) tout en gardant de meilleures performances que le mode conventionnel (DA LS) avec la puissance d'origine (40 Watts). Concernant la cellule entière, la figure 4.8 montre que notre CTR avec la puissance réduite (20 Watts au lieu de 40 Watts) offre le meilleur débit sur le niveau système. La figure 4.9 montre le gain en débit moyen et sur le bord de la cellule offert par notre nouveau émetteur-récepteur cognitif transmettant avec une puissance de 20 watts en comparaison avec le mode conventionnel d'estimation de canal assisté par pilote de l'algorithme à moindres carrés transmettant avec la puissance conventionnelle de 40 Watts. On atteint un gain aussi important que 230% et 140% en débit moyen et au bord de la cellule, respectivement, pour les pico cellules pour le scénario de "low clustering" avec $N_{\text{pico}} = 2$ comme montré dans la figure 4.9-a). On note que le gain diminue pour le cas $N_{\text{pico}} = 4$ à cause de l'augmentation de niveau d'interférence avec le nombre de petites cellules déployées. Pour le scénario "high clustering", la figure 4.9-b) montre que le nouveau CTR offre un gain en débit moyen et au bord de la cellule aussi élevé que 70% et 100% pour les cellules pico. D'autre part, le gain en débit moyen et au bord de la cellule dont bénéficie la cellule entière atteint 60% et 50%, respectivement, pour le scénario "low clustering" présenté dans la figure 4.9-a). Pour le scénario "high clustering", la figure 4.9-b) montre que le gain en débit moyen et au bord de la cellule est aussi important que 40% pour la cellule entière. Concernant la cellule macro ayant sa puissance transmise réduite en moitié (de 40 à 20 Watts), le nouveau émetteur-récepteur cognitif permet d'enregistrer un gain en débit moyen et au bord de la cellule qui excède 20% pour le scénario "low clustering" pour $N_{\text{pico}} = 4$. Dans le cas d'un regroupement élevé "high clustering", le gain atteint par la cellule macro est de 30% pour le débit moyen et au bord de la cellule pour $N_{\text{pico}} = 1$ par rapport à l'émetteur-récepteur à mode conventionnel DA LS.

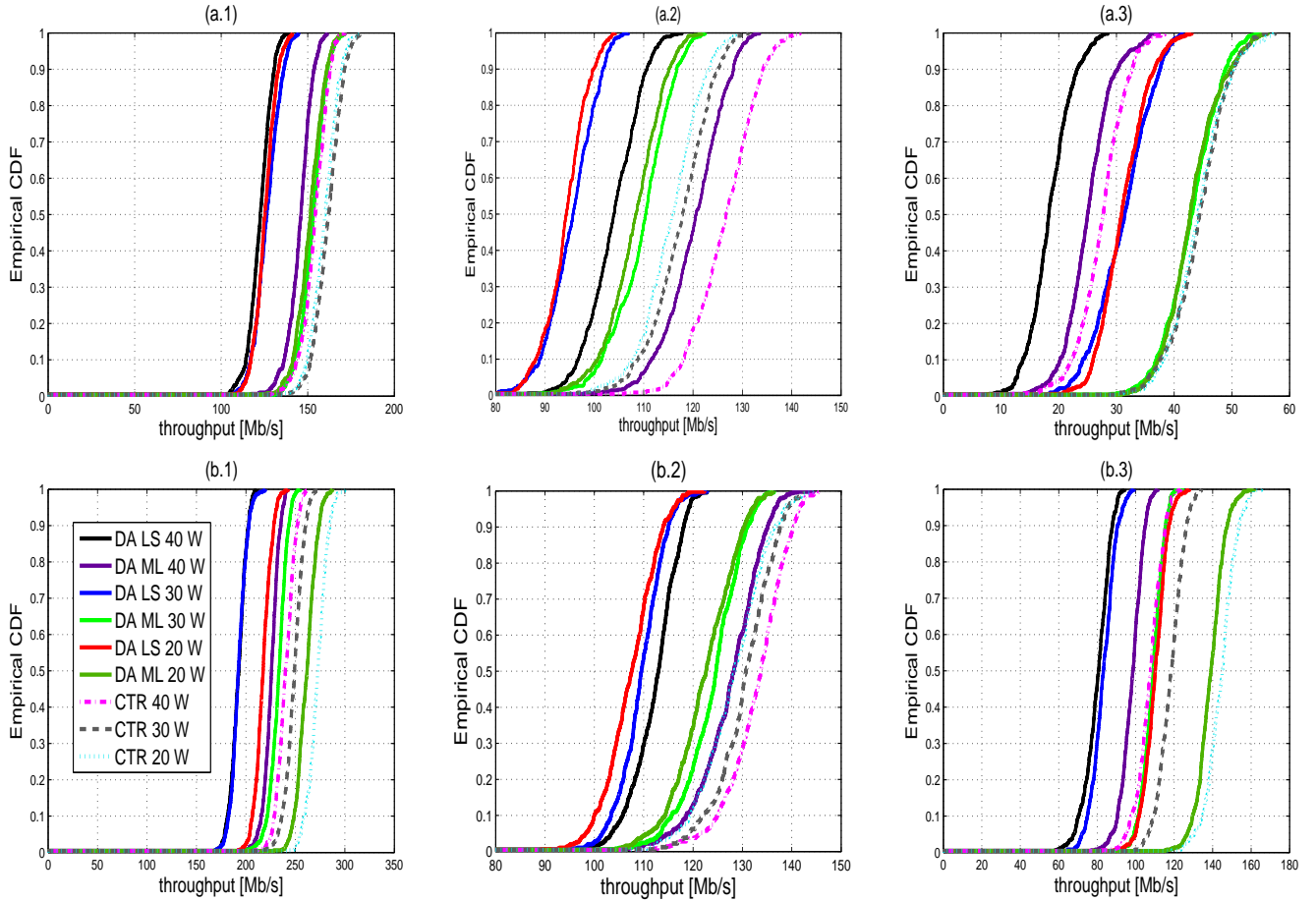


Figure 4.8 – Fonction de répartition cumulative empirique du débit sur le niveau système pour le scenario: a) low clustering avec 2 pico-cellules par aire macro cellulaire, b) high clustering 4 pico-cellules par aire macro cellulaire; 1) par cellule entière, 2) par macro cellule, et 3) par pico cellule.

4.4 Conclusion

Nous avons montré dans ce chapitre l'apport de notre nouveau émetteur-récepteur cognitif CTR aux pico cellules pour le système HetNet. Les petites cellules sont des noeuds secondaires à faible puissance transmise déployées dans un réseau cellulaire pour améliorer la capacité et le débit. Les petites cellules souffrent d'un problème sérieux d'interférence limitant ses performances à cause de la faible puissance transmise par rapport à la cellule macro. Nous évoquons alors deux solutions introduites dans la littérature pour résoudre le problème d'interférence des noeuds secondaires en présentant l'apport de notre nouveau émetteur-récepteur cognitif CTR pour améliorer les performances de ces solutions. Nous montrons que notre CTR appliqué conjointement avec la technique d'extension de l'aire pico cellulaire (RE) offre des gains beaucoup plus élevés que pour la technique

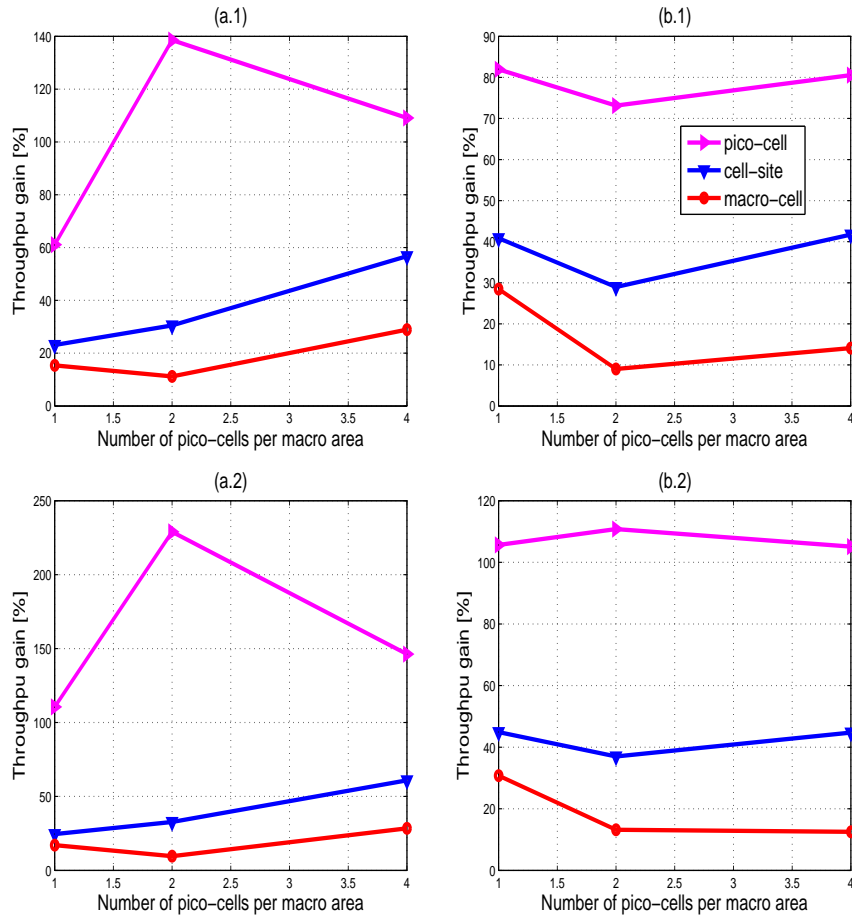


Figure 4.9 – Gains en débit 1) moyen et 2) au bord de la cellule sur le niveau système du nouveau CTR avec puissance transmise de 20 Watts par rapport au mode conventionnel DA LS avec la puissance transmise conventionnelle de 40 Watts pour le scénario: (a) low clustering et (b) high clustering.

RE sans cognition. D'autre part, nous montrons que notre nouveau CTR permet de diminuer la puissance transmise de la cellule macro tout en réalisant un gain par rapport à l'émetteur-récepteur à mode conventionnel d'estimation de canal assisté par pilote (DA LS).

Chapitre 5

Conclusion

La demande de service de communications sans fils a connu une croissance exponentielle pendant la dernière décennie. D'autre part, la rareté des ressources fréquentielles a orienté les opérateurs de ce service vers la solution des réseaux hétérogènes qui font l'objet de plusieurs recherches scientifiques et dont le principe est le déploiement de noeuds secondaires (petites cellules) transmettant avec une puissance plus faible que celle de la cellule accueillante. L'allocation co-canal de fréquence permet aux petites cellules de partager les mêmes ressources avec la cellule macro et ainsi atteindre la meilleure exploitation de ressources et ainsi une meilleure efficacité spectrale. Cependant, le problème d'interférence cause une dégradation sérieuse des performances de certains équipements mobiles. Durant ce travail, nous visons alors l'amélioration de performances de système LTE HetNet sur le lien descendant en appliquant le concept de la radio cognitive.

La radio cognitive est généralement connue par son premier objectif qui consiste à l'allocation dynamique et efficace du spectre radio (SPA) en allouant les fréquences les moins occupées, y compris autorisées et non-autorisées, aux usagers secondaires qui ont besoin de largeur de bande (Mitola, 2006). Pour notre projet, nous visons le deuxième objectif de la radio cognitif qui consiste à fournir une communication très fiable indépendamment du temps et du lieu en considérant plusieurs dimensions de reconfiguration dynamique autre que l'allocation de spectre. Nous concevons alors un émetteur-récepteur cognitif qui sélectionne le meilleur triplet mode d'identification de canal (assisté par pilote, hybride ou autodidacte), algorithme d'estimation de canal (maximum de vraisemblance ou moindres carrés), mode de détection (cohérent ou différentiel) dépendamment des conditions de canal représentés par le triplet rapport signal-à-bruit/indicateur de qualité de canal, vitesse du

mobile (évanouissement lent ou rapide), type de canal (évanouissement plat ou sélectif en fréquence). L'idée qui nous motive est principalement la variation du meilleur mode d'estimation de canal selon les conditions de propagation.

Pour mettre en valeur notre travail, nous avons passé par les deux étapes de simulations d'un réseau cellulaire qui sont:

- **Le niveau lien** simulant une seule station de base et un seul équipement d'utilisateur.
- **Le niveau système** simulant un réseau cellulaire entier (multi cellules/ multi usagers).

Sur le niveau lien, nous avons considéré comme référence l'émetteur-récepteur LTE conventionnel qui utilise le mode d'estimation de canal assisté par pilote de l'algorithme à moindres carrés et nous avons implémenté le mode hybride et le mode autodidacte correspondant à cet algorithme. Nous avons développé aussi pour l'émetteur-récepteur LTE sur le lien descendant les différents modes d'estimation de canal (assisté par pilote, hybride et autodidacte) de l'algorithme à maximum de vraisemblance proposé dans (Bellili *et al.*, 2015). De plus, nous avons développé la détection purement différentielle (pas d'estimation de canal) pour l'émetteur-récepteur LTE sur le lien descendant. Des simulations extensives du niveau lien (phase d'apprentissage) permettent de tracer les règles de décision qui définissent le meilleur triplet mode d'identification de canal, algorithme d'estimation de canal, mode de détection performant en termes de débit selon les conditions de canal et les gains correspondants. Nous prouvons à travers ce travail que la détection différentielle, dans certaines conditions de canal, est meilleure que la détection cohérente en termes de performances. Ce résultat offre une toute nouvelle perception de la détection différentielle qui était toujours présentée comme inférieure en termes de performances par rapport à la détection cohérente, mais ceci est pour des conditions « idéales » de propagation. Intégrer alors la détection différentielle en plus de la détection cohérente dans l'émetteur-récepteur LTE offre un gain considérable en performances. Ces règles nous ont permis alors de proposer un nouveau émetteur-récepteur cognitif qui s'adapte aux conditions du canal pour améliorer le débit. En utilisant cet émetteur-récepteur cognitif, un gain en débit sur le niveau lien aussi élevé que 700% est atteint dans certaines conditions de canal. Cette contribution a abouti à la publication du travail (Mrissa *et al.*, 2015e).

Pour valider notre travail sur l'échelle multi cellulaire, nous avons développé le simulateur LTE HetNet du niveau système en partant d'un simulateur d'un réseau macro cellulaire homogène. Nous avons traduit ensuite les résultats obtenus par notre émetteur-récepteur cognitif sur le niveau lien en termes de taux d'erreurs sur les trames au niveau système. Des simulations extensives du niveau système ont permis d'enregistrer un gain en débit moyen aussi important que 40% pour la cellule

entière (surface géographique couvert par les pico cellules et la macro cellule accueillante) dans le cas des canaux à évanouissement plat et pour le scénario d'un regroupement élevé. Cette contribution a fait l'objet de la publication (Mrissa *et al.*, 2015d).

Nous avons étendu ce travail pour les canaux à évanouissement sélectif en fréquences et pour le scénario d'un regroupement faible ce qui a abouti à alors un gain en débit moyen aussi important que 80% pour la cellule entière. Ce travail a fait l'objet de la publication en révision (Mrissa *et al.*, 2015c).

Étant donné les valeurs importantes des gains en débit sur le niveau lien offert par notre nouveau émetteur-récepteur cognitif dans les régions de faible rapport signal à bruit, nous appliquons ce nouveau concept pour améliorer le fonctionnement des pico cellules menues de la technique d'extension d'aire (range expansion). Cette technique consiste à biaiser la puissance reçue depuis les petites cellules de manière à décharger plus d'utilisateurs aux noeuds secondaires. Cependant, ces derniers souffrent d'un problème sérieux d'interférence vu qu'en réalité ils ont la puissance reçue depuis la cellule macro plus élevée que celle de la cellule pico. Nous atteignons un gain en débit moyen aussi élevé que 40% en appliquant le nouveau émetteur-récepteur cognitif conjointement avec la technique d'extension d'aire pico cellulaire contre seulement 15% pour cette technique sans cognition. Ce travail a fait l'objet de la publication (Mrissa *et al.*, 2015a).

Réduire la puissance transmise par la macro cellule est une autre solution qui permet d'améliorer le fonctionnement des pico cellules en diminuant l'interférence causée par la cellule accueillante. Cependant cette solution cause une dégradation de performances de la macro cellule. En appliquant notre nouveau émetteur-récepteur cognitif, nous avons démontré qu'une réduction de la moitié (de 40 à 20 Watts) de la puissance transmise de la macro cellule est possible sans perdre de performances par rapport au mode d'estimation conventionnel assisté par pilote pour l'algorithme à moindres carrés. Néanmoins, un gain en débit moyen dépassant 20% est enregistré par la cellule macro en dépit de la réduction de sa puissance transmise. Concernant la cellule entière, un gain en débit moyen aussi élevé que 60% est réalisé grâce au nouvel émetteur-récepteur cognitif. Cette contribution a fait l'objet de la publication (Mrissa *et al.*, 2015b).

Cet article a dû être retiré de la version électronique en raison de restrictions liées au droit d'auteur.

Vous pouvez le consulter à l'adresse suivante :

DOI : 10.1109/IWCMC.2015.7288931

Article 1

Context-Aware Cognitive SIMO Transceiver for Increased LTE-Downlink Link-Level Throughput

Émetteur-Récepteur Cognitif SIMO sur le Niveau Descendant pour l'Augmentation de Débit du Niveau-Lien

Auteurs

Imen Mrissa¹, Faouzi Bellili¹, Sofène Affes¹, et Alex Stéphenne¹

¹ INRS-EMT

Publication ciblée

IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB)

October 2015

Cet article a dû être retiré de la version électronique en raison de restrictions liées au droit d'auteur.

Vous pouvez le consulter à l'adresse suivante :

DOI : 10.1109/IWCMC.2015.7288931

Article 2

A Context-Aware Cognitive SIMO Transceiver for Increased LTE-HetNet System-Level DL-Throughput

Émetteur-Récepteur Cognitif SIMO pour l'Amélioration du Débit du Niveau-Systeme des reseaux LTE HetNet sur le Niveau Descendant.

Auteurs

Imen Mrissa¹, Faouzi Bellili¹, Sofiène Affes¹, et Alex Stéphenne¹

¹ INRS-EMT

Publication ciblée

IEEE International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), *Invited Paper*,

August 2015.

Cet article a dû être retiré de la version électronique en raison de restrictions liées au droit d'auteur.

Vous pouvez le consulter à l'adresse suivante :

DOI : 10.1109/ICUWB.2015.7324398

Article 3

A Context-Aware Cognitive SIMO DL Transceiver for LTE HetNet Enhanced Pico-Cell Range Expansion

Émetteur-Récepteur Cognitif SIMO pour l'Amélioration des Performances de l'Extension de l'air pico cellulaire sur le Niveau Descendant des réseaux LTE HetNet.

Auteurs

Imen Mrissa¹, Faouzi Bellili¹, Sofiène Affes¹, et Alex Stéphenne¹

¹ INRS-EMT

Publication ciblée

IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB),

October 2015.

Cet article a dû être retiré de la version électronique en raison de restrictions liées au droit d'auteur.

Vous pouvez le consulter à l'adresse suivante :

DOI : 10.1109/ICUWB.2015.7324399

Article 4

A Context-Aware Cognitive SIMO DL Transceiver for LTE HetNet Power Efficiency and Throughput Enhancement

**Émetteur-Récepteur Cognitif SIMO pour l'Amélioration du débit et de l'efficacité de
Puissance sur le Niveau Descendant des réseaux LTE HetNet.**

Auteurs

Imen Mrissa¹, Faouzi Bellili¹, Sofiène Affes¹, et Alex Stéphenne¹

¹ INRS-EMT

Publication ciblée

IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB),
October 2015.

Cet article a dû être retiré de la version électronique en raison de restrictions liées au droit d'auteur.

Vous pouvez le consulter à l'adresse suivante :

DOI : 10.1002/wcm.2705

Article 5

A Context-Aware Cognitive SIMO Transceiver for Enhanced Throughput on the Downlink of LTE HetNet

**Émetteur-Récepteur Cognitif SIMO pour l'Amélioration du Débit des réseaux LTE
HetNet sur le Niveau Descendant.**

Auteurs

Imen Mrissa¹, Faouzi Bellili¹, Sofène Affes¹, et Alex Stéphanne¹

¹ INRS-EMT

Publication ciblée

Wiley Wireless Communications and Mobile Computing, Invited Paper, under review, *Invited Paper*,
November 2015.

Références

- (2002). *3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; High Speed Downlink Packet Access: UE Radio Transmission and Reception (FDD)*. 3GPP Organizational Partners, 3gpp tr 25.890 v1.0.0, release 5 edition.
- Akino TK (Nov. 2008). Optimum weighted RLS channel estimation for rapid fading mimo channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 11, pp. 4248-4260.
- Al-Naffouri TY, Islam KMZ, Al-Dhahir N & Lu S (April 2010). A Model reduction approach for OFDM channel estimation under high mobility conditions. *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 4, pp. 2181-2193.
- Attar A, Krishnamurthy V & Gharehshiran O (Aug. 2011). Interference management using cognitive base-stations for UMTS LTE. *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, no. 8, pp. 152-159.
- Bellili F, Meftchi R, Affes S & Stéphenne A (Jan. 2015). Maximum likelihood SNR estimation of linearly-modulated signals over time-varying flat-fading SIMO channels. *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 63, no. 2, pp. 441-456.
- Bello P (Dec. 1963). Characterization of randomly time-variant linear channels. *IEEE Transactions on Communications Systems*, vol. 11, no. 4, pp. 360-393.
- Bhat P, Nagata S, Campoy L, Berberana I, Derham T, Guangyi L, Xiaodong S, Zong ZP & Jin Y (February 2012). LTE-advanced: an operator perspective. *IEEE Communications Magazine*, vol. 50, no.2, pp. 104-114.
- Bolcskei H, Heath RW & Paulraj AJ (Jan 2002). Blind channel identification and equalization in OFDM-based multiantenna systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 1, pp. 96-109.
- Changyong S, Heath RW & Powers EJ (Jan 2002). Blind Channel Estimation for MIMO-OFDM Systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no. 2, pp. 670-685.
- Claussen H (Sept. 2005). Efficient modelling of channel maps with correlated shadow fading in mobile radio systems. *IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, vol. 1, pp. 512-516, Berlin.
- Damnjanovic A, Montojo J, Yongbin W, Tingfang J, Vajapeyam LTM, Taesang Y, Osok S & Malladi D (June 2011). A survey on 3GPP heterogeneous networks. *IEEE Wireless Communications*, vol. 18, no. 3, pp. 10-21.
- David T & Viswanath P (2005). *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press.

- de Beek JJV & al (Jul. 1995). On channel estimation in OFDM systems. *IEEE 45th Vehicular Technology Conference, vol. 2, pp. 815-819, Chicago.*
- Doukopoulos XG & Moustakides GV (July 2006). Blind Adaptive Channel Estimation in OFDM Systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 5, no. 7, pp. 1716-1725.*
- ETSI (July 2009b). *LTE Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Radio Frequency (RF) system scenarios.* European Telecommunications Standards Institute, 3gpp tr 36.942, v8.2.0, release 8 edition.
- ETSI (March 2008). *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation.* European Telecommunications Standards Institute, 3gpp standard ts 36.211, v8.2.0 (2008-03), release 8 edition.
- ETSI (October 2009a). *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures.* European Telecommunications Standards Institute, 3gpp standard ts 36.213, v8.8.0, release 8 edition.
- Hanzo L, Ng SX, Keller T & Webb W (2003). *Quadrature Amplitude Modulation: From Basics to Adaptive Trellis-Coded, Turbo-Equalised and Space-Time Coded OFDM, CDMA and MC-CDMA Systems Digital Communications.* 2nd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley-IEEE Press.
- Haykin S (1996). *Adaptive filter theory, Third Edition.* Prentice Hall.
- Haykin S (Feb. 2005). Cognitive radio: brain-empowered wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 3, no. 2, pp. 201-220.*
- Huang JW & Krishnamurthy V (Dec. 2011). Cognitive base stations in LTE/3GPP femtocells: a correlated equilibrium game-theoretic approach. *IEEE Transactions on Communications Systems, vol. 59, no. 12, pp. 3485-3493.*
- Ishibashi K, Ochiai H & Kohno R (Sept. 2005). Low-complexity bit-interleaved coded DAPSK for Rayleigh-fading channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 23, no. 9, pp. 1728-1738.*
- Jain R (Feb. 2007). *Channel Models: A Tutorial.* WiMAX Forum AATG.
- Ketonen J, Juntti M & Cavallaro JR (February 2010). Performance—Complexity Comparison of Receivers for a LTE MIMO–OFDM System. *IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 58, no. 6, pp. 3360 - 3372.*
- Khan F (2009). *LTE-Advanced for 4G Mobile Broadband Air Interface Technologies and Performance.* Cambridge University Press.
- Khandekar A, Bhushan N, Tingfang J & Vanghi V (April 2010). LTE-Advanced: Heterogeneous networ. *IEEE European Wireless Conference (EW), pp. 978-982, Lucca.*
- Kikuchi K & Otsuka H (Sept. 2012). Proposal of adaptive control CRE in heterogeneous networks. *IEEE 23rd International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), pp. 910-914, Sydney, NSW.*
- Krenik W, Wyglinski AM & Doyle LE (Feb. 2005). Cognitive radios for dynamic spectrum access. *IEEE Transactions on Communications Systems, vol. 45, no. 5, pp. 64-65.*

- Li Y, Long H, Zhang X, Zheng K & Xi Y (Sept. 2014). A dynamic distributed power control scheme in heterogeneous networks. *IEEE 4th International Conference on Network Infrastructure and Digital Content (IC-NIDC)*, pp. 186-190, Beijing, China.
- Liang D, Soon SXN & Hanzo L (March 2011b). Soft-decision star-QAM aided BICM-IDs. *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 18, no. 3, pp. 169-172.
- Liang D, Soon SXN & Hanzo L (Sept. 2011a). Near-Capacity Turbo Coded Soft-Decision Aided DAPSK/Star-QAM. *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, San Francisco, CA.
- Lijun S, Youxi T, Shaoqian L & Yingtao L (Dec. 2003). BER performance of differential demodulation OFDM system in multipath fading channels. *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, vol. 1, pp. 1-5, San Francisco, USA.
- Lopez-Perez D, Guvenc I, G.delaRoche, Kountouris M, T.Q.S.Quek & Jie Z (June 2011). Enhanced intercell interference coordination challenges in heterogeneous networks. *IEEE Wireless Communications*, vol. 18, no.3, pp. 22 - 30.
- Lopez-Perez D, Xiaoli C & Guvenc I (March 2012). On the Expanded Region of Picocells in Heterogeneous Networks. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 6, no.3, pp. 281-294.
- Lott M (Jul. 1999). Comparison of frequency and time domain differential modulation in an OFDM system for wireless ATM. *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 877-883, Amsterdam.
- Madan R, Borran J, Sampath A, Bhushan N, Khandekar A & Tingfang J (December 2010). Cell Association and Interference Coordination in Heterogeneous LTE-A Cellular Networks. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 28, no.9, pp. 1479-1489.
- May T, Rohling H & Engels V (1998). Performance analysis of Viterbi decoding for 64-DAPSK and 64-QAM modulated OFDM signals. *IEEE Transactions on Communications Systems*, vol. 46, no. 2, pp. 182-190.
- Mehlfuhrer C, Wrulich M, Ikuno JC, Bosanska D & Rupp M (Aug. 2009). Simulating the Long Term Evolution physical layer. *IEEE 17th European Signal Processing Conference*, pp. 1471-1478, Glasgow.
- Mikami M, Miyashita M & Yoshino H (May 2015). A Cell Identification Performance Improvement in Co-Channel Heterogeneous Cellular Networks with Cell Range Expansion. *IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, pp. 1-5, Glasgow.
- Mitola J (2006). *Cognitive Radio Architecture*. John Wiley & Sons.
- Molish A (2011). *3GPP LongTerm Evolution*. Wiley-IEEE Press eBook Chapters.
- Moon T (Nov. 1996). The expectation-maximization algorithm. *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 13, no. 6, pp. 47-60.
- Mrissa I, Bellili F, Affes S & Stephenne A (2015c). A Context-Aware Cognitive SIMO Transceiver for Enhanced Throughput on the Downlink of LTE HetNet . *Wiley Wireless Communications and Mobile Computing, Invited Paper, under review*.

- Mrissa I, Bellili F, Affes S & Stephenne A (Aug. 2015d). A context-aware cognitive SIMO transceiver for increased LTE-HetNet system-level DL-throughput. *IEEE International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), Invited Paper*, pp. 19 - 25, Dubrovnik.
- Mrissa I, Bellili F, Affes S & Stephenne A (Oct. 2015a). A Context-Aware Cognitive SIMO DL Transceiver for LTE HetNet Enhanced Pico-Cell Range Expansion. *IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB)*, pp. 1-5, Montreal, QC, Canada.
- Mrissa I, Bellili F, Affes S & Stephenne A (Oct. 2015b). A Context-Aware Cognitive SIMO DL Transceiver for LTE HetNet Power Efficiency and Throughput Enhancement. *IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB)*, pp. 1-5, Montreal, QC, Canada.
- Mrissa I, Bellili F, Affes S & Stephenne A (Oct. 2015e). Context-Aware Cognitive SIMO Transceiver for Increased LTE-Downlink Link-Level Throughput. *IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB)*, pp. 1-5, Montreal, QC, Canada.
- Muquet B, Courville M & Duhamel P (Jul. 2002). Subspace-Based Blind and Semi-Blind Channel Estimation for OFDM Systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, , vol. 50, no. 7, pp. 1699-1712.
- Okino K, Nakayama T, Yamazaki C, Sato H & Kusano Y (June 2011). Pico cell range expansion with interference mitigation toward LTE-advanced heterogeneous networks. *International Conference on Communications- Workshops (ICC)*, pp. 1-5, Japan.
- Omar S, Ancora A & Slock DTM (September 2008). Performance analysis of general pilot-aided linear channel estimation in LTE OFDMA systems with application to simplified MMSE schemes. *IEEE 19th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pp. 1-6, Cannes, France.
- Parruca D, Grysla M, Gortzen S & Gross J (Sept. 2013). Analytical Model of Proportional Fair Scheduling in Interference-Limited OFDMA/LTE Networks. *IEEE 78th Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, pp. 1-7, Las Vegas, NV.
- Rappaport S (1996). *Wireless Communications: Principles and Practice*. Prentice Hall PTR.
- Raymond K, Cyril L & Jie Z (2008). Multiuser Scheduling on the Downlink of an LTE Cellular System. *Research Letters in Communications*, Hindawi Publishing Corporation.
- Sadekar A & Hafez R (October 2015). LTE-A Enhanced Inter-Cell Interference Coordination (eICIC) with Pico Cell Adaptive Antenna . *IEEE 6th International Conference on Network of the Future (NOF)*, pp. 1-6, Montreal, QC, Canada.
- Simko M, Diniz PSR & Rupp M (April 2013b). New insights in optimal pilot symbol patterns for OFDM systems. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pp. 3737-3741, Shanghai.
- Simko M, Diniz PSR & Rupp M (June 2013a). Design requirements of adaptive pilot-symbol patterns. *IEEE International Conference on Communications (ICC) - Workshop Beyond LTE-A*, pp. 144-148, Budapest.
- Simsek M, Bennis M & Guvenc I (October 2015). Learning Based Frequency- and Time-Domain Inter-Cell Interference Coordination in HetNets. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 10, pp. 4589-4602.

- Soret B & Pedersen K (Dec. 2012). Macro transmission power reduction for HetNet co-channel deployments. *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pp. 4126-4130, Anaheim, CA.
- Strzyz S, Pedersen K, Lachowski J & Frederiksen F (June 2011). Performance optimization of pico node deployment in LTE macro cells. *IEEE Future Network and Mobile Summit (FutureNetw)*, pp. 1-9, Warsaw.
- Telesystem (2010). *LTE in a Nutshell: The Physical Layer*. Telesystem Innovations Inc.
- ThirdGPP (March 2010). *Technical Specification Group Radio Access Network Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) Further advancements for E-UTRA physical layer aspects*. 3rd Generation Partnership Project, third generation partnership project 3gpp tr 36.814 v9.0.0 edition.
- Wan L, Wu H, Yu Y & Zesong F (Nov. 2010). Heterogeneous network in LTE-advanced system. *IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS)*, pp. 156-160, Singapor.
- Wei L, Yue Z, Li-ke H, Cosmas J & Qiang N (June 2015). A Cell Specific Reference Signal Interference Cancellation Scheme for LTE Cellular Access Systems . *IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB)*, pp. 1-6, Ghent, Belgium.
- Xi C, Hailun X, Zhimin Z, Shie W & WenQi Z (Sept. 2014). User partitioning based resource allocation and interference coordination in heterogeneous networks. *IEEE 25th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication (PIMRC)*, pp. 1104-1108, Washington DC.
- Xu C, Liang D, Ng SX & Hanzo L (July 2013). Reduced-complexity noncoherent soft-decision-aided DAPSK dispensing with channel estimation. *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 62, no. 6, pp. 2633- 2643.
- Yuanye W & Pedersen K (May 2012). Performance Analysis of Enhanced Inter-cell Interference Coordination in LTE-Advanced Heterogeneous Networks . *IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, pp. 1-5, Yokohama.

Annexe A

Résultats de Simulations au Niveau Lien

A.1 Emetteur-récepteur cognitif à maximum de vraisemblance

A.1.1 Canal PedA vitesse de mobile $\nu = 2kmph$

Les figures A.1, A.2 et A.3 montrent les résultats des différents modes d'estimation de canal constituant l'émetteur-récepteur cognitif à maximum de vraisemblance pour le canal PedA à vitesse $\nu = 2kmph$.

A.1.2 Canal PedB vitesse de mobile $\nu = 2kmph$

Les figures A.4, A.5 et A.6 montrent les résultats des différents modes d'estimation de canal constituant l'émetteur-récepteur cognitif à maximum de vraisemblance pour le canal PedB à vitesse $\nu = 2kmph$.

A.1.3 Canal VehA vitesse de mobile $\nu = 30kmph$

Les figures A.7, A.8 et A.9 montrent les résultats des différents modes d'estimation de canal constituant l'émetteur-récepteur cognitif à maximum de vraisemblance pour le canal VehA à vitesse $\nu = 30kmph$.

A.1.4 Canal VehA vitesse de mobile $\nu = 100kmph$

Les figures A.10, A.11 et A.12 montrent les résultats des différents modes d'estimation de canal constituant l'émetteur-récepteur cognitif à maximum de vraisemblance pour le canal VehA à vitesse $\nu = 100kmph$.

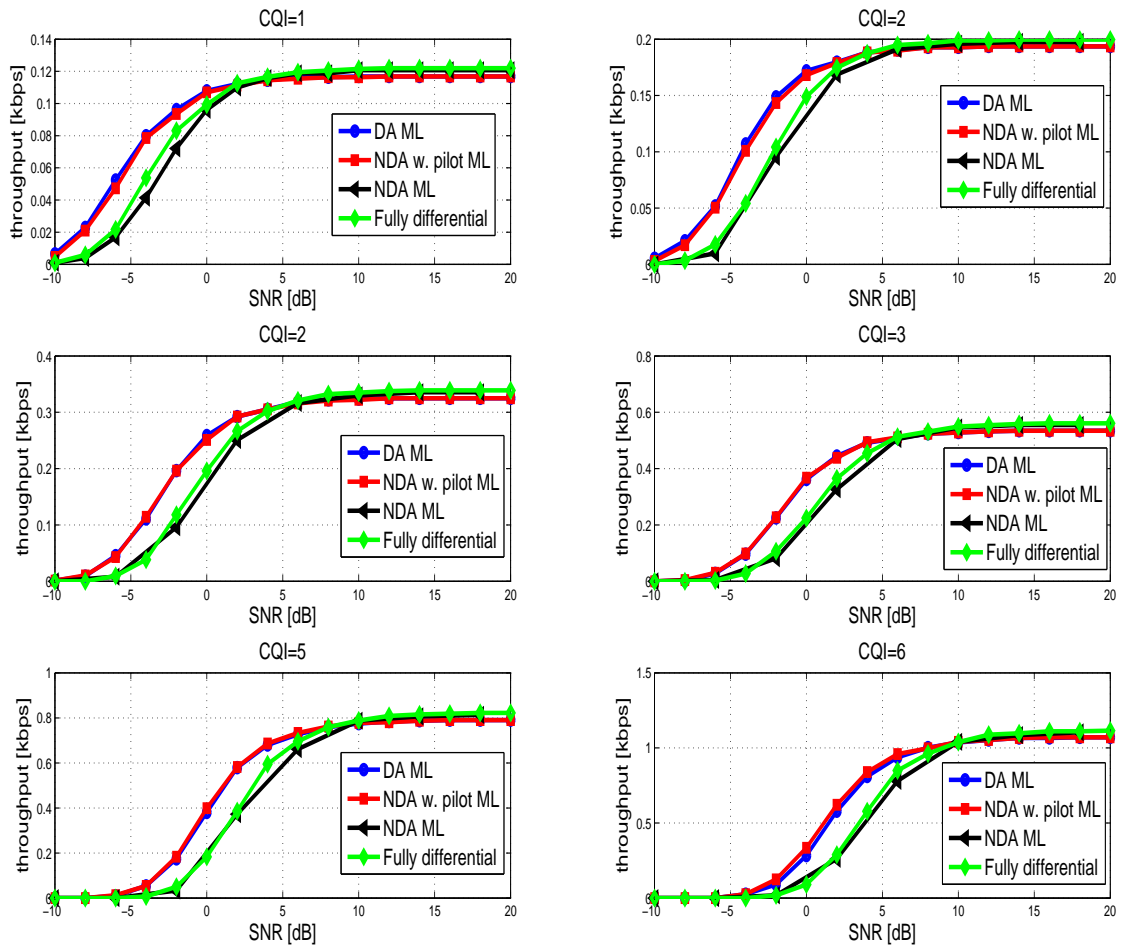


Figure A.1 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedA à vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

A.1.5 Canal VehB vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$

Les figures A.13, A.14 et A.15 montrent les résultats des différents modes d'estimation de canal constituant l'émetteur-récepteur cognitif à maximum de vraisemblance pour le canal VehB à vitesse $\nu = 30\text{kmph}$.

A.1.6 Canal VehB vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$

Les figures A.16, A.17 et A.18 montrent les résultats des différents modes d'estimation de canal constituant l'émetteur-récepteur cognitif à maximum de vraisemblance pour le canal VehB à vitesse $\nu = 100\text{kmph}$.

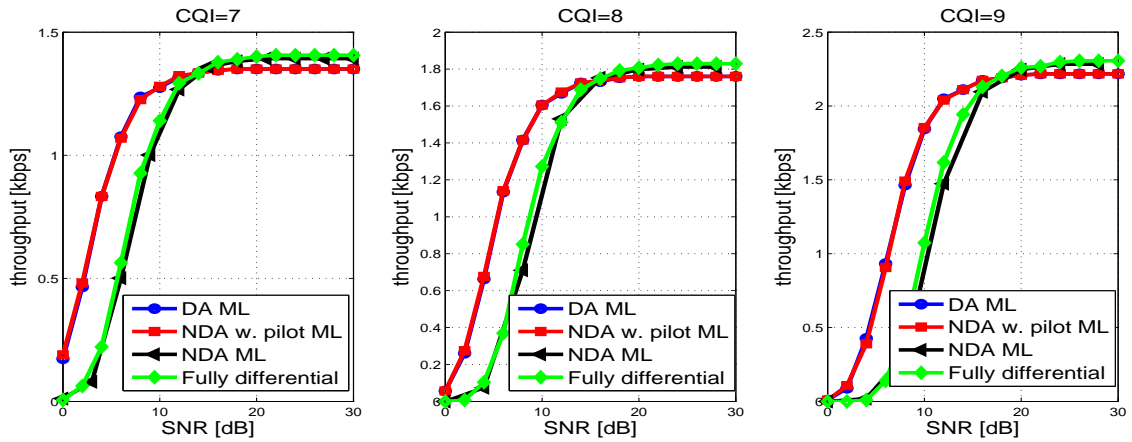


Figure A.2 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedA à vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

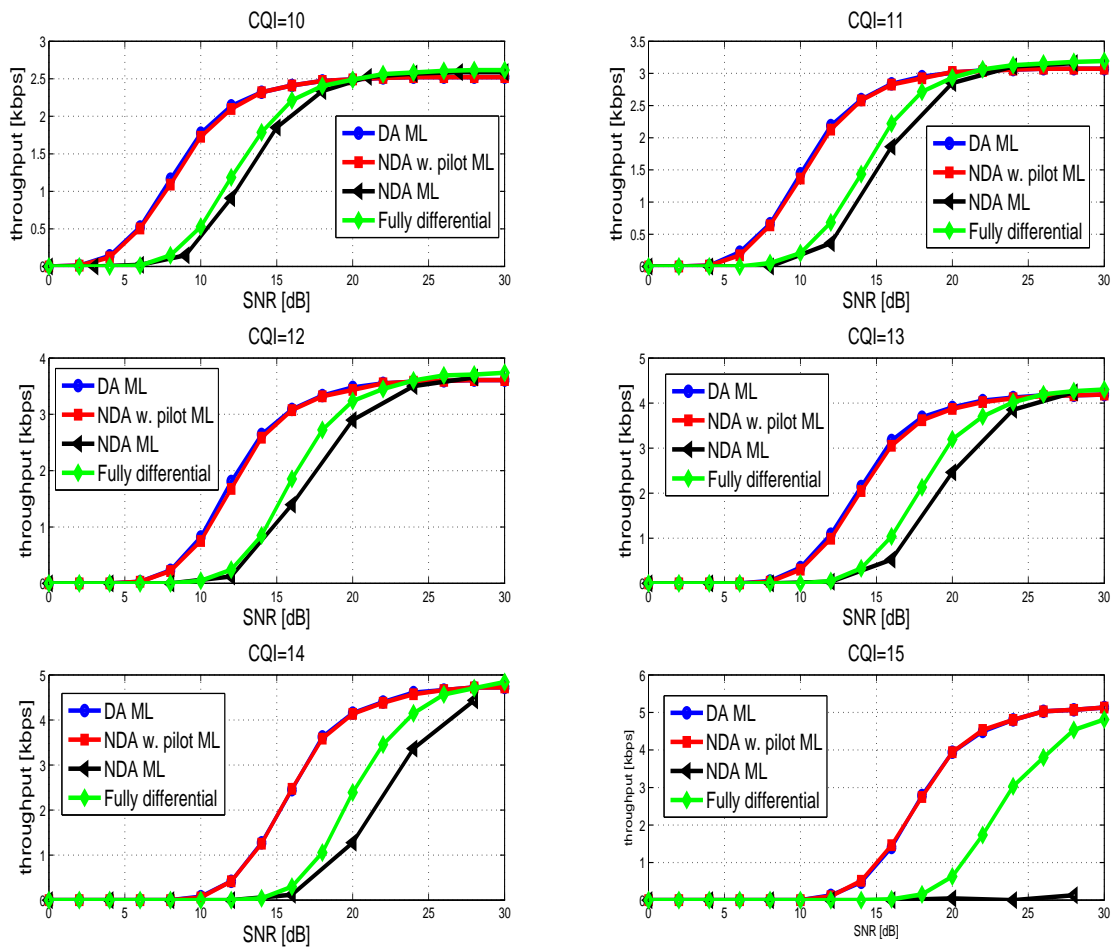


Figure A.3 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedA à vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

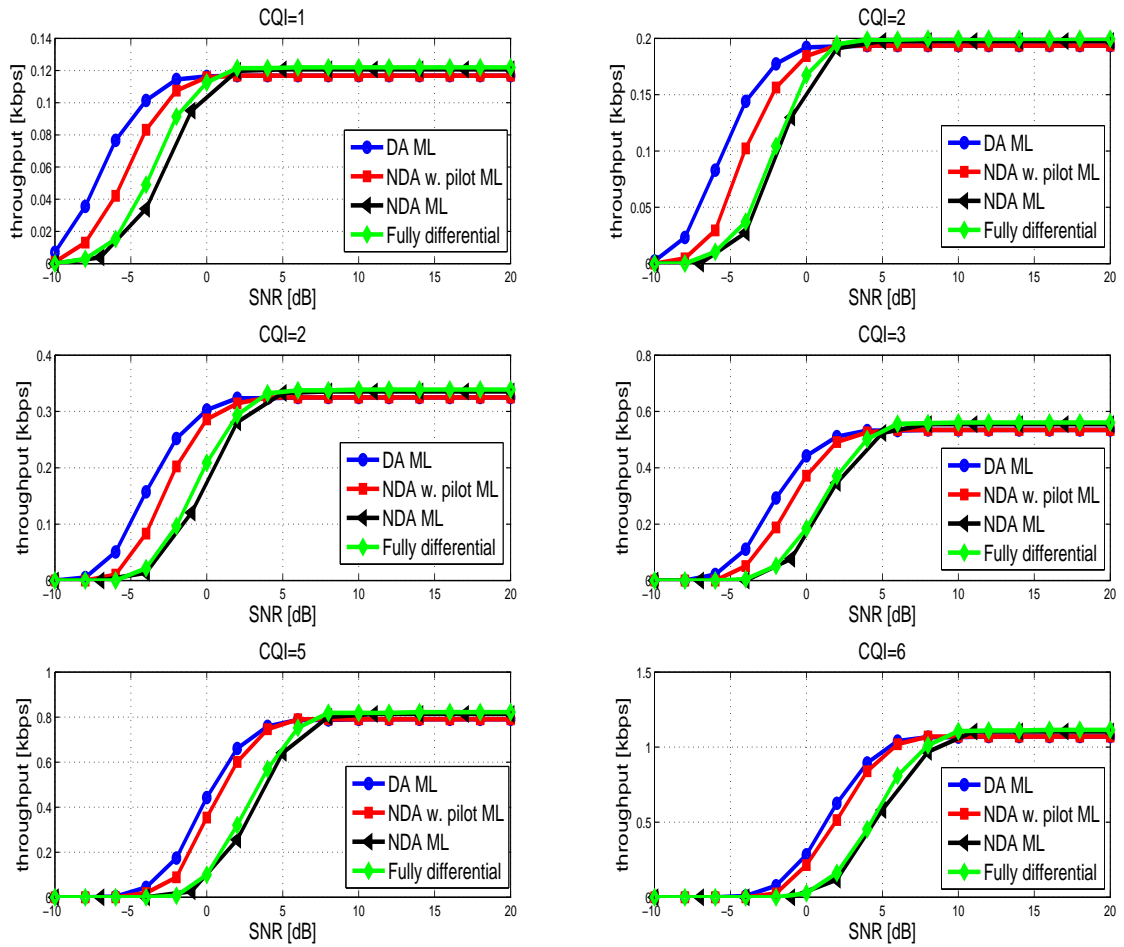


Figure A.4 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedB à vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

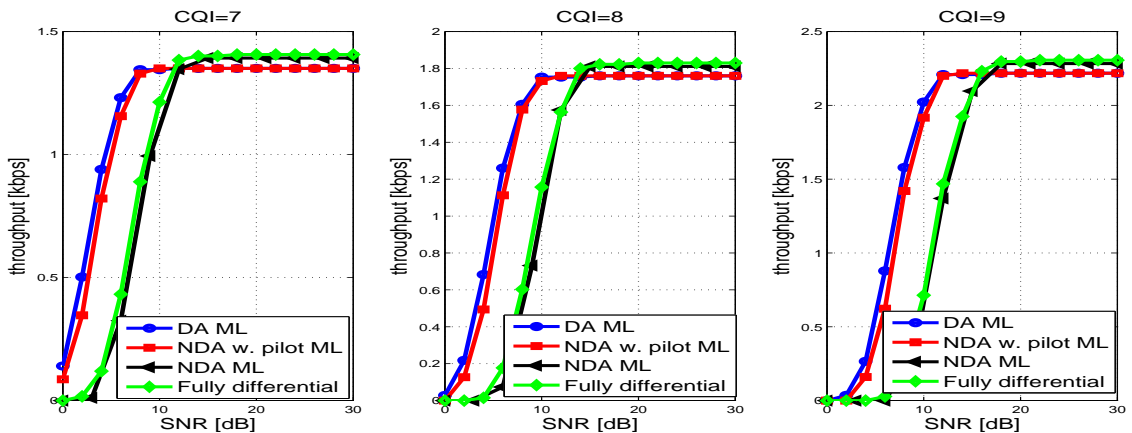


Figure A.5 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedB à vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

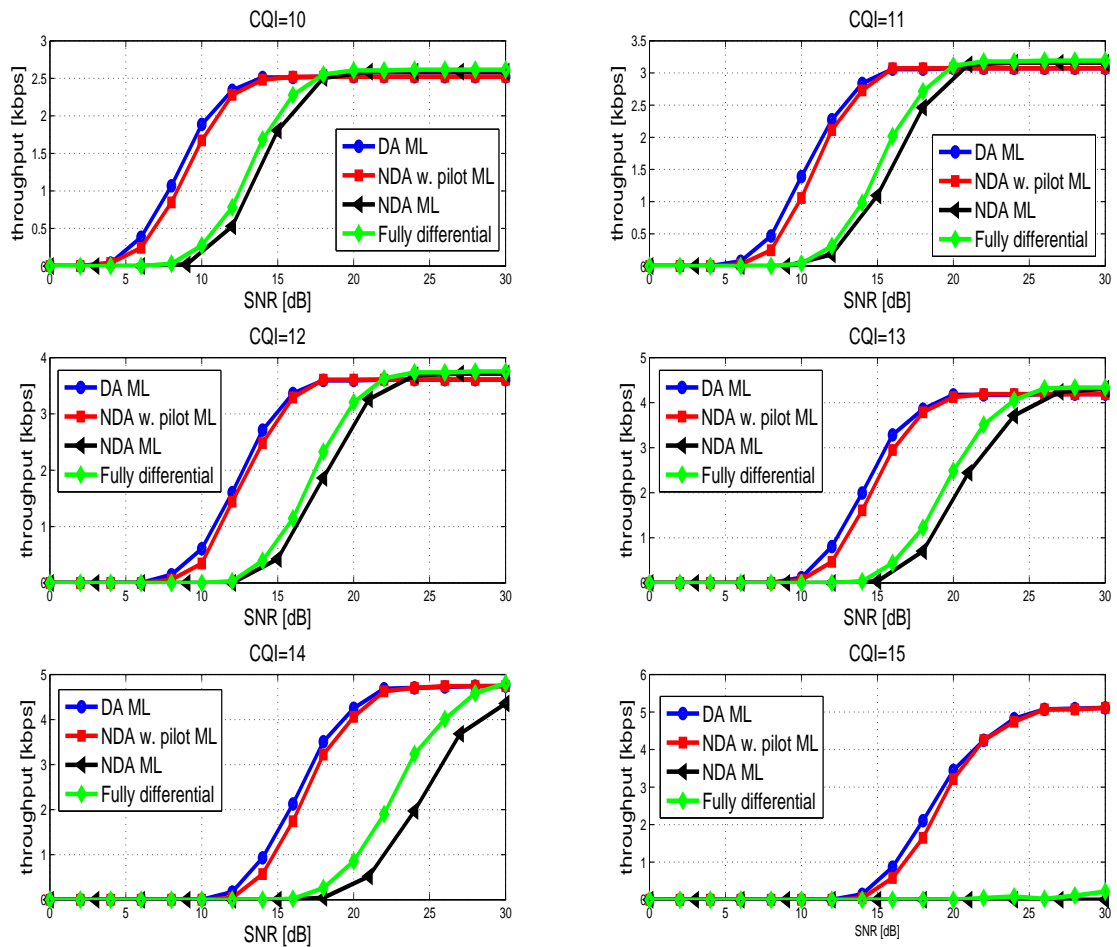


Figure A.6 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal PedB à vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

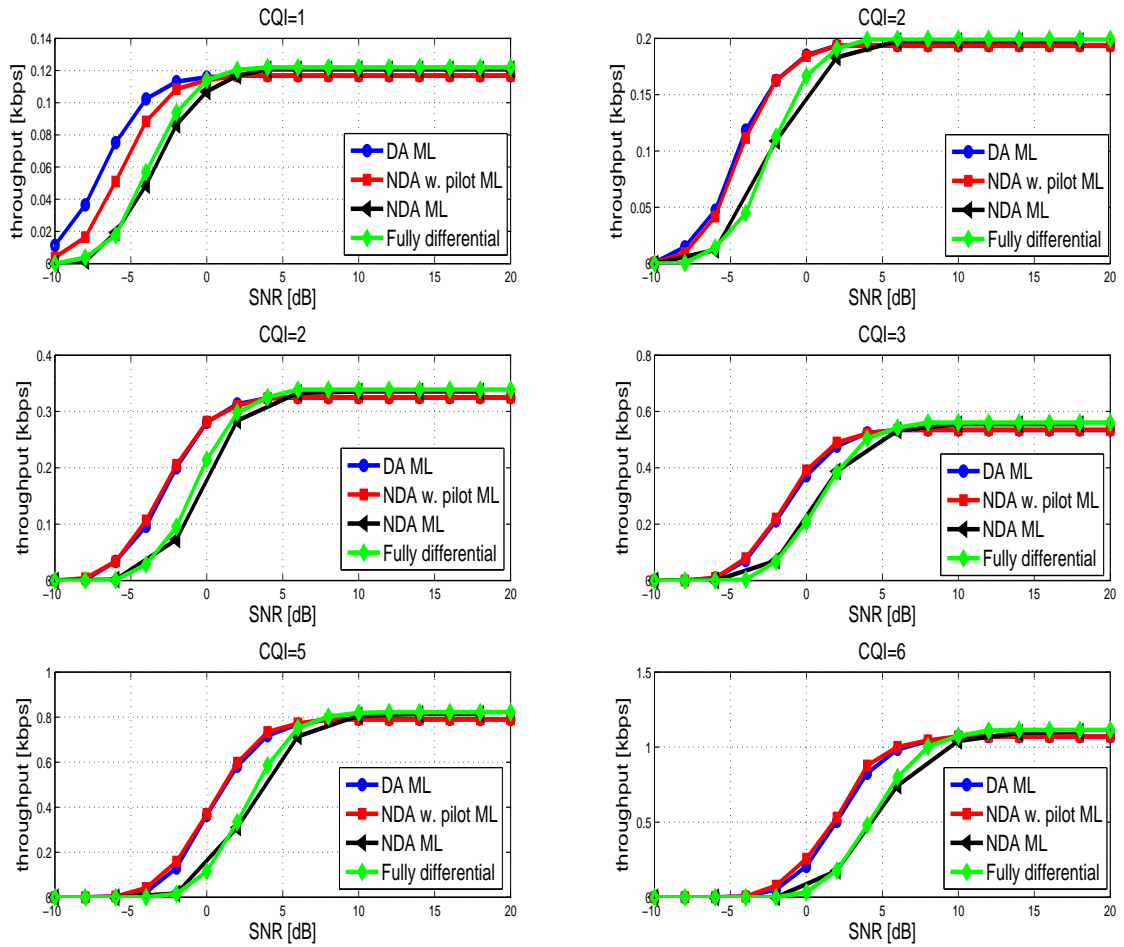


Figure A.7 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA à vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

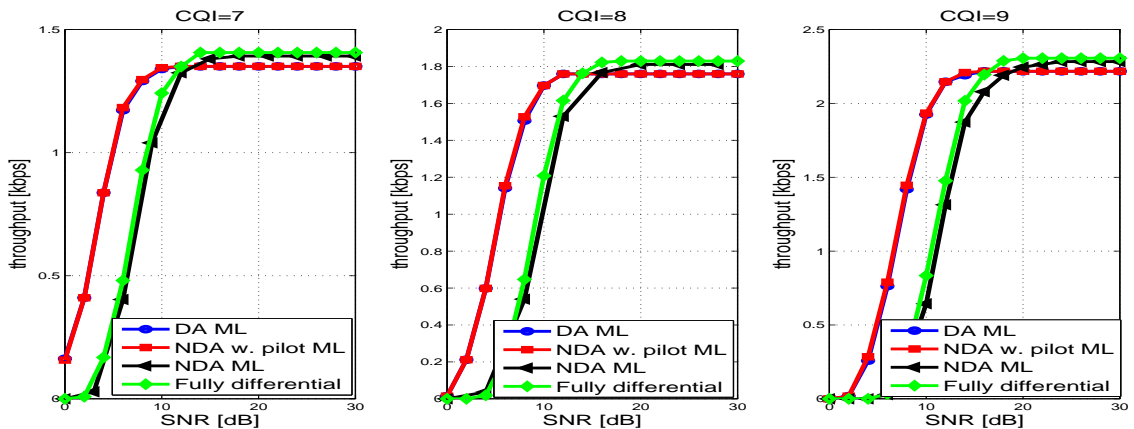


Figure A.8 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA à vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

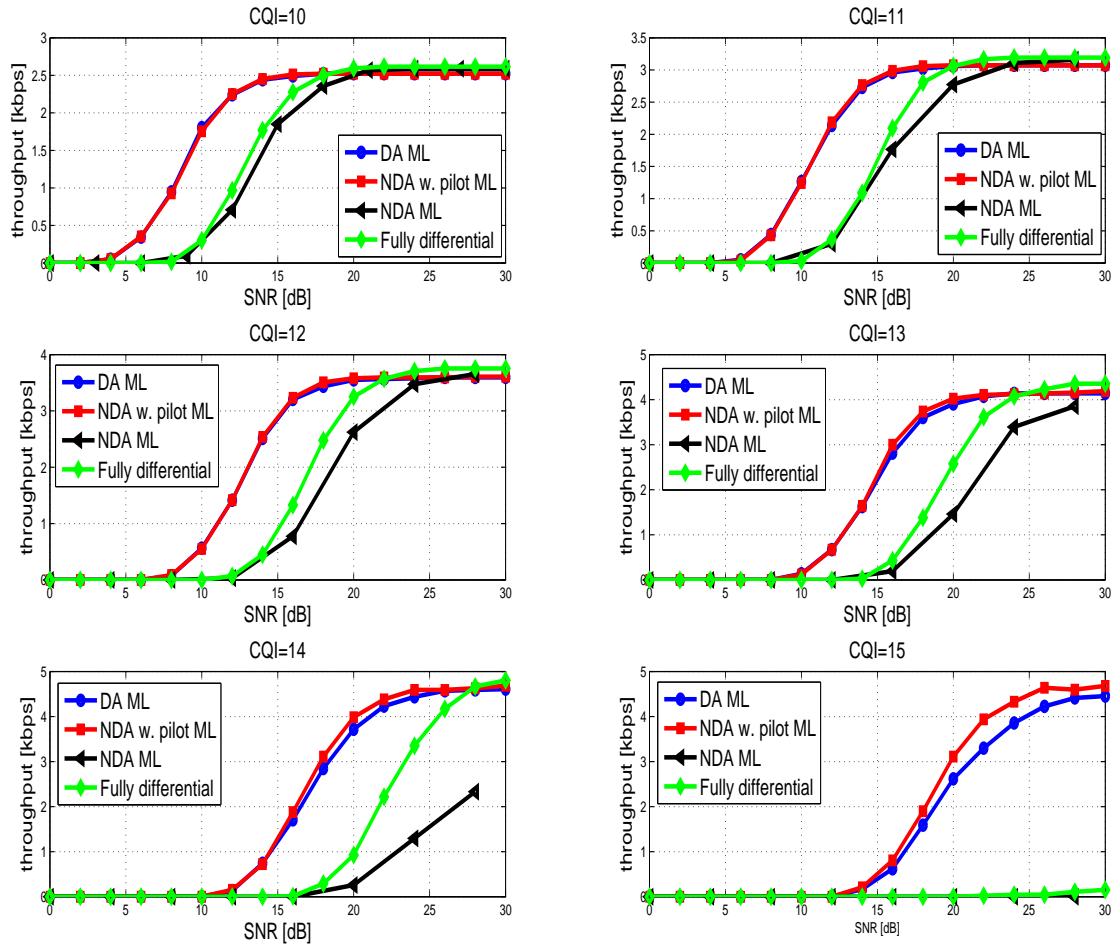


Figure A.9 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA à vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

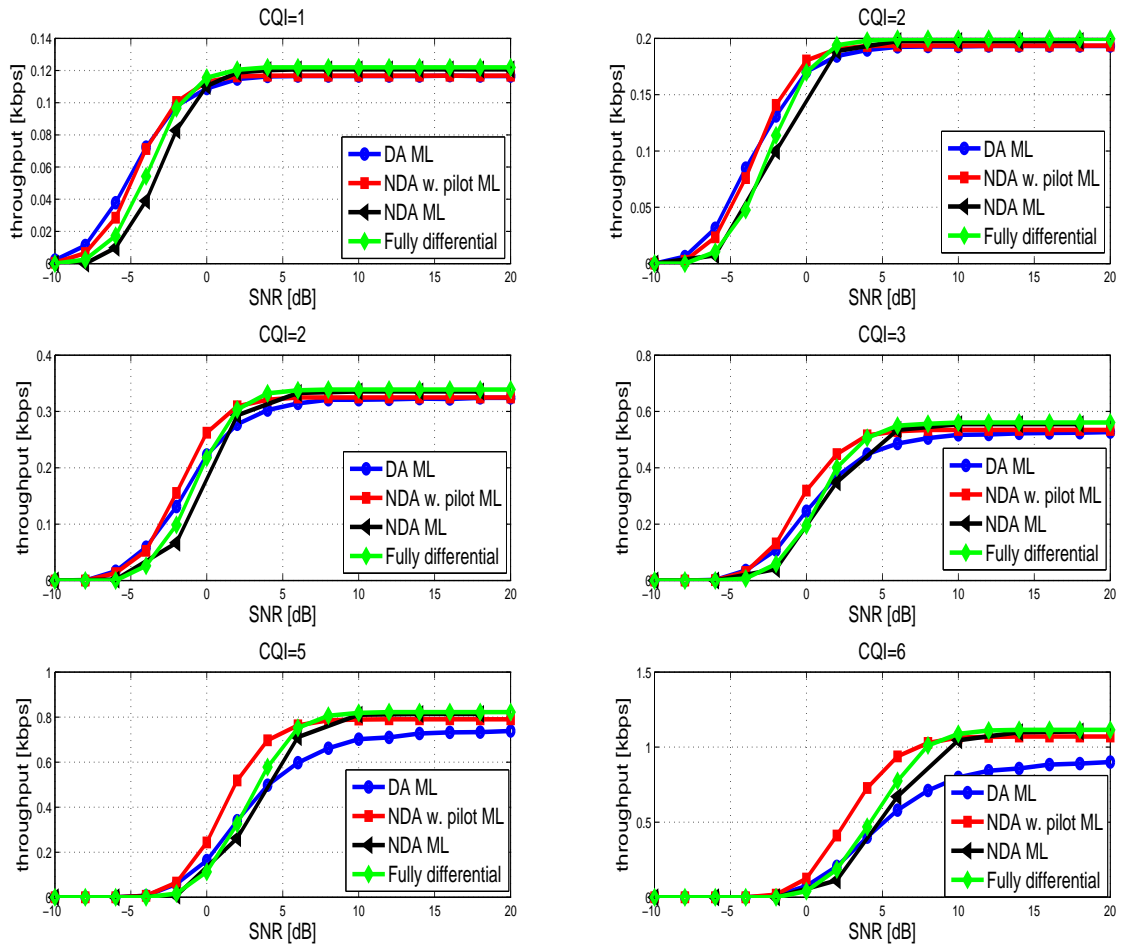


Figure A.10 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

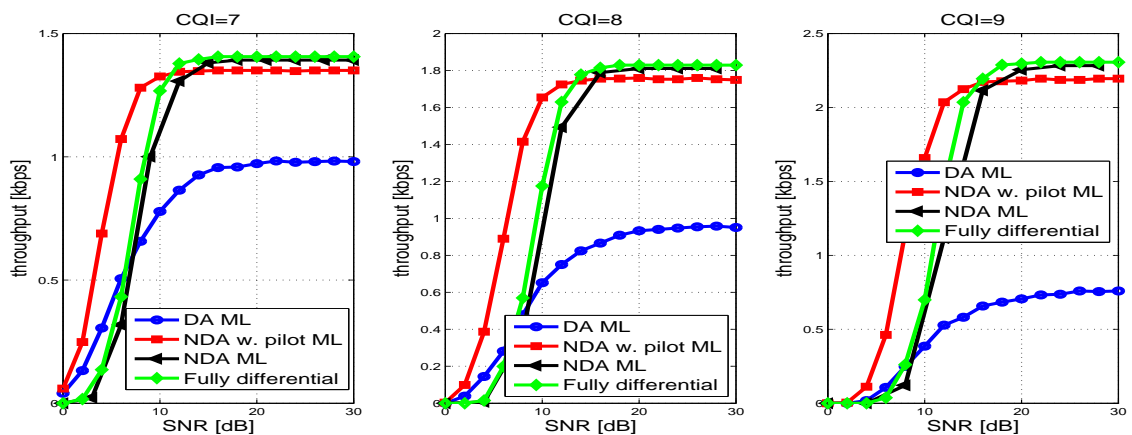


Figure A.11 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA à vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

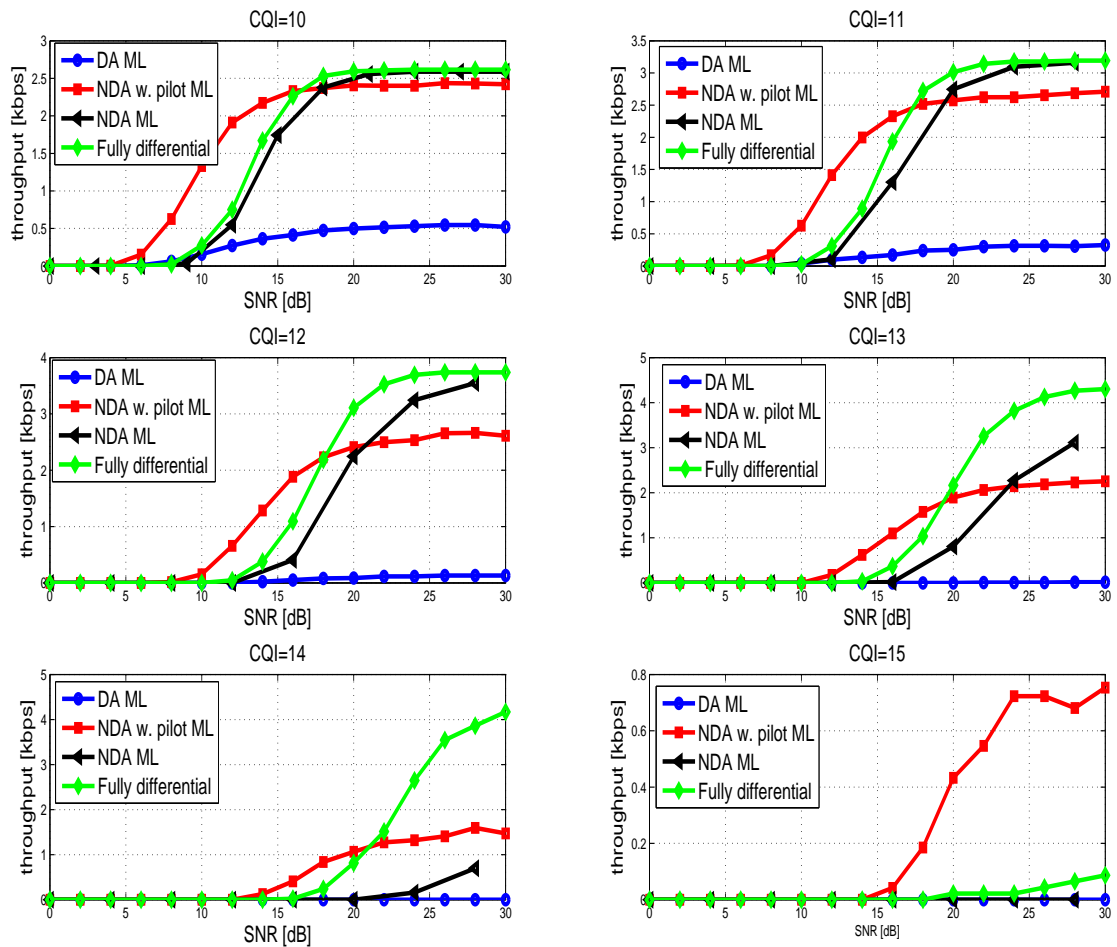


Figure A.12 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehA à vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

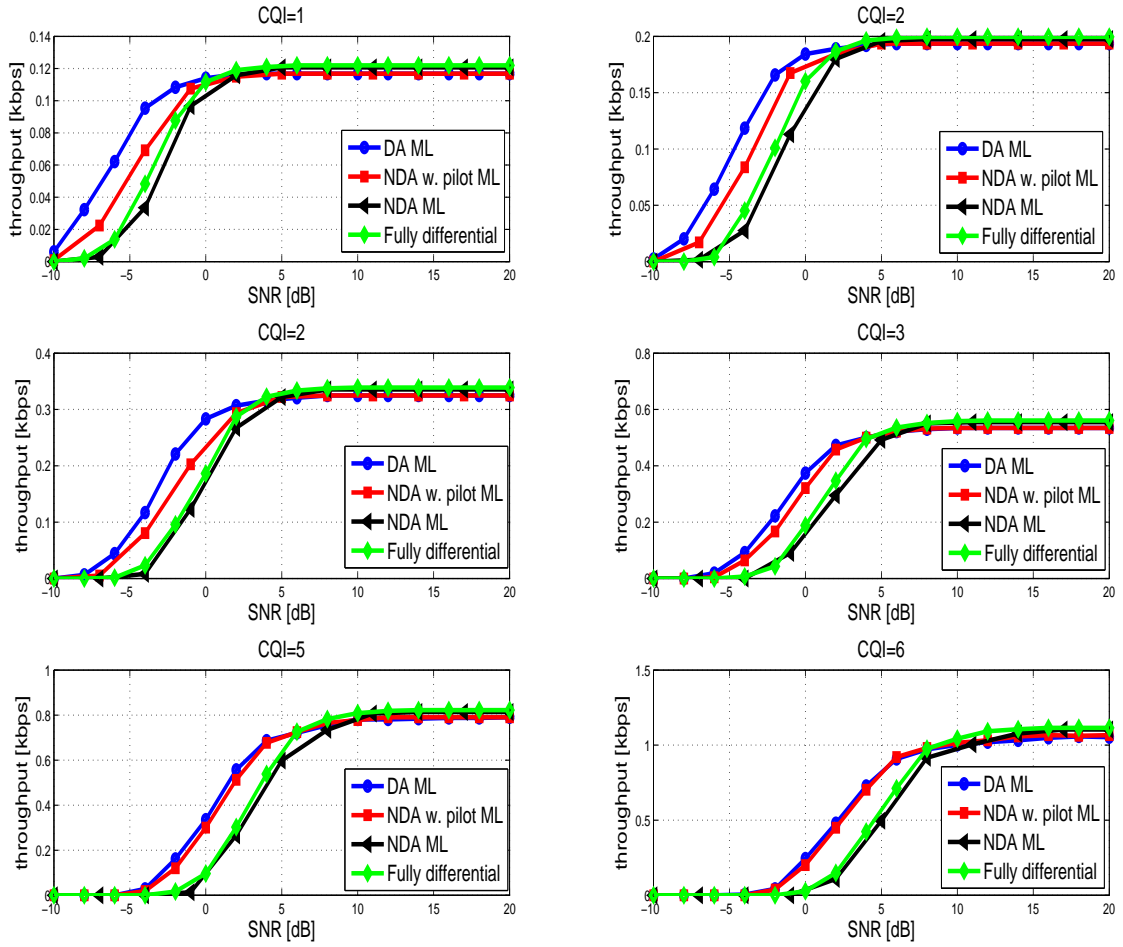


Figure A.13 – Débit d’information sur le niveau lien pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB à vitesse de mobile $v = 30\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

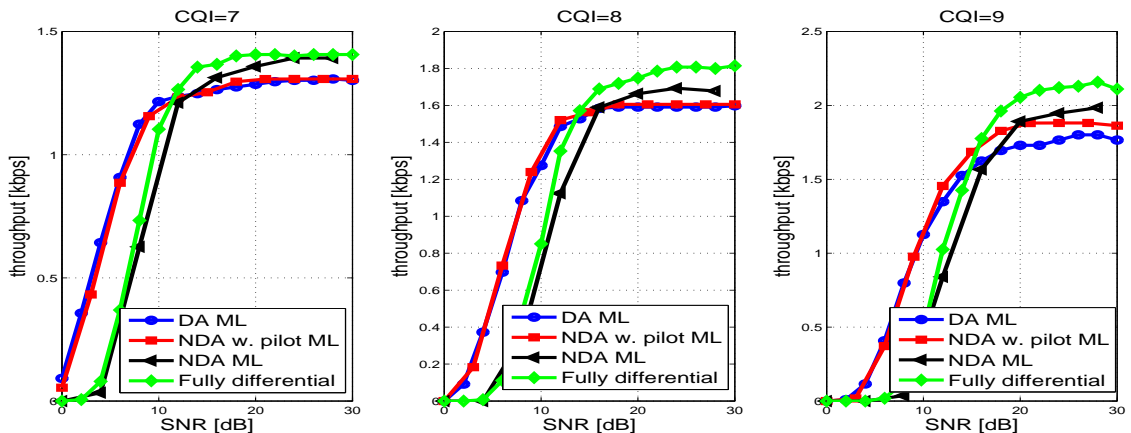


Figure A.14 – Débit d’information sur le niveau lien pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB à vitesse de mobile $v = 30\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

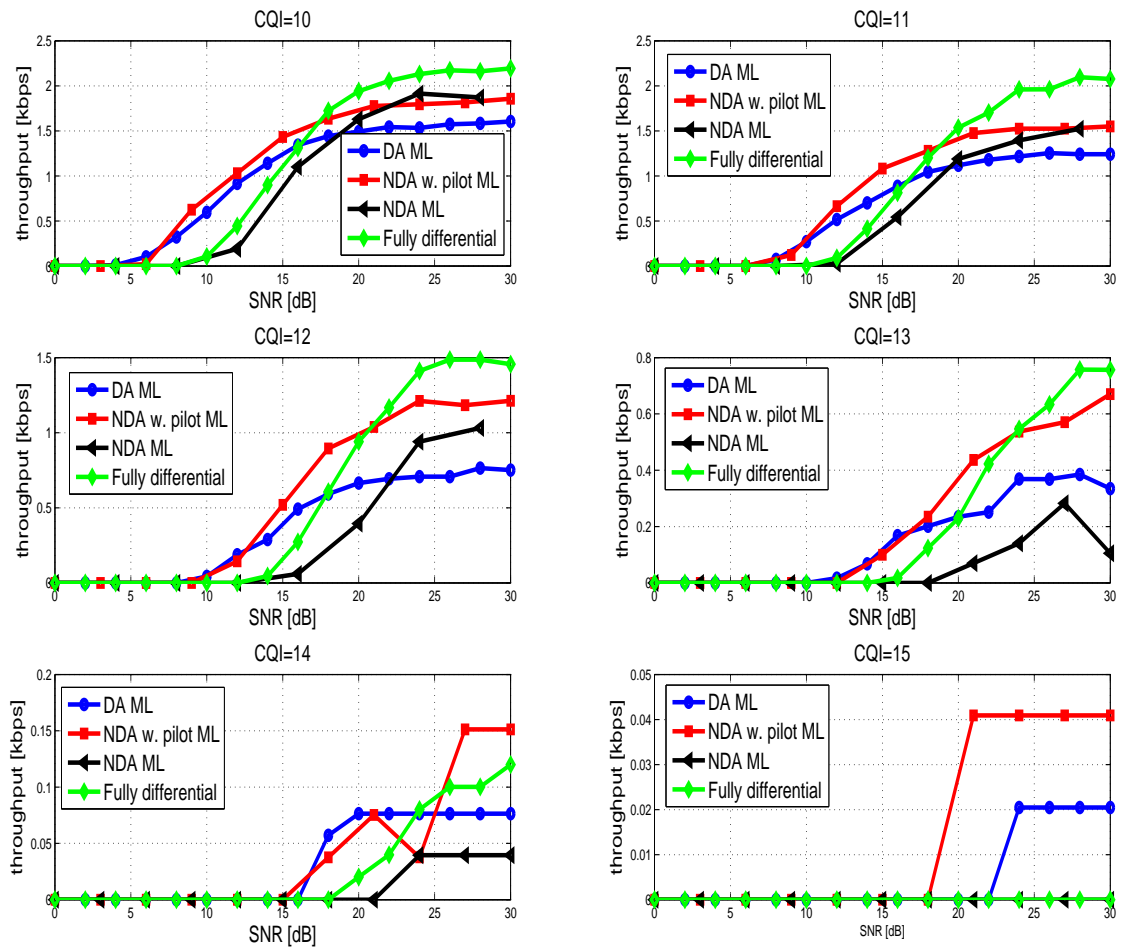


Figure A.15 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB à vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

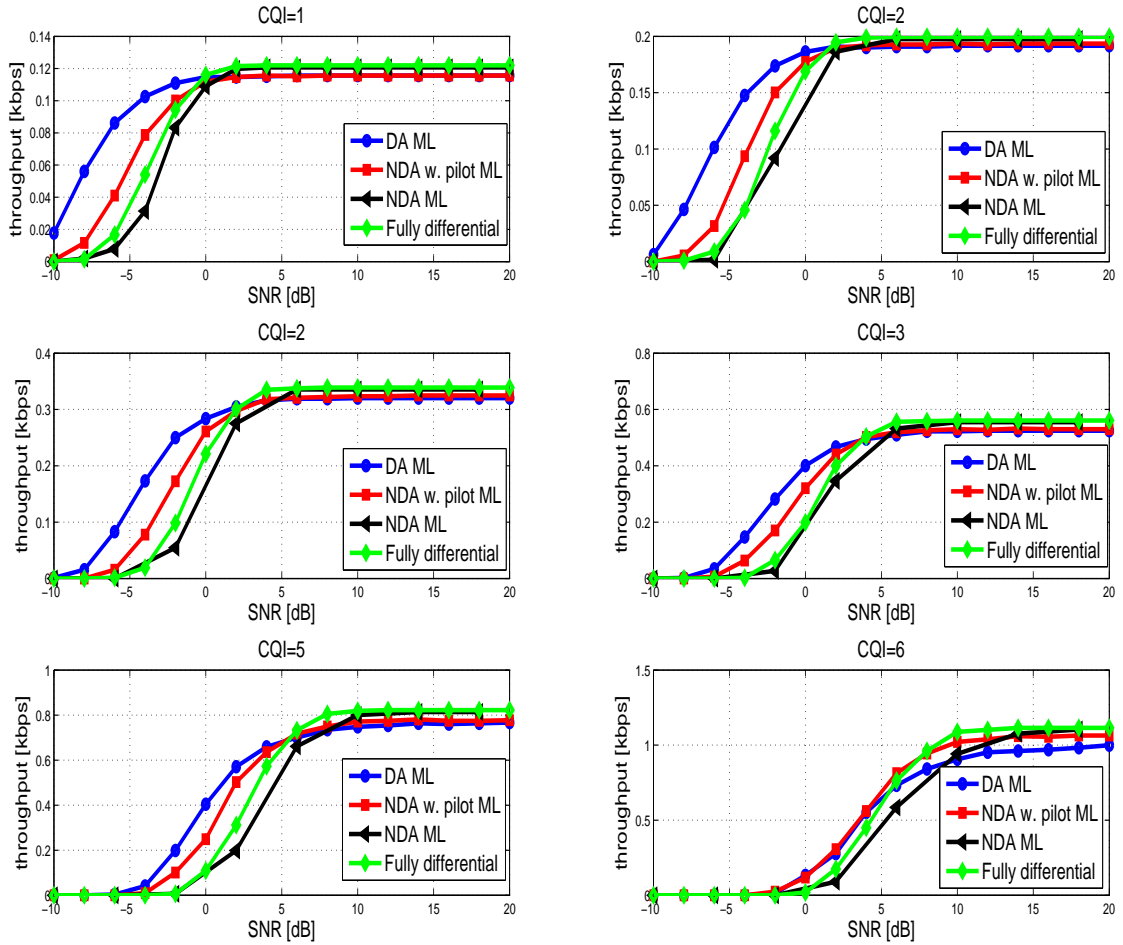


Figure A.16 – Débit d’information sur le niveau lien pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation QPSK.

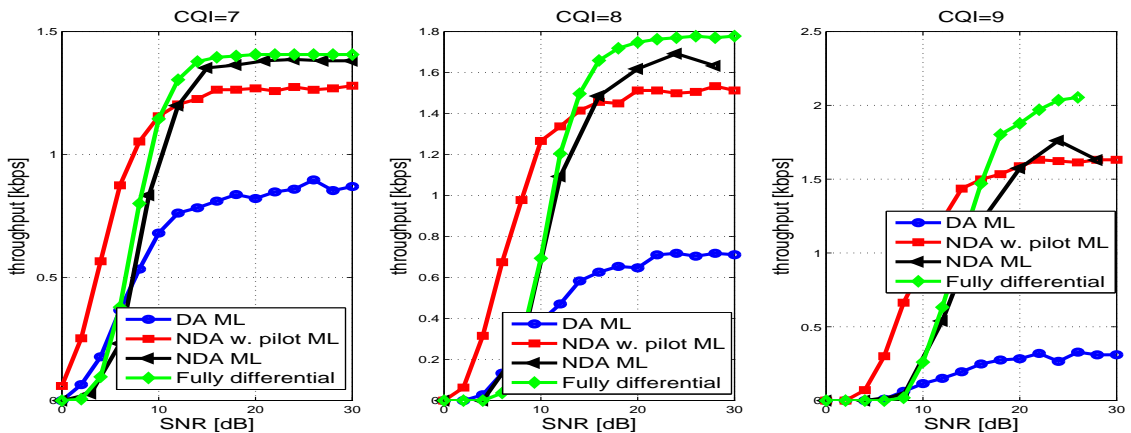


Figure A.17 – Débit d’information sur le niveau lien pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100kmph$ pour la modulation 16QAM.

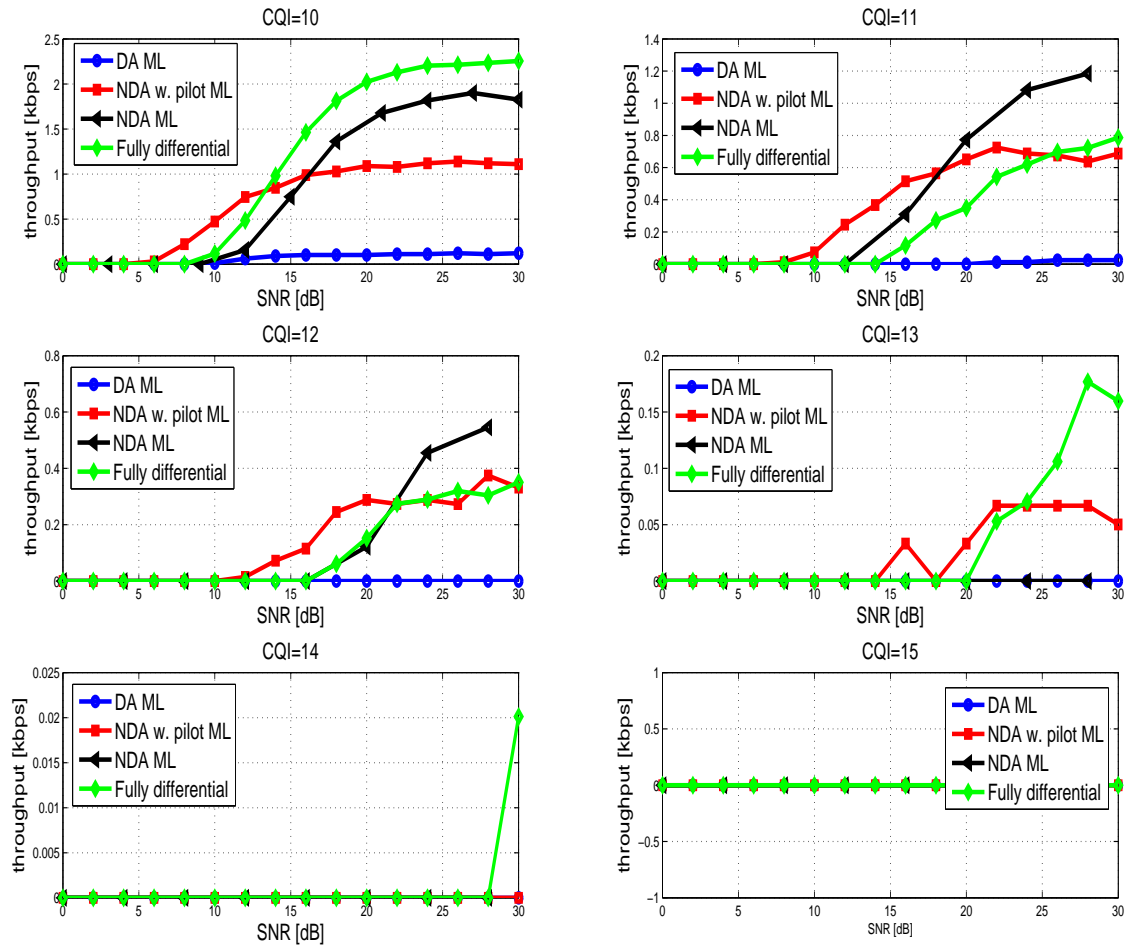


Figure A.18 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à maximum de vraisemblance pour le canal VehB à vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

A.2 Émetteur-récepteur cognitif à moindres carrés

A.2.1 Canal PedA vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$

Les figures A.19, A.20 et A.21 montrent les résultats des différents modes d'estimation de canal constituant l'émetteur-récepteur cognitif à moindres carrés pour le canal PedA à vitesse $\nu = 2\text{kmph}$.

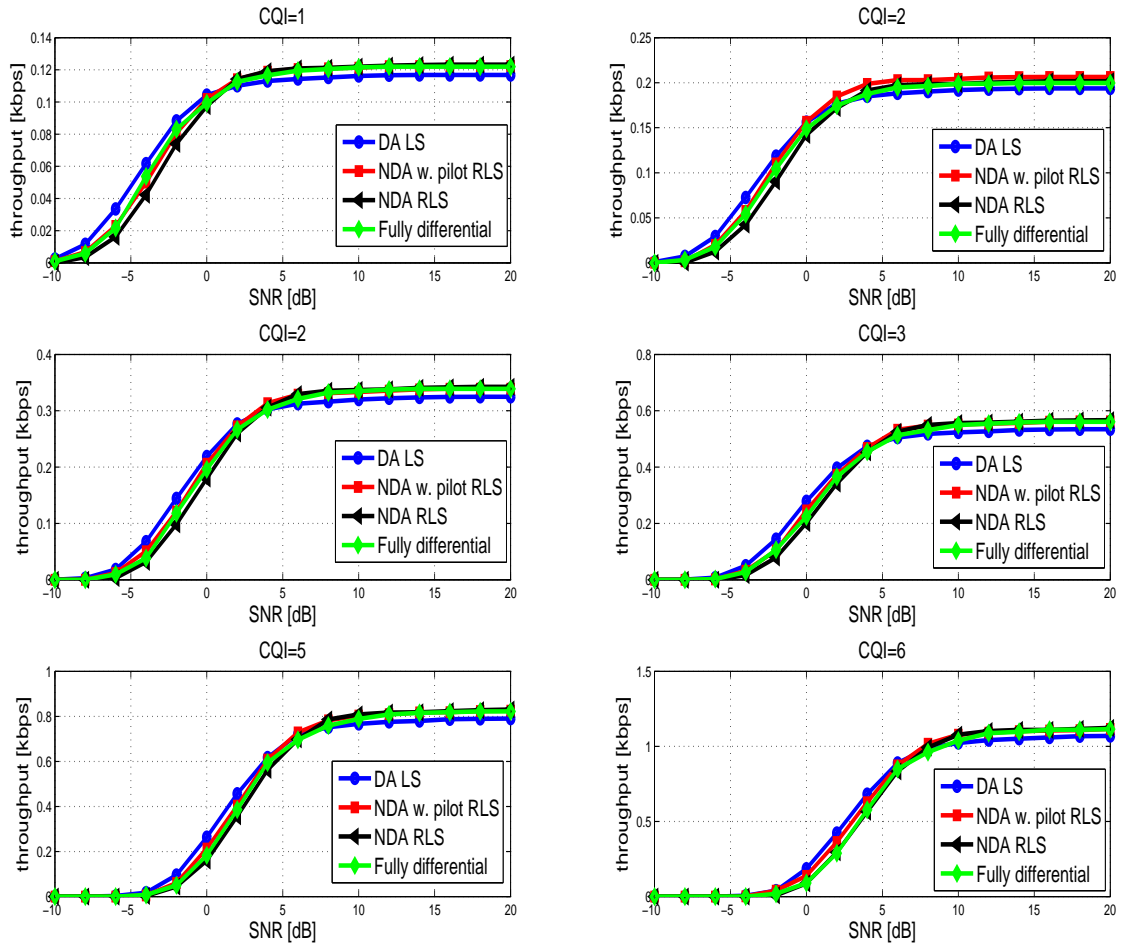


Figure A.19 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal PedA avec vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

A.2.2 Canal PedB vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$

Les figures A.22, A.23 et A.24 montrent les résultats des différents modes d'estimation de canal constituant l'émetteur-récepteur cognitif à moindres carrés pour le canal PedB à vitesse $\nu = 2\text{kmph}$.

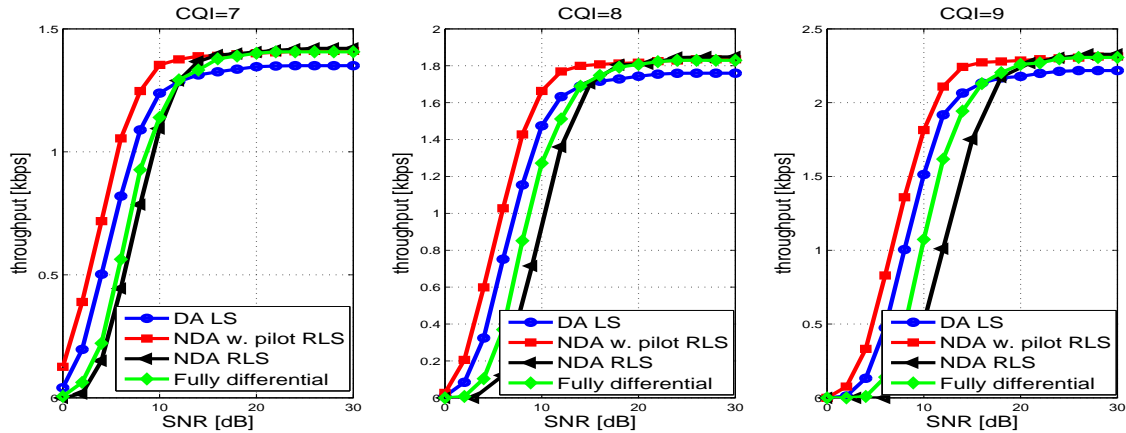


Figure A.20 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal PedA avec vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

A.2.3 Canal VehA vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$

Les figures A.25, A.26 et A.27 montrent les résultats des différents modes d'estimation de canal constituant l'émetteur-récepteur cognitif à moindres carrés pour le canal VehA à vitesse $\nu = 30\text{kmph}$.

A.2.4 Canal VehA vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$

Les figures A.28, A.29 et A.30 montrent les résultats des différents modes d'estimation de canal constituant l'émetteur-récepteur cognitif à moindres carrés pour le canal VehA à vitesse $\nu = 100\text{kmph}$.

A.2.5 Canal VehB vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$

Les figures A.31, A.32 et A.33 montrent les résultats des différents modes d'estimation de canal constituant l'émetteur-récepteur cognitif à moindres carrés pour le canal VehB à vitesse $\nu = 30\text{kmph}$.

A.2.6 Canal VehB vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$

Les figures A.34, A.35 et A.36 montrent les résultats des différents modes d'estimation de canal constituant l'émetteur-récepteur cognitif à moindres carrés pour le canal VehB à vitesse $\nu = 100\text{kmph}$.

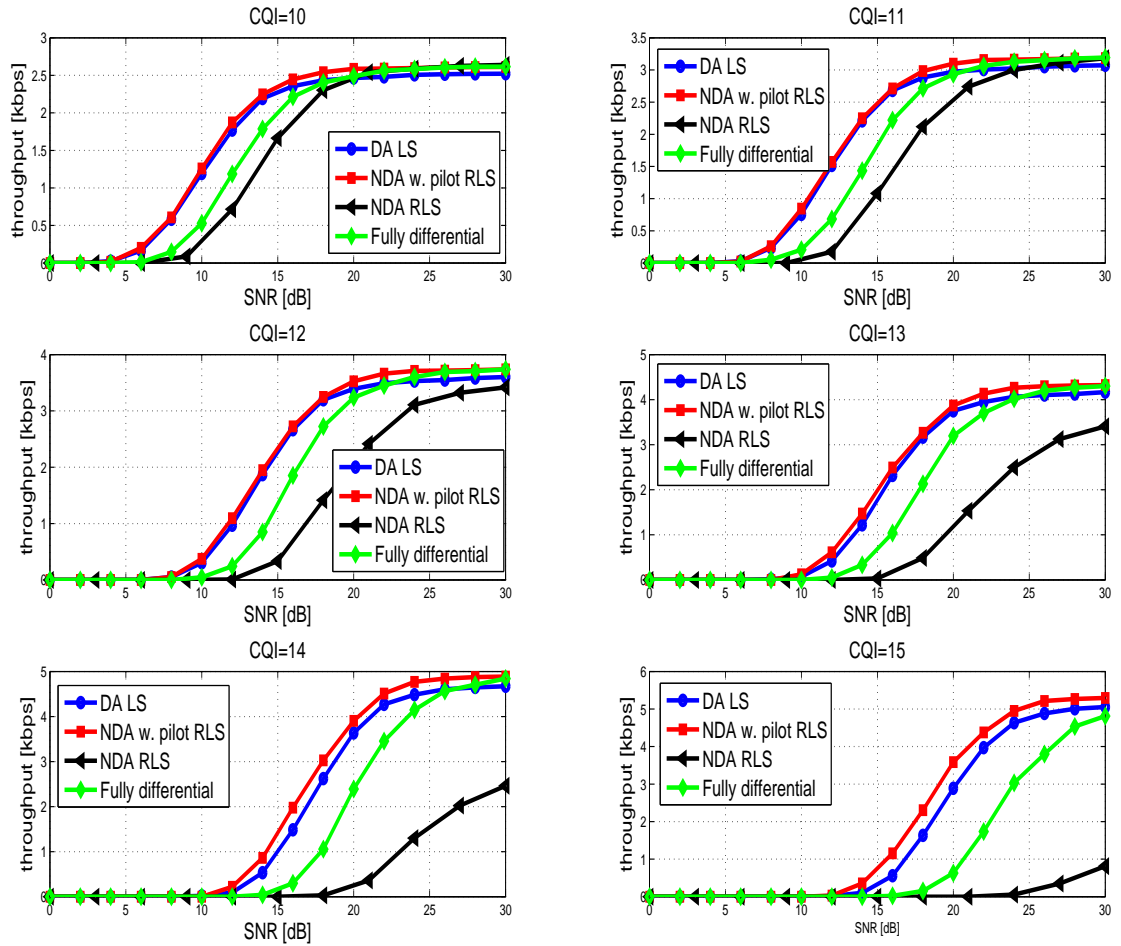


Figure A.21 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal PedA a vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

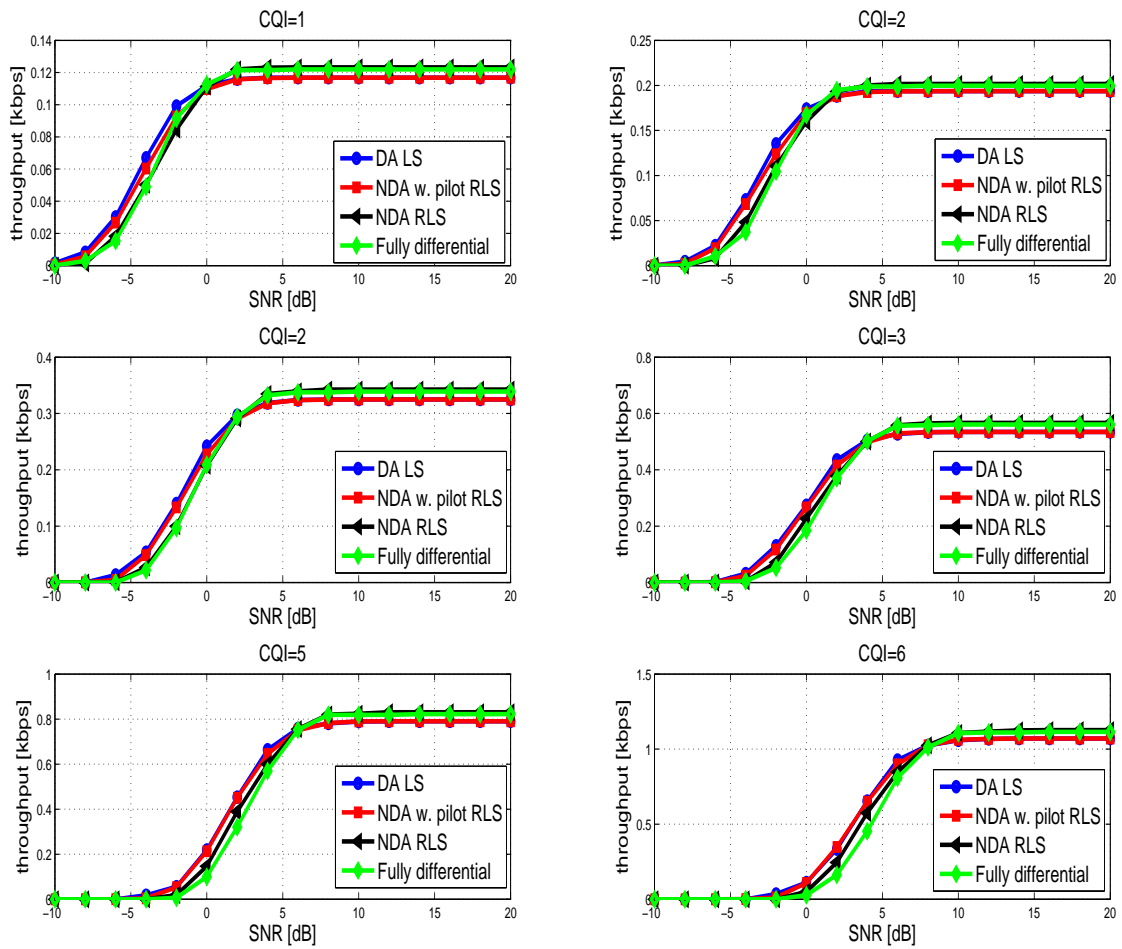


Figure A.22 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

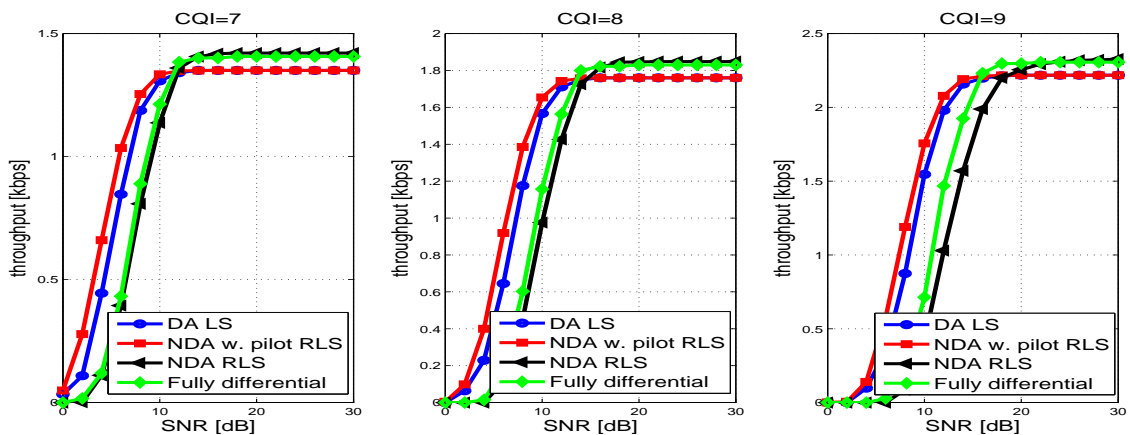


Figure A.23 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

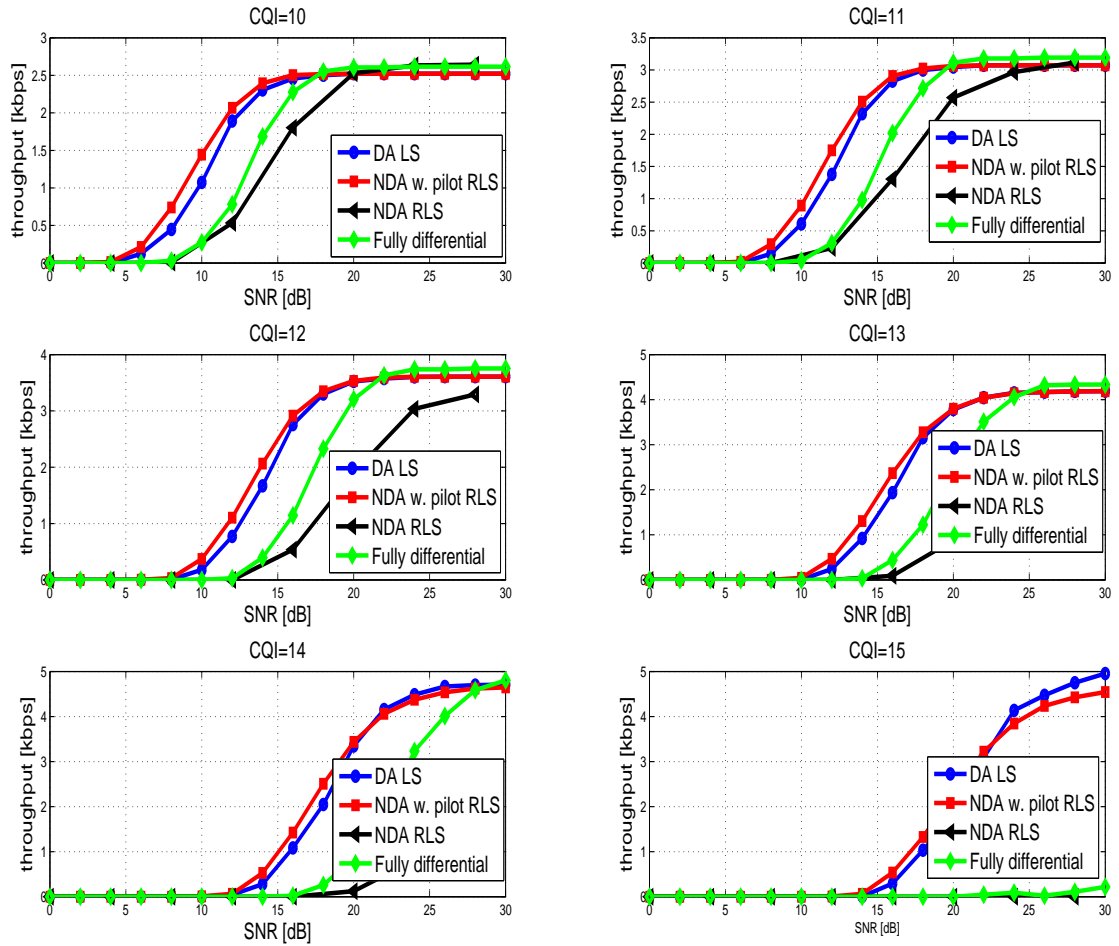


Figure A.24 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal PedB avec vitesse de mobile $\nu = 2\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

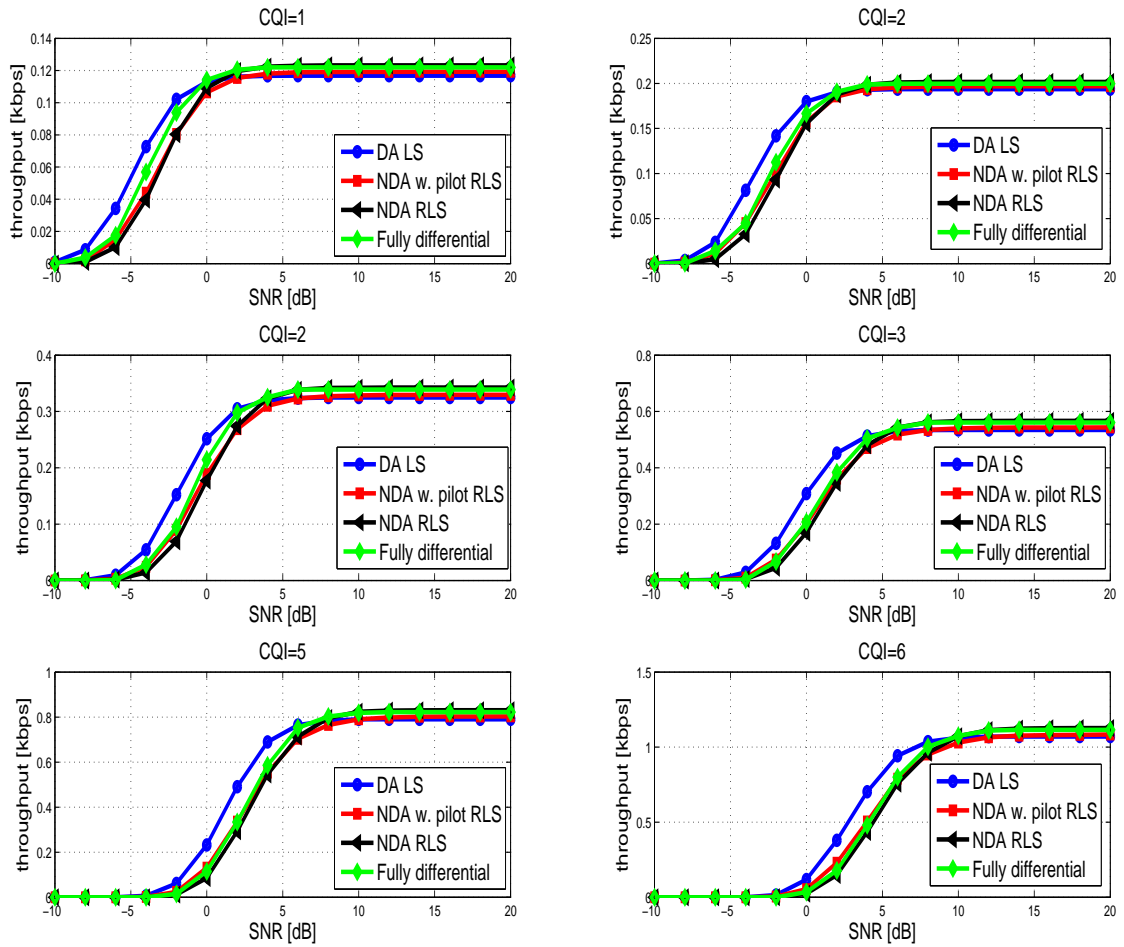


Figure A.25 – Débit d’information sur le niveau lien pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

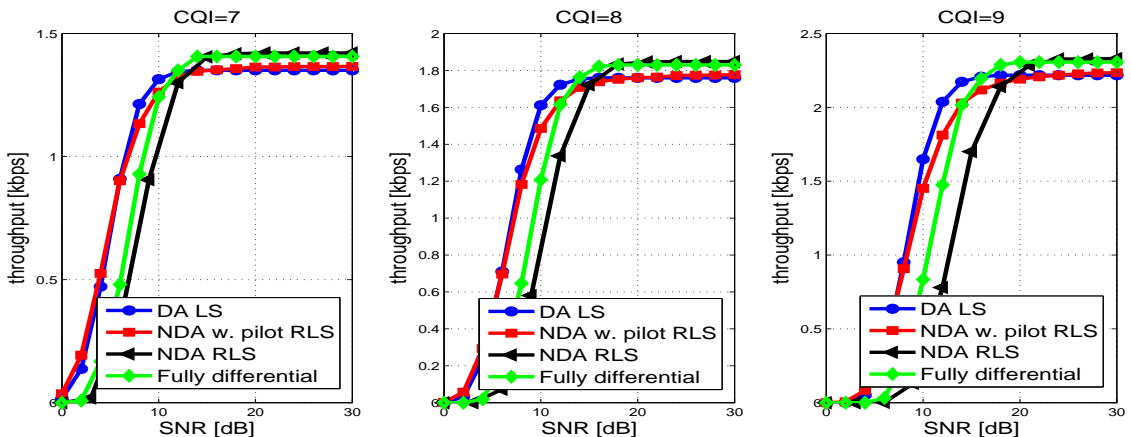


Figure A.26 – Débit d’information sur le niveau lien pour les différents modes d’estimation de canal de l’algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

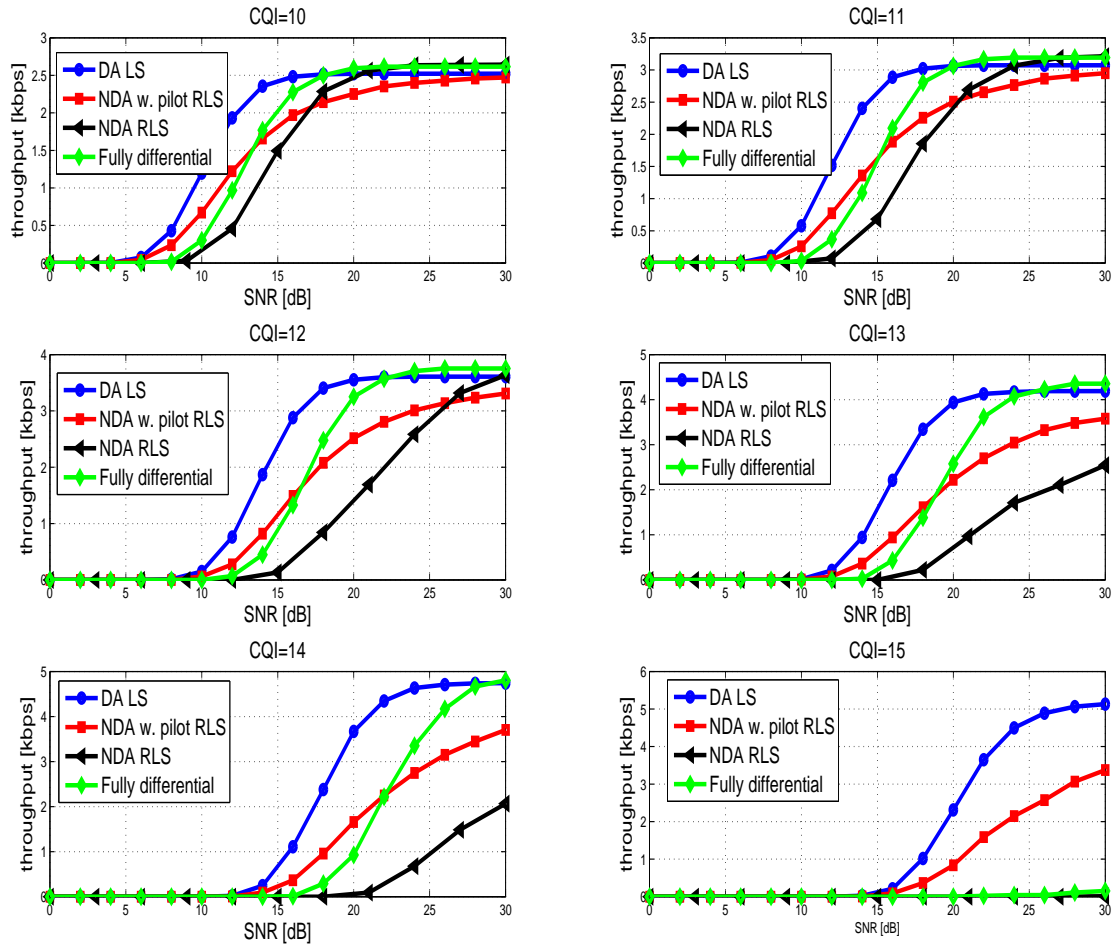


Figure A.27 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

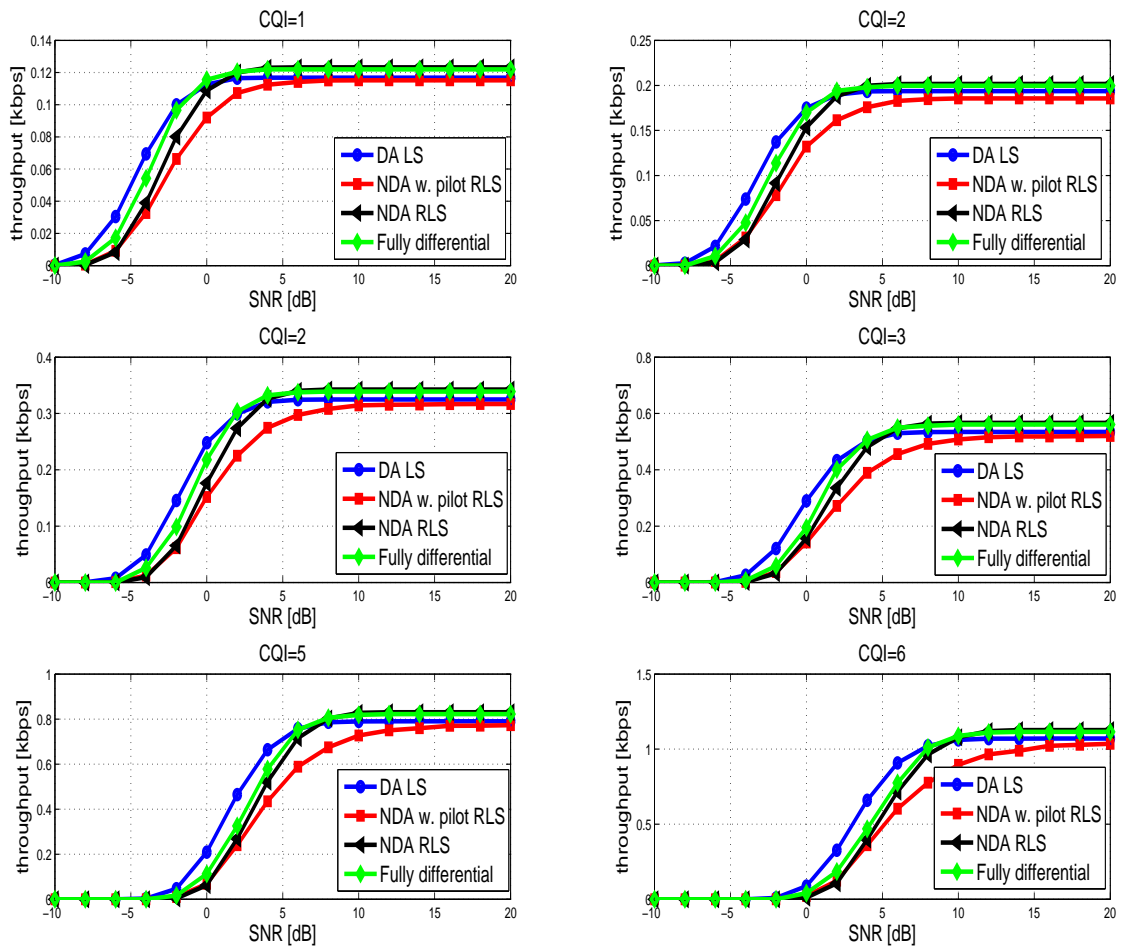


Figure A.28 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

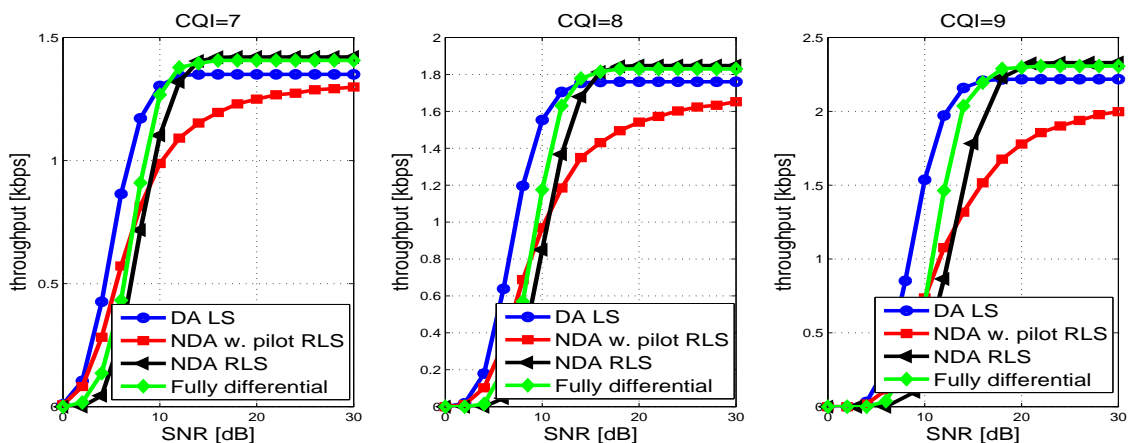


Figure A.29 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

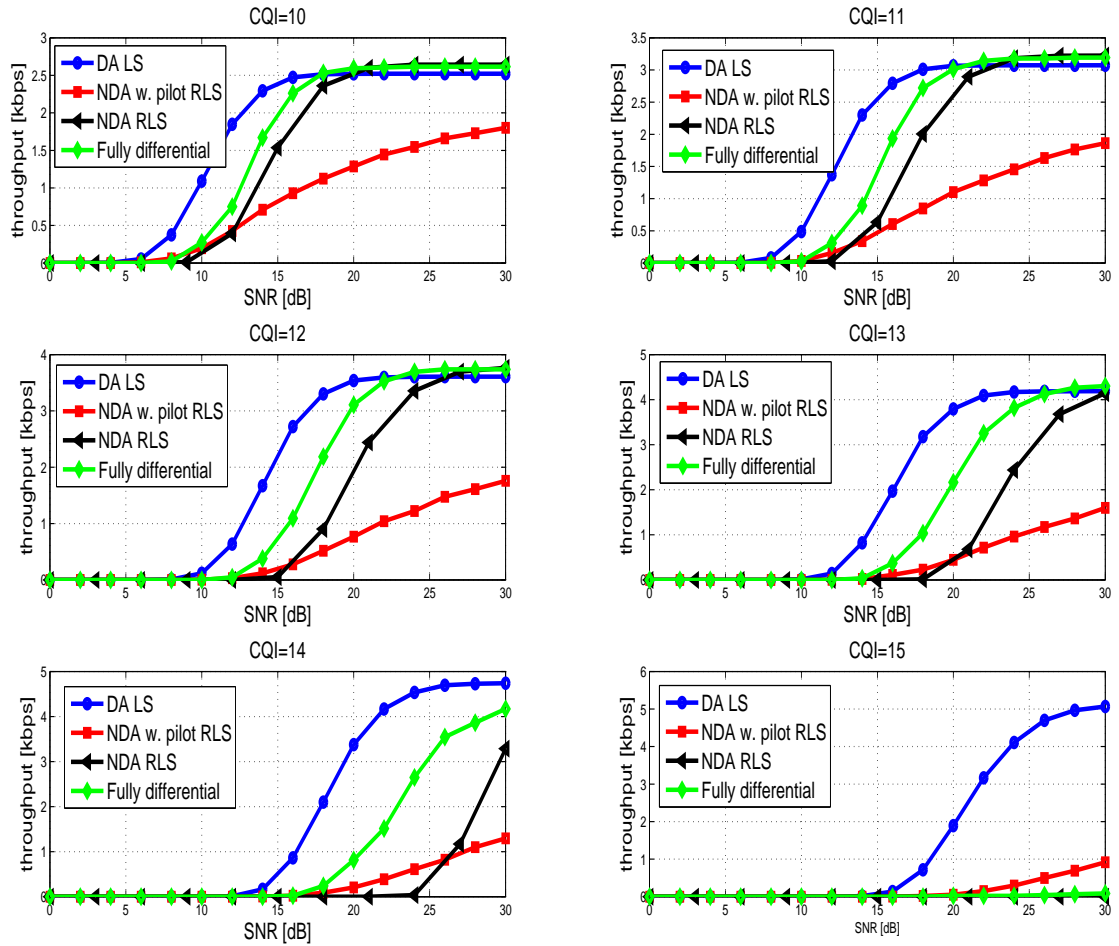


Figure A.30 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehA avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

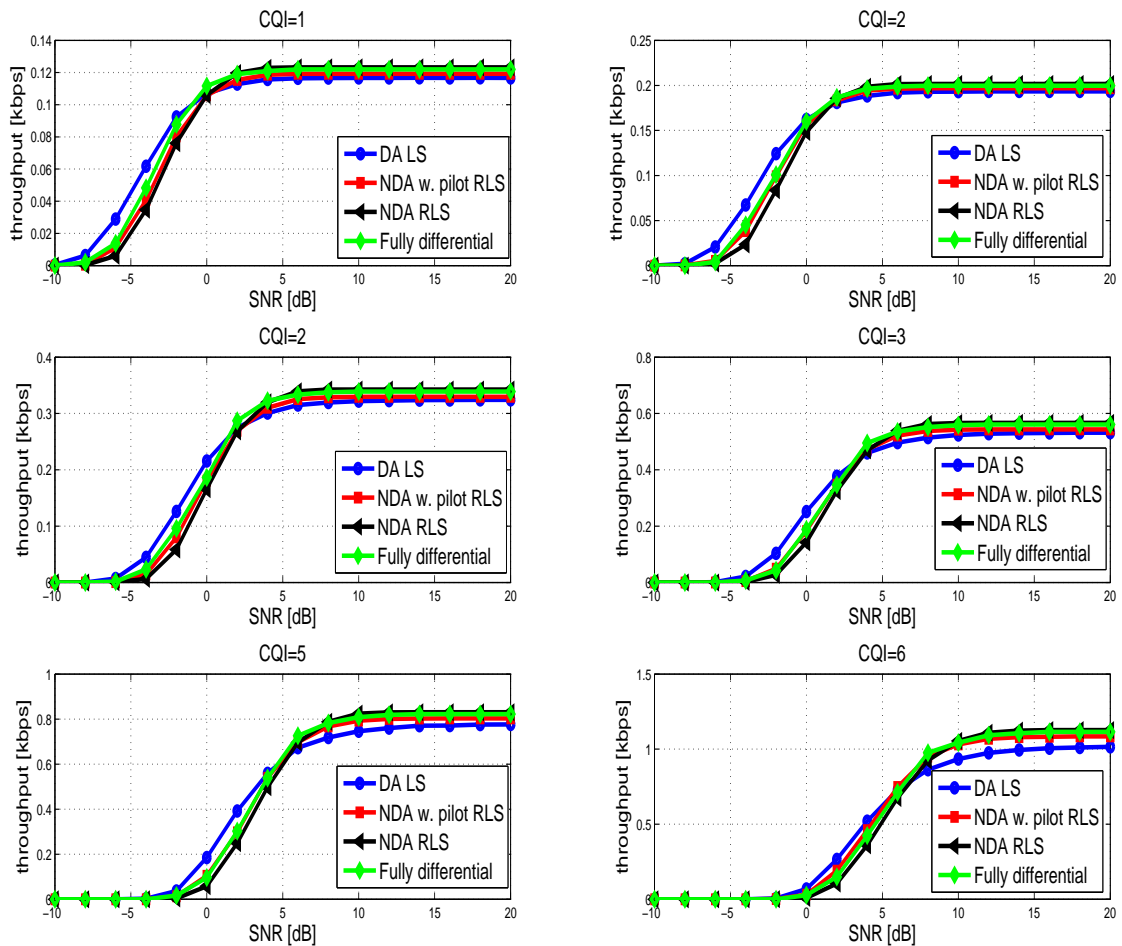


Figure A.31 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB à vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

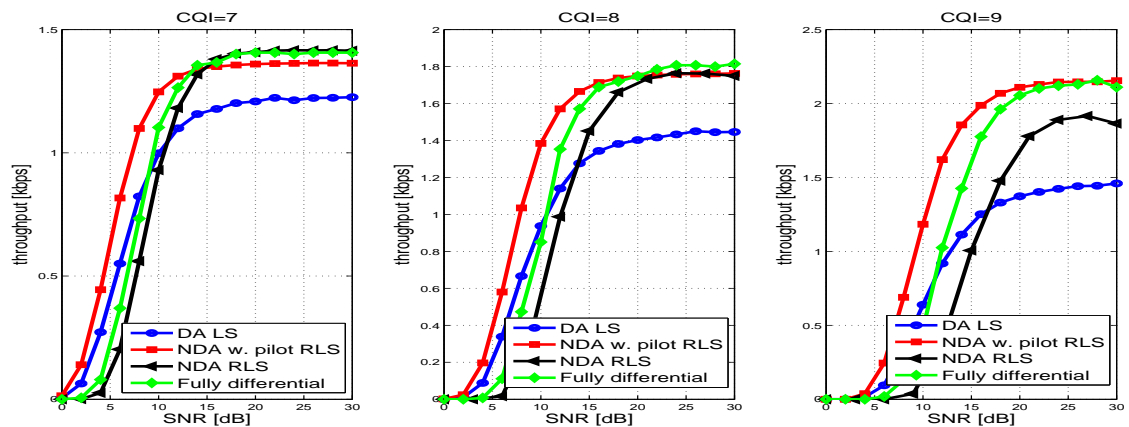


Figure A.32 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

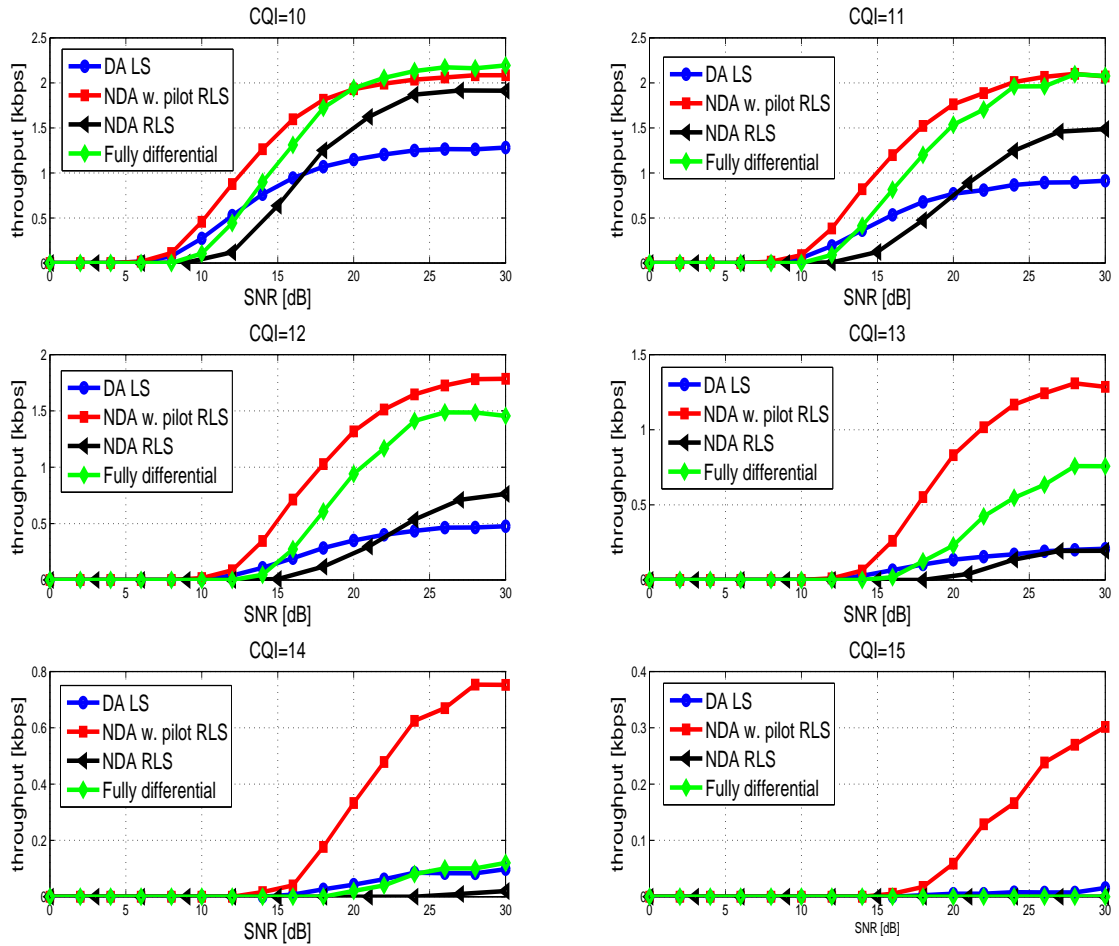


Figure A.33 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB à vitesse de mobile $\nu = 30\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.

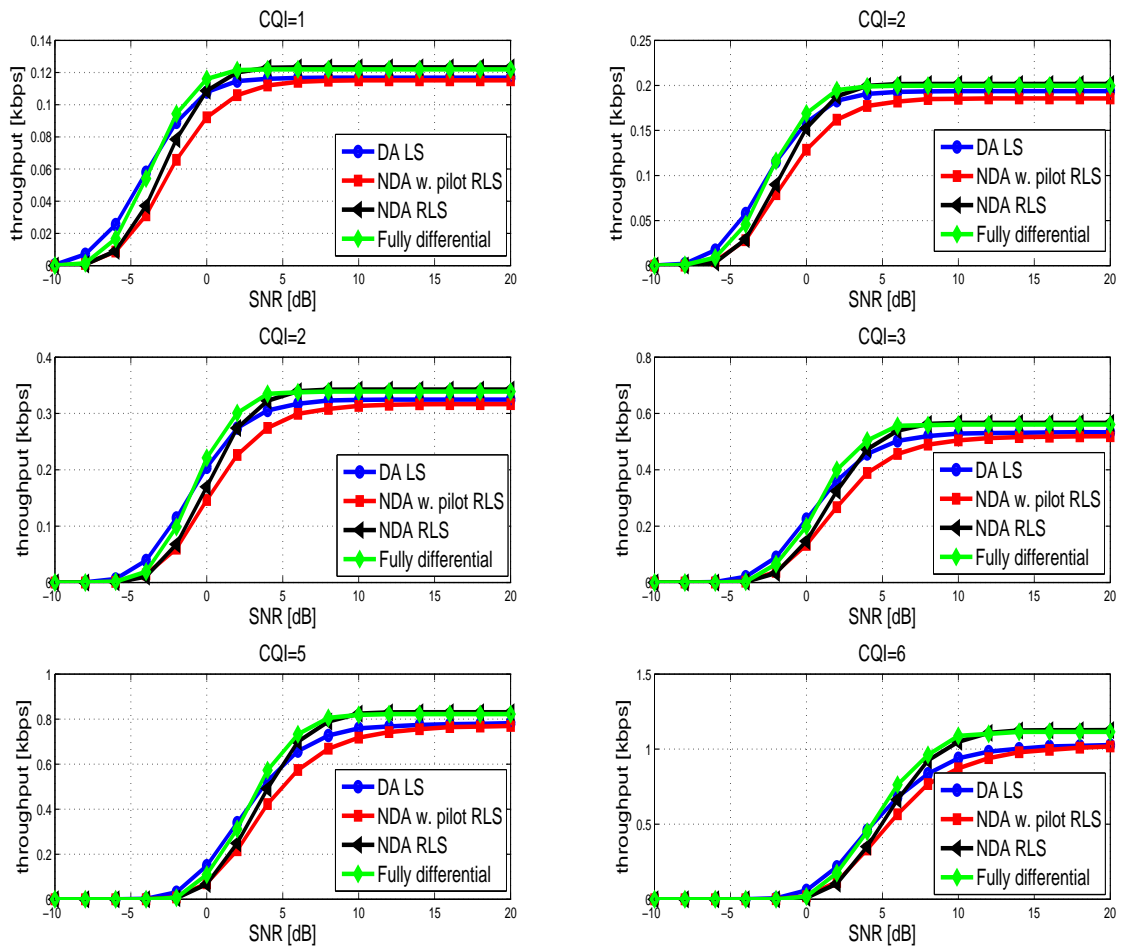


Figure A.34 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation QPSK.

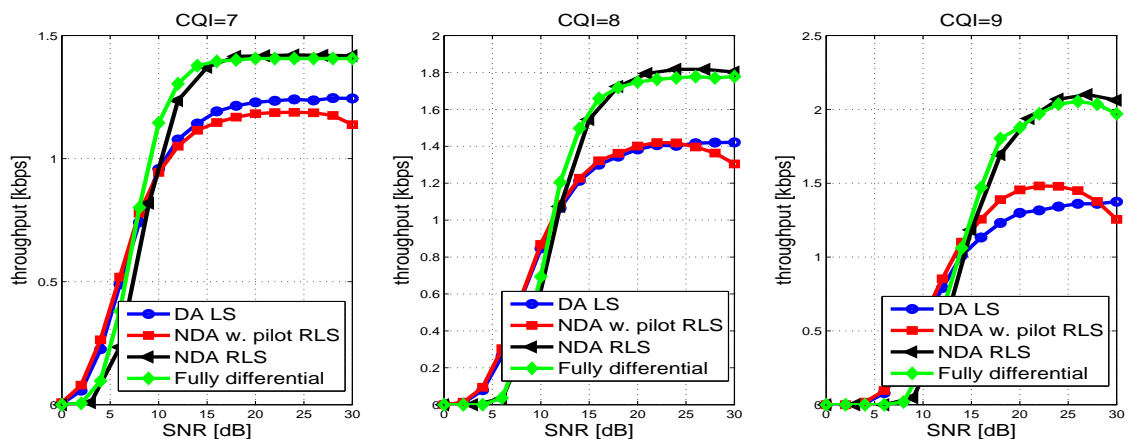


Figure A.35 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation 16QAM.

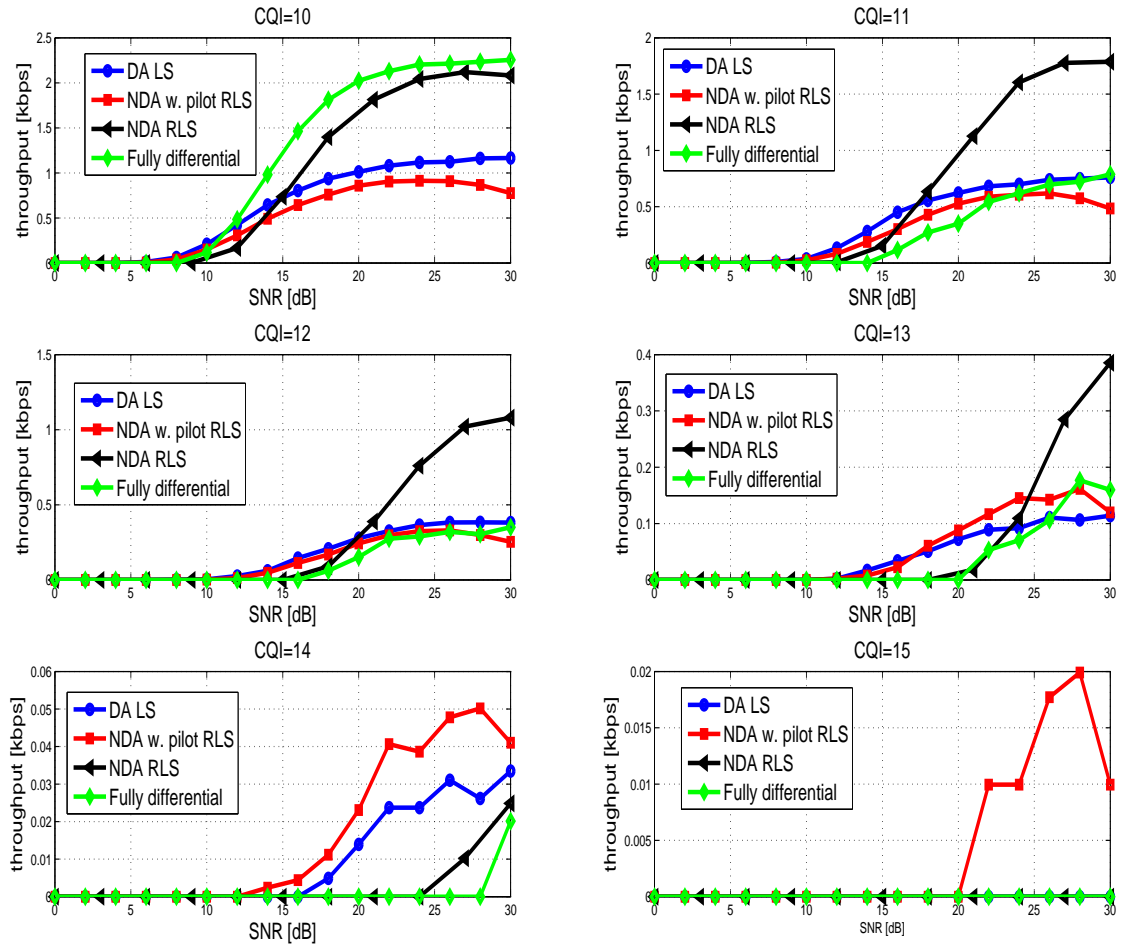


Figure A.36 – Débit d'information sur le niveau lien pour les différents modes d'estimation de canal de l'algorithme à moindres carrés pour le canal VehB avec vitesse de mobile $\nu = 100\text{kmph}$ pour la modulation 64QAM.